

SÉRGIO VIDAL GARCIA OLIVEIRA

**OTIMIZAÇÃO DE PROJETO DE FONTES DE
ALIMENTAÇÃO PARA CENTRAIS DE
TELECOMUNICAÇÕES**

FLORIANÓPOLIS

2001

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

**OTIMIZAÇÃO DE PROJETO DE FONTES DE
ALIMENTAÇÃO PARA CENTRAIS DE
TELECOMUNICAÇÕES**

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

SÉRGIO VIDAL GARCIA OLIVEIRA

Florianópolis, março de 2001.

OTIMIZAÇÃO DE PROJETO DE FONTES DE ALIMENTAÇÃO PARA CENTRAIS DE TELECOMUNICAÇÕES

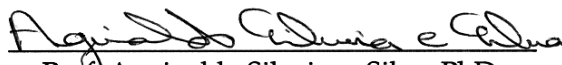
Sérgio Vidal Garcia Oliveira

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



Prof. Alexandre Ferrari de Souza, Dr.

Orientador



Prof. Aginaldo Silveira e Silva, PhD.

Coordenador do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica

Banca Examinadora:



Prof. Alexandre Ferrari de Souza, Dr.

Presidente



Prof. Ivo Barbi, Dr. Ing.



Prof. Denizar Cruz Martins, Dr.

A Deus.

À Família:
Pai, Mãe, Irmãos e Cia.
Não existem e não existirão nunca,
palavras capazes de expressar
todo o meu amor e gratidão.
Esta vitória também é de vocês. Muito obrigado.

Drica,

Quero te agradecer pelo grande amor,
pela freqüente compreensão e por acreditar sempre em nós.

A ti, o que de ti recebi...

"A linguagem do Amor

O amor fala sua própria linguagem com
pequenos gestos, sem qualquer palavra.
Ela vem de dentro, do fundo do coração,
onde sempre nasce a verdadeira felicidade...
Ela murmura suavemente, com a clara confiança
que duas pessoas possuem uma na outra.
Ela se faz ouvir com atenção carinhosa
que duas pessoas dedicam uma à outra.
Mais e mais nós partilhamos essa linguagem
do coração, essa linguagem exclusiva que
se comunica sem qualquer som.
Mais e mais nós descobrimos a alegria do
amor e damos a cada momento um novo
sentido, um novo valor". (Adriana Padilha Rosa)

Aos amigos que deixei em Lages e Blumenau:
A distância me fez ausente - mas
não esquecido - do quão valiosos são os momentos ao lado de vocês.
A lembrança destes momentos é o antídoto para a grande saudade.

À memória do amigo irmão PC.
Quanta saudade, seu alemão!
Ver-nos-emos...

AGRADECIMENTOS

Aos professores do curso de engenharia elétrica da Universidade Regional de Blumenau – FURB, em especial, ao Adriano Péres, Altamir Ronsani Borges, ao Sérgio H. Lopes Cabral, ao Eduardo Deschamps e a estimada Professora Elisete Ternes Pereira, primeiros a acreditarem no que nem eu acreditava. A vocês, minha eterna gratidão.

Aos professores do Inep pela transmissão do seu conhecimento, especialmente, ao professor Alexandre Ferrari de Souza, que aceitou ser meu orientador e cuja experiência e presteza muito contribuíram para a realização deste trabalho e meu crescimento profissional.

A todos os companheiros e companheiras do Inep, pois que, cada um, ao seu estilo, muito contribuiu para o sucesso deste trabalho. Mas muito mais gratificante foi ter tido o prazer de vivenciar grandes demonstrações de comprometimento, profissionalismo, descontração e amizade.

Tomaselli, José Augusto, Kefas, Morikami, Paulo André, Romeu, Valcir e Yales, o que dizer, senão, “obrigadão”. Como aprendi e aprendo com vocês. Vocês fazem parte daqueles que transcenderam os limites da boa vivência, para a grande amizade.

Merecem agradecimentos especiais: Marcelo Lobo, Luis Cláudio, Batschauer, Faby, Stephanie, Dulcemar, Patrícia, Coelho, Dona Arlete, Pacheco, Grover, René, Falcondes, Rogers Demonti, Anderson André, Roger Gules, Domingo, Osvanil, Muriel, Milton Bley, Djonny Wienzierl, Pedro José, Luciano Colzani, Ênio Ribeiro, Samir Mussa, Marcelo Mezzaroba, Faruk, Everton, Cícero, Deivis, Petry, Clóvis, Anderson Alves, Douglas, Carlos, Ivan, Fabiana, Mauro Peraça, Jair, Deivis, Anis, Victor, Claudenei, Denize, Wail, J. P. Remor. São tantos que, provavelmente, tenha esquecido de alguns - me queiram bem que não custa nada – comprometo-me a lembrar de vocês nos agradecimentos da futura tese.

Finalmente, agradeço ao povo do Brasil pelo aporte financeiro e, principalmente, por ser um povo sem precedentes - nós podemos ir tão longe quanto sonharmos - isto aqui é a realização de um sonho; sonhem e vivam.

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

OTIMIZAÇÃO DE PROJETO DE FONTES DE ALIMENTAÇÃO PARA CENTRAIS DE TELECOMUNICAÇÕES

Sérgio Vidal Garcia Oliveira

Março/2001

Orientador: Alexandre Ferrari de Souza, Dr.

Área de Concentração: Eletrônica de Potência e Acionamento Elétrico.

Palavras-chave: Eletrônica de potência, fontes de alimentação, correção de fator de potência, conversores CC – CC.

Número de Páginas: 167.

RESUMO: O presente trabalho aborda o desenvolvimento e a implementação de uma fonte de alimentação para centrais de telecomunicações, com ênfase na determinação da frequência ótima de comutação dos conversores que a compõem.

É empregada uma metodologia simples de comparação entre o volume dos dissipadores e o volume dos elementos magnéticos e capacitivos, mediante a variação da frequência de comutação dos conversores. Se por um lado o aumento da frequência nos elementos passivos (indutores, transformadores e capacitores), reflete-se numa diminuição do volume destes, por outro, tem-se um incremento no volume dos dissipadores de potência, causado pelo aumento das perdas na comutação dos elementos ativos (interruptores e diodos) das topologias. A fonte é composta de duas topologias das mais empregadas nos segmentos científico e industrial: no estágio CA-CC tem-se o conversor elevador no modo de condução contínua de corrente (Boost - CCM); no estágio CC-CC, o conversor em ponte completa, com comutação por zero de tensão, modulado por largura de pulso e com controle do fluxo de potência por deslocamento de fase (FB-ZVS-PWM-PS). Através da experimentação são obtidos rendimentos da ordem de 97% para o conversor “boost” e de 94% para o conversor em ponte completa.

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

OPTIMUM DESIGN OF POWER SUPPLIES FOR TELECOMMUNICATIONS SYSTEMS.

Sérgio Vidal Garcia Oliveira

March/2001

Advisor: Alexandre Ferrari de Souza, Dr.

Area of Concentration: Power Electronics and Electrical Drives.

Keywords: Power electronics, power supplies, power factor correction, and DC-DC converters.

Number of Pages: 167.

ABSTRACT: This work presents the design and the implementation of a power supply for telecommunications. The main focus in this work is to find the optimum operation frequency of the converters that composes it.

A simple methodology of comparison among the volume of the heatsinks and the volume of the magnetic and capacities elements is used, changing the switching frequency. As the increase of the switching frequency reduces the volume of the passive elements (inductors, transformers and capacitors), on the other hand it makes higher the volume of the heatsinks, since the commutation losses in the active elements (diodes, semiconductor switches) get also higher.

The power supply is composed of two stages; a power factor correction stage and a DC-DC converter to isolate and adapt the output voltage. In the AC-DC stage the high power factor continuous conduction mode boost converter is used. In the DC - DC stage, the full-bridge converter, with zero-voltage-switching and phase shift controller is used. By means of laboratory tests, an efficiency of 97% is obtained for the boost converter, and 94% efficiency for the full-bridge converter.

SIMBOLOGIA

Símbolo	Significado	Unidade
\hat{d}	Perturbação na razão cíclica	
η	Medida de rendimento ou eficiência do conversor	
ω	Frequência angular	rad/s
π	3,141592654	
δ	distância de entreferro em cada perna do elemento magnético	mm
β	Relação entre tensão de saída e a tensão de pico na entrada	
χ	Coefficiente de correção da resistência de condução do MOSFET	
α	Coefficiente de temperatura do cobre	$^{\circ}\text{C}^{-1}$
Θ	Seção transversal de cobre	cm^2
$\rho_{(\text{Te})}$	Resistividade do cobre para a temperatura no ponto mais quente do enrolamento	$\Omega.\text{cm}$
$\rho_{20^{\circ}\text{C}}$	Resistividade do cobre a 20°C	$\Omega.\text{cm}$
ΔB	Excursão da densidade do fluxo magnético	Tesla
$\rho_{\text{Cobre}^{\circ}\text{C}}$	Resistividade do cobre para a temperatura no ponto mais quente do enrolamento	$\Omega.\text{cm}$
ΔD	Perda de razão cíclica	
μ_i	Permeabilidade inicial	H/m
ΔI	Varição de corrente	A
$\varepsilon_{i(s)}$	Sinal de erro na saída do compensador de corrente	A
μ_0	Permeabilidade magnética do ar	H/m
μ_r	Permeabilidade relativa do material não-ferromagnético	
ΔT	Elevação de temperatura	$^{\circ}\text{C}$
ωt	Grandeza no período da rede de entrada	
$\varepsilon_{v(s)}$	Sinal de erro na saída do compensador de tensão	V
ΔV_{DC}	Máxima queda de tensão no circuito de desacoplamento de nível CC	V
ΔV_{in}	Ondulação na tensão de entrada	V
ΔV_o	Ondulação da tensão de saída	V
A_{Cu}	Área total da seção transversal de cobre do enrolamento	cm^2
A_e	Área efetiva da seção transversal da perna central do núcleo	cm^2
A_{jd}	Área da janela do núcleo ocupada pelo enrolamento	cm^2
A_w	Área da janela do núcleo	cm^2
B	Densidade de fluxo magnético	Tesla
C_{DC}	Capacitor do circuito de desacoplamento de nível CC	F
$C_{i(s)}$	Compensador de corrente	
$C_m, x \text{ e } y$	Coefficientes de perdas do material magnético	
C_o	Capacitor de saída	F
$C_{v(s)}$	Compensador de tensão	
d_{ce}	Diâmetro do condutor elementar	cm
d_f	Espessura da fita de cobre do enrolamento secundário	cm
D_g	Diodo grampeador	

Dr	Diodo retificador	
f_c	Frequência de cruzamento por zero	Hz
F_{ocu}	Fator de ocupação da janela do núcleo	
f_r	Frequência da onda de tensão de entrada	Hz
f_s	Frequência de comutação	Hz
$G_{(s)}$	Função de transferência da planta do conversor elevador	
$G_{s(s)}$	Função de transferência da planta do conversor elevador simplificada	
H	Intensidade de campo magnético	A/m
h_{PC}	Altura da perna central do carretel	cm
I	Corrente elétrica no componente	A
I_o	Corrente de saída	A
I_{RRM}	Máxima corrente de recuperação reversa	A
J	Densidade de corrente no enrolamento	A/cm ²
K	Ganho	
K_p	Fator de utilização do primário	
K_t	Fator de topologia	
K_u, K_w	Fator de utilização da janela	
L	Indutância	H
L_b	Indutância do indutor Boost	H
L_{disp}	Indutância de dispersão	H
l_e	Comprimento do caminho magnético efetivo	cm
l_f	Largura da fita de cobre dos enrolamentos no secundário	cm
L_o	Indutor de saída	H
L_r	Indutor ressonante	W
$M_{1,2,3,4}$	Interruptores do tipo MOSFET	
MLT	Comprimento médio de uma espira	cm
n	Relação de transformação ou de espiras de T_r	
N, Ne	Número de espiras	
nce	Número de condutores elementares	
N_p	Número de espiras do primário	
N_s	Número de espiras do secundário	
P_{Cobre}, P_{Cu}	Perdas no cobre do enrolamento	W
P_{mag}	Perdas totais no elemento magnético	W
$P_{núcleo}$	Perdas no núcleo do elemento magnético	W
P_o	Potência de saída	W
P_v	Densidade volumétrica de perdas	W/cm ³
R_{CC}	Resistência CC do enrolamento	Ω
R_{DC}	Resistor do circuito de desacoplamento de nível CC	Ω
R_{DSon}	Resistência em condução do interruptor MOSFET	Ω
r_f	Resistência de condução do diodo	Ω
R_o	Resistência de carga	Ω
R_{se}	Resistência série equivalente do capacitor	Ω
R_{sh}	Resistor de monitoramento da corrente,	Ω
R_{th}	Resistência térmica	$^{\circ}C/W$
R_{thCD}	Resistência térmica entre encapsulamento e dissipador	$^{\circ}C/W$
R_{thDA}	Resistência térmica entre dissipador e ambiente	$^{\circ}C/W$
R_{thJA}	Resistência térmica entre junção e ambiente	$^{\circ}C/W$

R_{thJC}	Resistência térmica entre junção e encapsulamento	$^{\circ}\text{C}/\text{W}$
s	Variável complexa, plano S	
T	Temperatura	$^{\circ}\text{C}$
t	Tempo	s
T_a	Temperatura ambiente	$^{\circ}\text{C}$
t_b, t_f	Tempo de bloqueio dos interruptores controlados	s
T_d	Temperatura do dissipador	$^{\circ}\text{C}$
T_e	Temperatura na perna central do núcleo de ferrite	$^{\circ}\text{C}$
T_j	Temperatura na junção do componente	$^{\circ}\text{C}$
Tr	Transformador em alta frequência	
tr	tempo de subida do pulso de gatilho dos interruptores	s
trr	Tempo de recuperação reversa	s
T_s	Período de comutação	s
V	Tensão sobre o componente	V
V_{mag}	Volume total do elemento magnético considerando o volume do núcleo mais o volume do enrolamento	cm^3
V_c	Tensão de controle na saída do compensador	V
V_{Cu}	Volume de cobre do elemento	cm^3
V_d	Amplitude da rampa	V
V_{Dr}	Queda de tensão direta sobre os diodos retificadores	V
V_e	Volume efetivo do núcleo	cm^3
V_{in}	Tensão de entrada	V
V_o	Tensão de saída	V
V_{sb}	Tensão sobre os terminais do interruptor	V
W_{off}	Energia perdida no bloqueio do interruptor	Joule
Z_o	Impedância de saída	Ω

Acrônimos e abreviaturas

Símbolo	Significado
CA	Corrente alternada
CC	Corrente contínua
CCM	Modo de Condução Contínuo (<i>Continuous Conduction Mode</i>)
CNPq	Conselho Nacional de Desenvolvimento Científico e Tecnológico
EMI	Interferência Eletromagnética (<i>Electromagnetic Interference</i>)
FB	Ponte Completa (<i>Full-Bridge</i>)
FTLA	Função de Transferência de Laço Aberto
IEEE	<i>Institute of Electrical and Electronics Engineers</i>
IGBT	Insulated Gate Bipolar Transistor
MOSFET	<i>Metal-Oxide-Semiconductor Field-Effect Transistor</i>
PFC	Correção de Fator de Potência (<i>Power Factor Correction</i>)
PS	Controle por defasagem de fase (<i>Phase Shift</i>)
PWM	<i>Pulse Width Modulation</i>
RFI	<i>Radio Frequency Interference</i>
TDH	Distorção Harmônica Total
ZVS	Comutação Sob Tensão nula (<i>Zero - Voltage - Switching</i>)

Sub-índices empregados

Símbolo	Significado
máx	Máximo valor da grandeza
in	Referente à entrada do conversor
mín	Mínimo valor da grandeza
ef	Valor eficaz da grandeza
med	Valor médio da grandeza
p-p	Valor de pico a pico da grandeza
pk	Valor de pico da grandeza
pri	Grandeza referente ao primário do transformador
sec	Grandeza referente ao secundário do transformador
RRM	grandeza reversa máxima

Símbolos de unidades de grandezas físicas (SI)

Símbolo	Significado
Ω	ohm
A	ampère
F	farad
H	henry
Hz	hertz
m	metro
rad	radianos
s	segundo
T	tesla
V	volt
W	watt

Símbolos usados nos diagramas de circuitos

Símbolo	Significado
C, Cg, C, Cs	Capacitores
D, Dg, Ds	Diodos
L, Lp, Ls	Indutores
M, S	Interruptores Controlados
Pr	Ponte retificadora
R, Rg	Resistores

SUMÁRIO

<i>Simbologia</i>	<i>xi</i>
<i>Introdução geral</i>	<i>1</i>
CAPÍTULO 1	3
<i>Fontes de alimentação para centrais de telecomunicações</i>	<i>3</i>
1.1 Introdução	3
1.2 Topologia empregada	3
1.3 Estágio pré – regulador, conversor elevador	5
1.3.1 Características do emprego do conversor elevador CCM	6
1.3.2 Circuito de auxílio à comutação	7
1.3.3 Controle por valores médios instantâneos	9
1.4 Estágio CC-CC, conversor FB-ZVS-PWM-PS	15
1.4.1 Circuito de potência	15
1.4.2 Grampeamento pelo lado primário	16
1.4.3 Comutação ZVS.....	16
1.4.4 Circuito de controle	17
1.5 Conclusão	21
CAPÍTULO 2	22
<i>Otimização de projeto de fontes de alimentação para centrais de telecomunicações</i>	<i>22</i>
2.1 Introdução	22
2.2 Estratégia de otimização	22
2.2.1 Perdas no estágio CA-CC	24
2.2.2 Perdas no estágio CC-CC	25
2.3 Semicondutores aplicados no projeto de fontes para telecomunicações	26
2.3.1 Interruptores de potência	26
2.3.2 Diodos ultra-rápidos	29
2.4 Tipos de ferrites empregados no projeto de fontes	30
2.4.1 Perdas nos elementos magnéticos.....	32
2.4.2 Perdas no cobre.....	32
2.4.3 Perdas no núcleo	34
2.5 Caracterização do material magnético	34
2.5.1 Determinação de $B_{\text{máx}}$	36
2.6 Cálculo térmico	40
2.7 Análise da equalização volumétrica	41
2.7.1 Volume dos elementos magnéticos.....	41
2.7.2 Volume dos elementos capacitivos	41
2.7.3 Volume dos dissipadores	42
2.8 Conclusão	43
CAPÍTULO 3	44
<i>Metodologia de projeto para a otimização do conversor boost</i>	<i>44</i>

3.1	Introdução.....	44
3.2	Conversor elevador – boost	44
3.3	Dados de entrada.....	45
3.4	Perdas nos diodos retificadores da entrada	45
3.4.1	Corrente média.....	46
3.4.2	Corrente Eficaz	46
3.4.3	Tensão reversa máxima	46
3.4.4	Perdas nos diodos retificadores.....	46
3.5	Perdas no interruptor principal.....	47
3.5.1	Perdas em condução	47
3.5.2	Corrente eficaz.....	47
3.5.3	Perdas na comutação.....	48
3.6	Perdas no diodo boost	49
3.6.1	Corrente média no Diodo Boost	50
3.7	Dimensionamento do indutor de filtragem da entrada.....	50
3.7.1	Indutância L_b	51
3.7.2	Escolha do núcleo	52
3.7.3	Número de espiras	52
3.7.4	Entreferro	53
3.7.5	Seção dos condutores.....	53
3.7.6	Condutor elementar	53
3.7.7	Número de camadas.....	54
3.7.8	Comprimento médio de uma espira	54
3.7.9	Área efetiva ocupada pelo enrolamento.....	54
3.7.10	Fator de ocupação	55
3.7.11	Volume de Cobre.....	55
3.7.12	Densidade de corrente efetiva.....	55
3.7.13	Resistência dos enrolamentos	55
3.7.14	Perdas no cobre.....	55
3.7.15	Perdas no núcleo	56
3.7.16	Perdas no indutor de filtragem.....	56
3.7.17	Resistência térmica do núcleo.....	56
3.7.18	Elevação de temperatura.....	56
3.8	Perdas no capacitor de saída	57
3.8.1	Capacitância.....	57
3.8.2	Corrente eficaz.....	57
3.8.3	Perdas.....	57
3.9	Perdas no resistor shunt	57
3.10	Perdas totais no estágio CA-CC	58
3.11	Resultados da análise teórica.....	58
3.11.1	Dados de entrada.....	58
3.11.2	Perdas no conversor elevador	59
3.11.3	Rendimento.....	59
3.11.4	Otimização.....	60
3.12	Conclusão	64
CAPÍTULO 4		65
Metodologia de projeto para a otimização do conversor FB-ZVS-PWM-PS.....		65
4.1	Introdução.....	65
4.2	Conversor FB-ZVS-PWM-PS	65

4.3	Dados de entrada.....	66
4.4	Projeto dos elementos magnéticos.....	66
4.4.1	Dimensionamento do transformador.....	67
4.4.2	Dimensionamento do indutor ressonante.....	76
4.4.3	Dimensionamento do indutor de filtragem da saída	82
4.5	Perdas nos interruptores principais	88
4.5.1	Perdas em condução	88
4.5.2	Total de perdas nos interruptores principais	88
4.6	Perdas no circuito de desacoplamento de nível CC.....	88
4.6.1	Capacitor de bloqueio de nível CC	89
4.6.2	Resistor de amortecimento.....	89
4.7	Perdas nos diodos retificadores de saída.....	89
4.7.1	Perdas na condução.....	89
4.7.2	Perdas na comutação.....	90
4.7.3	Perdas totais	90
4.8	Perdas no capacitor de saída	90
4.9	Perdas no resistor de monitoramento da corrente de saída	91
4.10	Perdas totais no conversor FB-ZVS-PWM-PS	91
4.11	Rendimento do conversor FB-ZVS-PWM-PS.....	91
4.12	Resultados da análise teórica.....	91
4.12.1	Dados de entrada.....	92
4.12.2	Rendimento.....	92
4.12.3	Otimização	93
4.12.4	Perdas no conversor FB-ZVS-PWM-PS.....	95
4.13	Conclusão	98
CAPÍTULO 5.....		99
Projeto, simulação e experimentação		99
5.1	Introdução.....	99
5.2	Especificações da fonte de alimentação.....	99
5.3	Projeto do conversor elevador.....	100
5.3.1	Grandezas gerais	100
5.3.2	Diodos retificadores de entrada	101
5.3.3	Diodo Boost.....	102
5.3.4	Interruptor principal.....	102
5.3.5	Capacitor de saída.....	103
5.3.6	Perdas no resistor de monitoramento.....	104
5.3.7	Indutor de filtragem de entrada.....	104
5.3.8	Perdas totais no conversor boost.....	107
5.3.9	Rendimento teórico.....	107
5.4	Projeto do conversor CC-CC	108
5.4.1	Dados de Entrada.....	108
5.4.2	Dimensionamento do transformador.....	108
5.4.3	Dimensionamento do indutor ressonante.....	113
5.4.4	Dimensionamento do indutor de filtragem da saída	116
5.4.5	Perdas nos interruptores principais	120
5.4.6	Perdas no circuito de desacoplamento CC.....	120
5.4.7	Perdas nos diodos retificadores de saída.....	121
5.4.8	Perdas no capacitor de saída	121
5.4.9	Perdas no resistor de monitoramento da corrente de saída	122

5.4.10	Perdas totais no conversor FB-ZVS-PWM-PS	122
5.4.11	Rendimento teórico.....	122
5.4.12	Cálculo térmico.....	122
5.5	Resultados de simulação	124
5.5.1	Simulações para o estágio CA-CC.....	124
5.5.2	Simulação do estágio CC-CC	127
5.6	Resultados experimentais	129
5.6.1	Estágio CA-CC, conversor elevador.....	130
5.6.2	Principais formas de onda para o conversor elevador.....	131
5.6.3	Estágio CC-CC, conversor FB-ZVS-PWM-PS	134
5.7	Especificações dos componentes do conversor CC-CC.....	136
5.8	Principais formas de onda para o conversor FB-ZVS-PWM-PS.....	138
5.8.1	Rendimento do estágio CC-CC.....	139
5.9	Conclusão	141
	<i>Conclusão geral.....</i>	<i>143</i>
	<i>Referências bibliográficas.....</i>	<i>145</i>

INTRODUÇÃO GERAL

O presente trabalho aborda o estudo, o desenvolvimento e a implementação de uma fonte de alimentação para centrais de telecomunicações, com ênfase na determinação da frequência ótima de comutação dos conversores que compõem a fonte.

Centros de pesquisa no mundo inteiro desenvolvem pesquisas na área de fontes de alimentação para centrais de telecomunicações em parceria com empresas que atuam no setor. No entanto, pouco esforço é demandado na elaboração de projetos otimizados destes conversores. A escassez de trabalhos que visam à otimização dos projetos de fontes de telecomunicações é evidente e, neste sentido este trabalho pretende fornecer subsídios teóricos e práticos para a obtenção de um projeto adequado.

O custo reduzido, a alta eficiência, a compactação e a robustez são os principais objetivos a serem alcançados. Para tanto, a definição do ponto de máxima eficiência dos conversores é de grande complexidade e extrema importância, representando um grande desafio para o projetista.

A metodologia em estudo consiste na determinação e quantificação das perdas nos interruptores, diodos, resistores, capacitores, indutores e transformadores que compõem a fonte de alimentação. Através de uma varredura em frequência levantam-se estas perdas. “*A priori*”, como resultado do aumento da frequência de comutação de um conversor citam-se: a redução do volume físico dos elementos magnéticos e dos capacitores. Em contrapartida, observa-se um acréscimo das perdas na comutação dos interruptores e diodos que, conseqüentemente, reflete-se num aumento do volume dos dissipadores de calor a serem empregados.

O ponto de máxima eficiência, assim como em: [24] e [25], ficará definido como sendo o ponto onde ocorre a igualdade propriamente dita entre o volume dos elementos magnéticos e capacitivos, e o volume do dissipador utilizado pelos interruptores e diodos da estrutura.

A topologia em estudo é composta de dois estágios: no primeiro, tem-se o emprego do conversor elevador no modo de condução contínua de corrente (BOOST - CCM) como estágio pré-regulador do fator de potência; no segundo estágio, tem-se o emprego do conversor em ponte completa, modulado por largura de pulso, com

comutação por tensão nula e controle do fluxo de potência por deslocamento de fase. Estas topologias são das mais empregadas [1], [6], [9], [14], [15], [34], e que vêm apresentando os melhores desempenhos para faixas de potência de 300 a 4500 watts.

Como principais características dessa topologia, citam-se: alta eficiência aliada à redução do peso e volume da estrutura, modularidade, reduzidos níveis de interferência eletromagnética e de radiofrequência, corrente drenada da rede apresentando baixos níveis de distorção do espectro harmônico, aliadas a estas características, tem-se a utilização de circuitos integrados dedicados, consagrados e bem adaptados nos segmentos científicos e industriais, responsáveis pelos circuitos de comando e controle das topologias. Visando a obtenção do exposto, este trabalho está compilado da seguinte forma:

No capítulo 1, é apresentada a topologia em estudo, salientando as suas principais características do ponto de vista da aplicabilidade no setor de fontes de alimentação para centrais de telecomunicações. São apresentados de forma resumida os circuitos de controle comumente empregados.

No capítulo 2, é descrita a estratégia de otimização da estrutura, enfatizando as particularidades e justificativas que envolvem o emprego de determinadas tecnologias de componentes ativos, bem como dos tipos de materiais que constituem os elementos passivos empregados na estrutura da fonte.

Nos capítulos 3 e 4 são apresentadas as otimizações do conversor elevador “boost” empregado no estágio CA-CC e do conversor em ponte completa “Full-Bridge”, respectivamente, salientando os pontos críticos de cada topologia. É apresentada uma metodologia de projeto onde se enfatizam as perdas ocorridas durante o processamento da energia da rede, através dos conversores, até a carga propriamente dita. São apresentados os resultados teóricos do estudo de perdas das estruturas, com a determinação do ponto aqui denominado de ponto de equalização volumétrica entre os elementos ativos e passivos.

Finalmente no capítulo 5, tem-se a apresentação dos resultados experimentais das topologias, onde são apresentados os resultados de rendimento e a divisão das perdas nas estruturas, individualmente.

CAPÍTULO 1

FONTES DE ALIMENTAÇÃO PARA CENTRAIS DE TELECOMUNICAÇÕES

1.1 Introdução

A concepção de um projeto otimizado passa primeiramente pela definição da topologia mais adaptada para a aplicação a que se destina. Para tal, o conhecimento das suas características é de fundamental importância. Neste sentido, aspectos como o tipo de comutação, tipo de material, geometria dos núcleos magnéticos e também a resistência série equivalente dos capacitores definem a escolha dos melhores elementos ativos e passivos a serem empregados num projeto otimizado.

Buscando a definição das melhores alternativas de desenvolvimento, são apresentadas as principais características esperadas para uma fonte de alimentação com aplicação em centrais de telecomunicações. A partir destas, escolhe-se a topologia mais adaptada para a aplicação em estudo.

Os circuitos de comando e controle são implementados com o emprego de circuitos integrados dedicados que estão bem adaptados e documentados em literatura específica [8], [9], [4], [14], [15], [1].

1.2 Topologia empregada

Dentre as características esperadas de uma estrutura, cujo emprego seja como fonte de alimentação para centrais de telecomunicações, destacam-se:

- ✿ Elevado rendimento;
- ✿ Peso e volume reduzidos;
- ✿ Geração de baixos níveis de interferência eletromagnética e de radiofrequência;
- ✿ Controle das oscilações na tensão de saída causadoras de ruídos audíveis, manutenção da distorção do espectro harmônico da corrente de entrada em níveis aceitáveis,

objetivando a adequação dos equipamentos às normas e recomendações nacionais e internacionais [2], [3].

Por possuir características que atendem as necessidades listadas anteriormente e ser uma das mais adaptadas e empregadas nos segmentos científico e industrial, a estrutura representada na Fig. 1.1, é a estrutura escolhida para esse estudo.

No estágio CA-CC, tem-se o conversor elevador *Boost* como pré-regulador do fator de potência operando no modo de condução contínua de corrente, [8], [9], [4], [6], [1], [11].

No estágio CC-CC é empregado o conversor CC-CC isolado em ponte completa, com comutação por tensão nula, modulado por largura de pulso e controle do fluxo de potência por deslocamento de fase. Comumente, é denominado na literatura internacional por FB-ZVS-PWM-PS (*Full-Bridge, Zero Voltage Switching, Pulse Width Modulated, Phase Shift*), [1], [6], [7], [9], [10], [14], [15] [34], [41].

Os circuitos de comando e controle são facilmente implementados com a utilização de circuitos integrados dedicados e que estão bem adaptados para esta estrutura. No estágio pré-regulador, tem-se o controle por modo corrente, com o emprego da técnica de modelagem por valores médios instantâneos, empregando o circuito integrado UC3854 [8]. Já, o conversor em ponte utiliza o circuito integrado UC3875 [14],[15], que além do circuito de controle em modo corrente, permite a geração dos pulsos de comando da ponte de interruptores com deslocamento de fase e com tempos mortos ajustáveis via resistores.

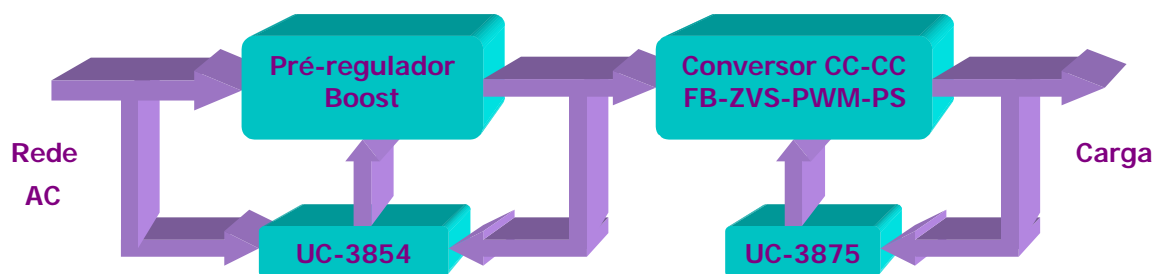


Fig. 1.1 – Fonte alimentação para centrais de telecomunicações.

1.3 Estágio pré – regulador, conversor elevador

A Fig. 1.2 representa o conversor elevador Boost CA-CC em condução contínua de corrente.

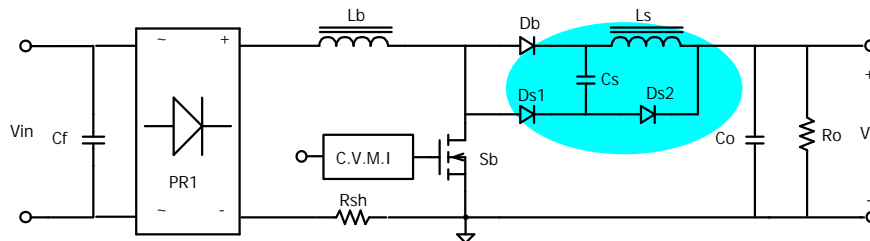


Fig. 1.2 - Conversor elevador (Boost), utilizando snubber não-dissipativo.

Em destaque, é apresentado um circuito de auxílio à comutação (*Snubber*) não dissipativo. Este circuito é empregado com a finalidade de reduzir as perdas ocorridas na entrada em condução do interruptor S_b . O circuito de controle é implementado através da técnica de controle por valores médios instantâneos [6]. O comando do interruptor S_b é feito através da modulação por largura de pulso (PWM), pela qual, busca-se tornar a forma de onda da corrente de entrada igual à forma de onda da tensão de entrada, possibilitando a obtenção de um sinal de corrente senoidal e em fase com a tensão de entrada, proporcionando um elevado fator de potência, conforme Fig. 1.3.

No indutor L_b , a forma de onda da corrente deverá corresponder ao módulo da corrente senoidal de entrada, tal como representada na Fig. 1.4.

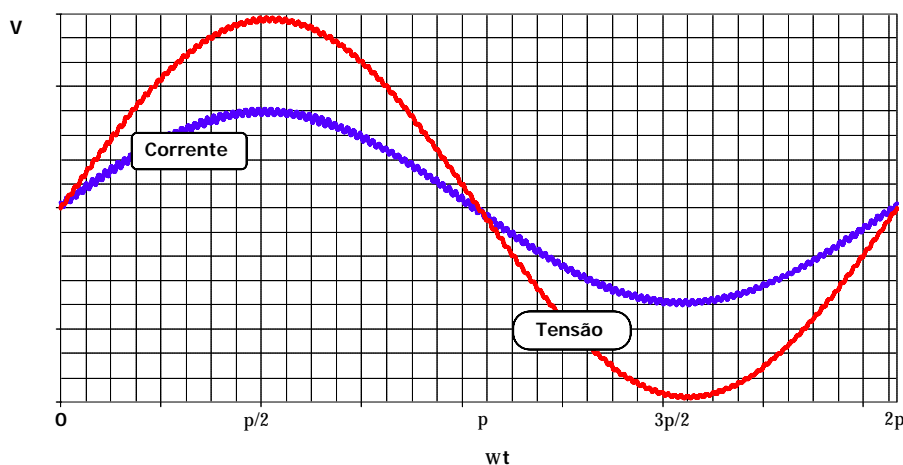


Fig. 1.3- Tensão e corrente de entrada da estrutura com correção ativa do fator de potência.

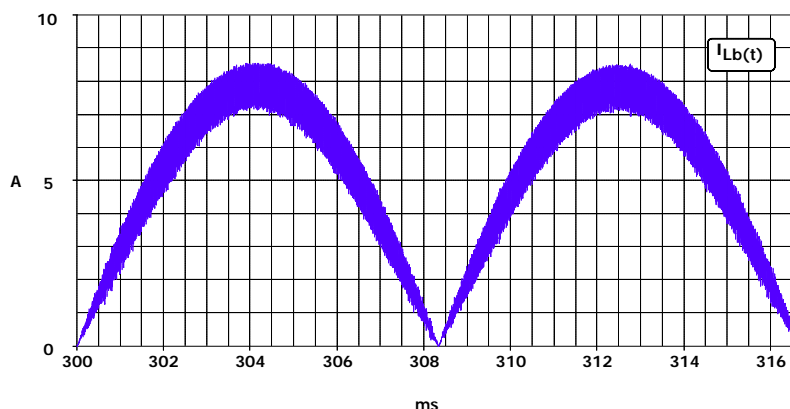


Fig. 1.4 - Corrente no Indutor de L_b .

1.3.1 Características do emprego do conversor elevador CCM

As principais características do emprego do conversor elevador como pré – regulador do fator de potência são:

- ✿ Freqüência de operação constante;
- ✿ A condução contínua da corrente de entrada do conversor introduz, na rede, baixas taxas de interferências eletromagnéticas (EMI) e, por radiofreqüência (RFI), reduzindo o filtro de entrada;
- ✿ Tensão máxima sobre o interruptor S_b é igual à tensão de saída do conversor;
- ✿ Tensão de saída maior que o nível CC retificado da rede de entrada;
- ✿ Baixa taxa de Distorção Harmônica Total (TDH),
- ✿ Elevado Fator de Potência.

O fato da tensão de saída ser superior à de entrada é uma vantagem do ponto de vista dos esforços de corrente nos semicondutores do estágio CC-CC, muito embora, apresente-se como uma característica indesejável do ponto de vista dos esforços de tensão sobre os mesmos semicondutores. No entanto, novas proposições, como os conversores multiníveis [7], podem ser empregados, possibilitando que a tensão de saída possa assumir valores mais elevados, reduzindo mais ainda os esforços de corrente nos semicondutores, sem sacrifício dos mesmos, devido aos esforços de tensão, que agora passam a ser divididos.

1.3.2 Circuito de auxílio à comutação

Denomina-se circuito de auxílio à comutação, ou *snubber*, as topologias que têm por função limitar as derivadas de tensão, ou de corrente, sobre os semicondutores durante as etapas de comutações. *Snubber* não dissipativo é um circuito auxiliar que não apresenta elementos resistivos na sua configuração. Na Fig. 1.5 é apresentado um modelo do circuito do conversor elevador com o *snubber* não dissipativo. Em [36], [37] e [38], são apresentadas outras alternativas de circuitos de auxílio à comutação. Em [1] é apresentada uma análise da comutação do conversor elevador, enfatizando a entrada em condução do interruptor S_b , que apresenta um pico de corrente devido à corrente de recuperação reversa do diodo *boost*, conforme Fig. 1.6 e Fig. 1.7.

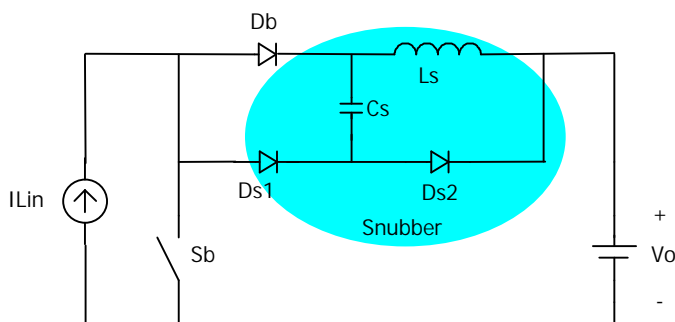


Fig. 1.5 – Circuito idealizado para especificação do circuito de auxílio a comutação

As perdas na comutação ocorrem durante o período onde há simultaneidade entre tensão e corrente sobre o interruptor. Nota-se que, com o emprego do *snubber*, a entrada em condução do interruptor se dá com reduzidos valores de tensão e o bloqueio é pouco dissipativo.

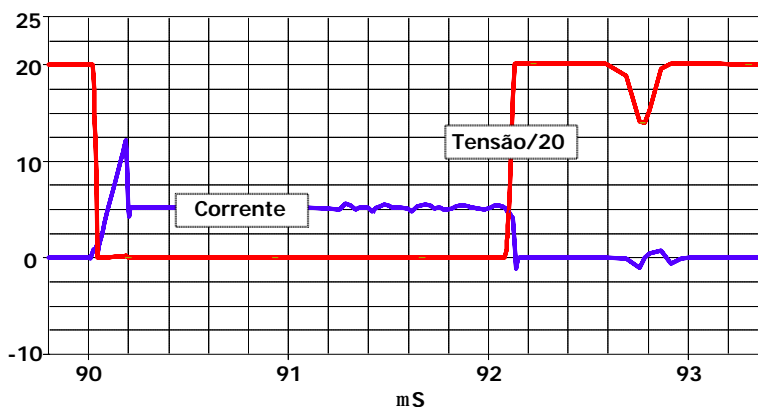


Fig. 1.6 – Comutação do interruptor boost.

A comutação do diodo boost é dissipativa durante a recuperação reversa.

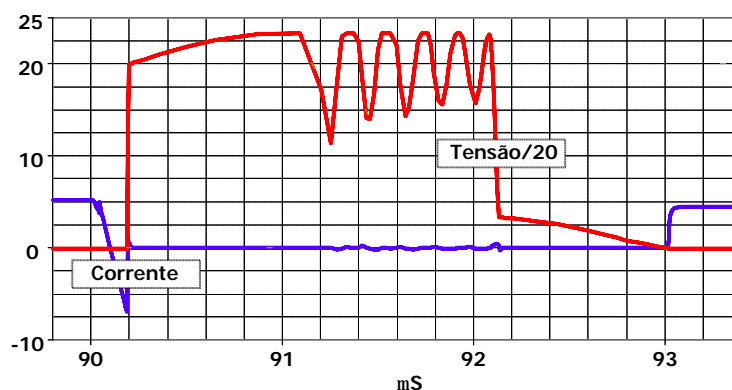


Fig. 1.7 – Comutação do diodo boost.

A especificação do circuito de auxílio à comutação é feita via simulações sucessivas, variando os valores de C_s e L_s . Entretanto, alguns critérios para o dimensionamento dos mesmos devem ser adotados:

- ✿ (...)Por não haver a possibilidade de estabelecer-se com precisão razoável, o valor do pico de corrente de recuperação reversa do diodo, a melhor maneira de especificar este *snubber* é através de simulação do circuito, utilizando modelos dos semicondutores a serem utilizados na prática. Este *snubber* deve ser empregado quando a corrente de recuperação do diodo boost for elevada. Deve-se projetá-lo para que sua operação seja ótima em condições críticas de operação(...) [1]
- ✿ O circuito de auxílio à comutação de S_b não funciona adequadamente para toda a faixa de operação. Devido à variação da razão cíclica e a característica senoidal da corrente de entrada, deve-se definir um ponto de operação do *snubber*. Por exemplo, caso seja feita a escolha de um ponto onde a razão cíclica é mínima (pico da onda de tensão senoidal), o ponto de operação do *snubber* estará sendo limitado, como consequência, o *snubber* será eficiente somente numa pequena faixa.
- ✿ Portanto, um bom *snubber* para o conversor elevador deve levar em conta um levantamento das perdas do conversor durante todo o período de rede, sendo que, de qualquer maneira, haverá situações em que o *snubber* não terá operação ideal. Através da definição das etapas de funcionamento e do equacionamento pode-se apenas ter uma idéia da ordem de grandeza dos parâmetros dos componentes e a partir de então, parte-se para simulações [1].

- ✱ O valor de pico da corrente de recuperação será menor, quanto maior for o valor da indutância L_s . Um bom valor fica na ordem de duas vezes a corrente direta através do interruptor. Mas, quanto maior esta indutância, mais tempo levará até que toda a energia para o capacitor seja transferida. Quanto maior o capacitor C_s , maior será o esforço de tensão no diodo *boost* (D_b). Deve-se ter uma frequência de ressonância maior que a frequência de comutação do conversor. Um bom valor inicial fica na ordem de três vezes a frequência de comutação.

1.3.3 Controle por valores médios instantâneos

Na Fig. 1.8 tem-se representado o diagrama de blocos da técnica de controle por valores médios instantâneos.

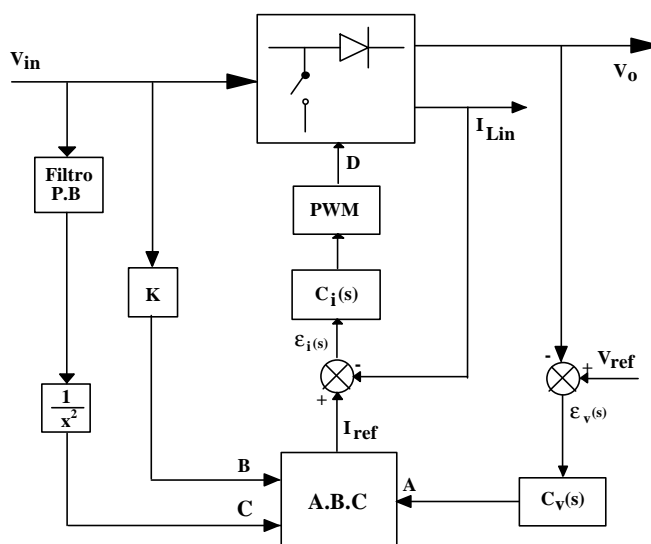


Fig. 1.8 - Diagrama de blocos da técnica de controle por valores médios instantâneos.

Esta técnica consiste em monitorar os valores médios instantâneos da corrente de entrada num semiciclo da rede, e as tensões de entrada e de saída, respectivamente. Este monitoramento é feito através da implementação de duas malhas de controle, sendo uma malha de corrente (interna) e uma malha de tensão (externa).

A malha de tensão aplicada no controle por valores médios consiste na comparação de sinais de tensão, de forma a proporcionar a geração de um sinal de corrente de referência.

O sinal de tensão de saída V_o é comparado com um sinal de referência V_{ref} ; dessa comparação resulta um sinal de erro $\epsilon_v(s)$ que, através de um compensador de tensão $C_v(s)$, gera um sinal A, que representa as perturbações no sinal da tensão de saída

ocasionadas pelas variações de carga. Entretanto, a malha de tensão também obtém informação do sinal de tensão da entrada.

O sinal B representa uma imagem do formato e da frequência do sinal da tensão de entrada. O Bloco K representa um adaptador dos níveis de tensão entre o circuito de potência e o circuito de controle.

O sinal C representa a informação referente ao valor eficaz da tensão de entrada, conseguido com a aplicação de um filtro passa-baixa convencional, cujo sinal de saída é elevado ao quadrado (esse controle é denominado *controle feedforward*). O bloco multiplicador/divisor é responsável pela geração do sinal de referência da corrente de entrada (I_{ref}).

Função de transferência da planta

$$G_s(s) = \frac{\hat{I}_{Lin}(s)}{d(s)} = \frac{V_o}{s \cdot L_{in}} \quad (1.1)$$

A expressão (1.1) [6] apresenta característica de um sistema de primeira ordem, devido à existência de um único pólo, localizado na origem; pode-se considerar um erro estático pequeno, próximo a zero. Atenção deve ser tomada, em relação à frequência de cruzamento de ganho, no sentido de estipular limites para esta frequência, observando a margem de fase de modo a garantir a estabilidade do sistema. Esta expressão só é válida quando se desconsidera a ondulação da tensão de saída.

Para um modelo mais apurado, onde se considera a ondulação no sinal da tensão de saída, ocorrida em função da resistência série equivalente do capacitor, a $G(s)$, depende dos parâmetros do circuito, bem como, de parâmetros determinantes do ponto de operação do circuito como a razão cíclica; nessa condição, a equação (1.2) [6] é a mais indicada.

$$G(s) = \frac{\hat{I}_{Lin}(s)}{d(s)} = \frac{V_o \cdot (2 + s \cdot R_o \cdot C_o)}{L_{in} \cdot R_o \cdot C_o \cdot s^2 + L_{in} \cdot s + R_o \cdot (1 - D)^2} \quad (1.2)$$

Tomando alguns parâmetros típicos de um conversor boost aplicado na correção de fator de potência e aplicando-os nas expressões (1.1) e (1.2), obtém-se a resposta em frequência para as duas funções de transferência.

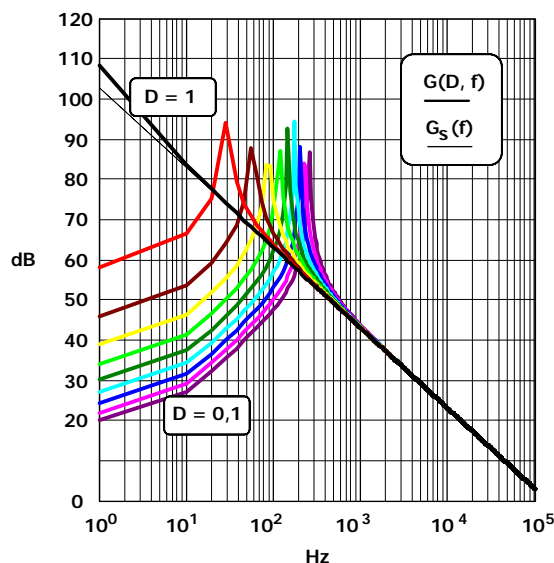


Fig. 1.9 – Diagrama de Ganho das funções de transferência $G(s)$ e $G_s(s)$.

Através da Fig. 1.9, observa-se que, para frequências superiores a $\approx 1\text{KHz}$, o erro de resposta das duas funções de transferência é muito pequeno, o que condiciona o uso da função de transferência simplificada $G_s(s)$. Na Fig. 1.10, é apresentado o diagrama de blocos do circuito de controle do conversor elevador Boost, em condução contínua de corrente.

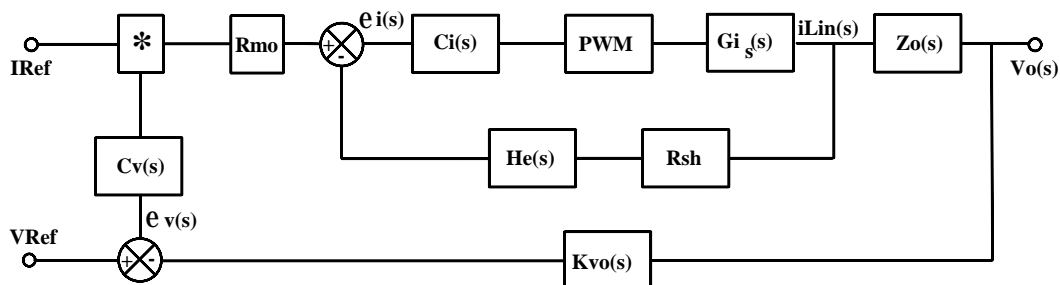


Fig. 1.10 - Malha de controle do conversor elevador em condução contínua.

Malha de corrente

O controle da malha de corrente consiste na comparação do sinal de corrente do indutor de entrada com o sinal da corrente de referência (I_{ref}), gerado a partir do bloco multiplicador/divisor.

O erro de corrente $\varepsilon_i(s)$ passa por um compensador, gerando um sinal de tensão que, comparado com o sinal de rampa de frequência igual à frequência de comutação, gera o sinal da razão cíclica modulado por largura de pulso (PWM).

A malha de corrente é composta por um bloco compensador $V_c/\varepsilon_i(s)$, um

bloco comparador $I_{ref} \times I_{Lin}$ além do bloco de geração da razão cíclica (PWM).

Compensador de Corrente

A necessidade de obtenção da corrente de entrada com formato senoidal, e em fase com a tensão de entrada, resulta na aplicação de um sistema de controle da corrente de entrada em malha fechada.

Em [6] é apresentado um estudo dos compensadores de corrente aplicáveis a esta estrutura, dos quais, o de avanço e atraso de fase vem de encontro aos requisitos de estabilidade (margem de fase considerável), erro estático pequeno (ganho estático elevado), boa resposta dinâmica, além de proporcionar filtragem da ondulação de corrente de entrada em alta frequência, conforme Fig. 1.11.

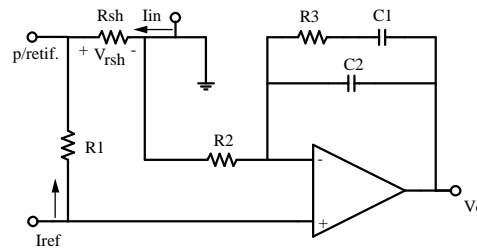


Fig. 1.11 - Compensador de corrente de avanço e atraso de fase.

Para a configuração proposta, assim como em [9], [1], [6], utiliza-se a equação (1.3) como sendo a função de transferência simplificada do compensador de corrente do tipo avanço e atraso de fase.

$$C_i(s) = \frac{V_c(s)}{V_{rsh}(s)} = \frac{1}{R_2 \cdot C_2} \cdot \frac{\left(s + \frac{1}{R_3 \cdot C_1} \right)}{s \cdot \left(s + \frac{C_1 + C_2}{R_2 \cdot C_1 \cdot C_2} \right)} \quad (1.3)$$

Os pólos do compensador ficam definidos por (1.4) e (1.5).

$$p_1 = 0 \quad (\text{pólo na origem}) \quad (1.4)$$

$$p_2 = \frac{C_1 + C_2}{R_2 \cdot C_1 \cdot C_2} \quad (1.5)$$

O zero do compensador fica definido pela equação (1.6)

$$z = \frac{1}{R_3 \cdot C_1} \quad (1.6)$$

A frequência de cruzamento deve ser menor que a metade da frequência de

comutação; o ganho do compensador deve ser tal, que o critério da frequência de cruzamento seja atendido. Recomenda-se:

$$c = \frac{s}{10} \quad (1.7)$$

O segundo pólo fora da origem deve ser alocado na metade da frequência de comutação para efeito de filtragem de sinais em alta frequência.

$$p_2 = \frac{s}{2} \quad (1.8)$$

Garantir margem de fase $> 45^\circ$. O zero do compensador deve ser posicionado numa faixa de frequência de, aproximadamente, uma década abaixo da frequência do pólo.

$$z = \frac{p_2}{10} = z = \frac{s}{20}$$

Malha de Tensão

A malha de tensão é composta por um bloco de comparação, compensador de tensão e bloco de controle “feedforward”. Deseja-se que o compensador de tensão possua uma dinâmica lenta, de modo a manter a forma de onda da corrente de entrada senoidal. Como melhor alternativa para a escolha do tipo de compensador, em [11] é indicado o compensador proporcional integral com filtro, mostrado na Fig. 1.12, onde é apresentada uma forma de amostragem da tensão de saída, através do divisor resistivo formado por R_1/R_2 .

Compensador de Tensão

O emprego desse tipo de compensador proporciona erro estático nulo e baixa taxa de distorção harmônica da corrente de entrada.

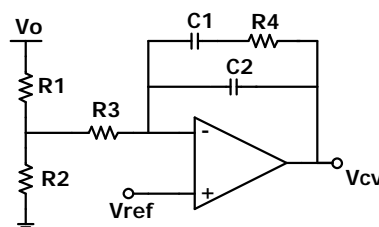


Fig. 1.12 – Compensador de tensão.

A função de transferência da planta é obtida através do modelo da chave PWM [12], a partir da qual pode-se desenvolver a expressão do modelo que representa

uma carga resistiva.[11]

$$G_{V(s)} = Z_{o(s)} = K_{zo} \cdot \frac{(s + z_{zo})}{(s + p_{zo})} \quad (1.9)$$

A equação (1.10) representa o ganho da planta do conversor.

$$K_{zo} = \frac{R_{se} \cdot R_o}{R_{se} + R_o} \cdot (1 - D) \quad (1.10)$$

O zero da planta fica definido empregando a equação (1.11).

$$z_{zo} = \frac{1}{R_{se} \cdot C_o} \quad (1.11)$$

Com o emprego da equação (1.12), define-se o pólo da planta do conversor.

$$p_v = \frac{1}{(R_o + R_{se}) \cdot C_o} \quad (1.12)$$

Função de transferência do compensador de tensão $C_v(s)$

A Equação (1.13) representa a função de transferência do compensador de tensão, considerando o divisor resistivo utilizado para a amostragem da tensão de saída.

$$C_v(s) = \frac{V_{cv}(s)}{V_o(s)} = K_v \cdot \frac{(s + z_v)}{s \cdot (s + p_v)} \quad (1.13)$$

O ganho do compensador fica definido através de (1.14).

$$K_v = \frac{R_2}{(R_1 + R_2) \cdot R_3 \cdot C_2} \quad (1.14)$$

O zero do compensador pode ser obtido através de (1.15).

$$z_v = \frac{1}{R_4 \cdot C_1} \quad (1.15)$$

Através de (1.16), define-se o pólo do compensador.

$$p_v = \frac{C_1 + C_2}{R_4 \cdot C_1 \cdot C_2} \quad (1.16)$$

O zero do compensador deverá compensar o pólo da planta, o pólo na origem do compensador compensará o zero da planta; já, o pólo ω_{p_v} deve ser posicionado na metade da frequência da ondulação de tensão na entrada do compensador.

$$p_v = \cdot f_r \quad (1.17)$$

1.4 Estágio CC-CC, conversor FB-ZVS-PWM-PS

Entre os conversores CC-CC isolados convencionais, quando comparado às topologias: *forward*, *push - pull* e *half-bridge*, o conversor em ponte completa é o que apresenta as melhores características de aproveitamento do transformador, aliado aos menores esforços de tensão de corrente para uma mesma faixa de potência.

Aliada às características naturais da topologia, a técnica de comutação suave por zero de tensão (ZVS) torna a topologia muito atrativa para a aplicação. Componentes parasitas como capacitâncias e indutâncias, indesejáveis na maioria das aplicações, são aproveitadas para propiciar a “comutação suave” dos interruptores.

Características como elevado rendimento, reduzido volume e baixos níveis de interferência eletromagnética e de radiofrequência fizeram com que, ao longo dos últimos anos, o conversor FB-ZVS-PWM-PS se tornasse, neste nível de potência, a mais empregada topologia para aplicações no estágio CC-CC de fontes para telecomunicações.

1.4.1 Circuito de potência

Na Fig. 1.13 é apresentado o circuito de potência do conversor FB-ZVS-PWM-PS. A comutação dos interruptores ocorre sob tensão nula na entrada em condução. Os interruptores M_1 e M_3 tem essa comutação favorável, pois a carga e descarga das capacitâncias, em paralelo, com estes é feita com a corrente nominal da saída referida ao primário.

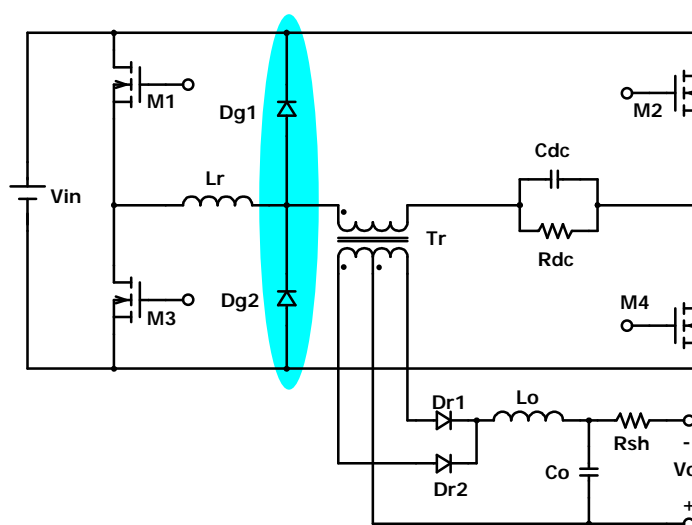


Fig. 1.13 – Circuito de potência do conversor FB-ZVS-PWM-PS.

Por sua vez, os interruptores M_2 e M_4 comutam com uma magnitude de corrente menor, resultante apenas da energia armazenada no indutor de comutação L_r . Por essa razão, a comutação do braço direito fica comprometida quando se deseja uma grande variação de carga.

A adição de indutores extras [7], [9], [10], de modo a garantir “comutação suave” para uma larga faixa de variação de carga, pode ser utilizada. Com a penalidade de se ter uma maior quantidade de energia reativa circulante pelo circuito, incrementando as perdas em condução dos semicondutores e, desse modo, reduzindo o rendimento da estrutura, some-se aí um aumento no volume total do conversor.

1.4.2 Grampeamento pelo lado primário

Em destaque, na Fig. 1.13, tem-se o circuito de grampeamento pelo lado primário, [34] e [35], que atua no grampeamento das sobretensões e oscilações originárias, da iteração da corrente de recuperação reversa dos diodos retificadores de saída (Dr_1 e Dr_2) com a dispersão do transformador T_r .

O emprego desse circuito pode representar acréscimo no rendimento da ordem de 1% e, desse modo, proporcionar um rendimento do conversor da ordem de 95% [34].

1.4.3 Comutação ZVS

As perdas na comutação dos interruptores podem ser reduzidas pela utilização, por exemplo, de circuitos “snubbers”, circuitos ressonantes e/ou quasi-ressonantes, ou ainda, através de técnicas de “comutação suave”. Estas, por sua vez, são vantajosas em relação às outras alternativas por apresentarem relativa simplicidade de análise, bem como, de implementação dos circuitos de potência e de controle das estruturas. Proporcionam a melhor utilização dos interruptores e diodos de potência, além da redução das derivadas de tensão, causadoras de grandes interferências eletromagnéticas, quando não controladas. A Fig. 1.14 apresenta a comutação dos interruptores do braço crítico do conversor FB-ZVS-PWM-PS.

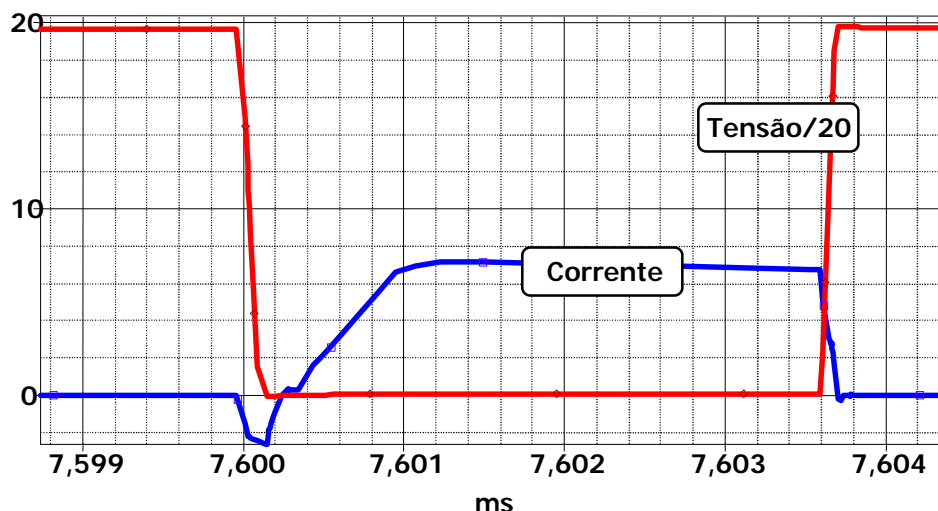


Fig. 1.14 – Comutação dos interruptores no braço crítico.

1.4.4 Circuito de controle

A técnica de controle proposta é o controle em modo corrente de saída [1], [9]. Esta técnica consiste em cascatear as malhas de corrente e de tensão sendo que a primeira é de dinâmica mais rápida do que a segunda. A malha de tensão tem finalidade única de gerar a referência de corrente.

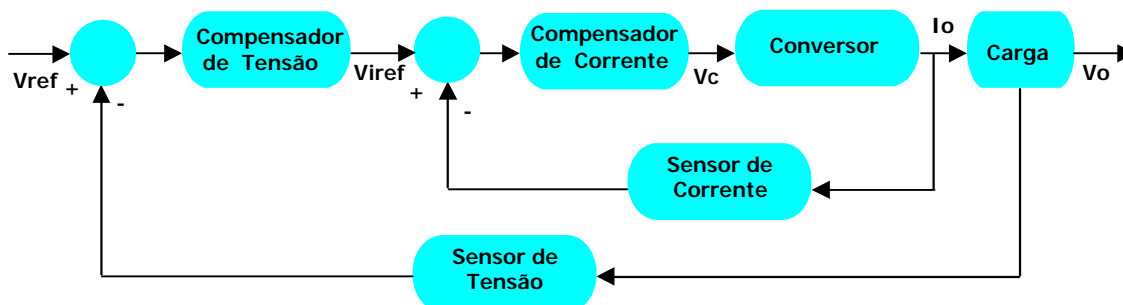


Fig. 1.15 – Controle em modo corrente para conversores CC-CC.

Definição da planta

A planta pode ser representada pela dinâmica entre a corrente de saída e a tensão de controle. Assim, a equação (1.18) representa a planta do conversor em ponte completa, no controle em modo corrente.

$$G_i(s) = \frac{I_o(s)}{V_c(s)} = K_{fb} \cdot \frac{s + z_{fb}}{(s + p1_{fb}) \cdot (s + p2_{fb})} \tag{1.18}$$

O ganho da planta fica definido pela equação(1.19).

$$K_{fb} = \frac{n \cdot V_{in}}{V_d \cdot R_o} \cdot \frac{R_{se}}{L_o \cdot \left(\frac{R_{se}}{R_o} + 1 \right)} \quad (1.19)$$

A equação (1.20) define o zero da planta do conversor em ponte completa.

$$wz_{fb} = \frac{1}{R_{se} \cdot C_o} \quad (1.20)$$

Os dois pólos da planta ficam definidos por (1.21) e (1.22).

$$p1_{fb} = \frac{-\left[\frac{L_o}{R_o} + C_o R_d \left(\frac{R_{se}}{R_o} + 1 \right) + R_{se} C_o \right] - \sqrt{\left[\frac{L_o}{R_o} + C_o R_d \left(\frac{R_{se}}{R_o} + 1 \right) + R_{se} C_o \right]^2 - 4 L_o C_o \left(\frac{R_{se}}{R_o} + 1 \right) \left(\frac{R_d}{R_o} + 1 \right)}}{2 L_o C_o \left(\frac{R_{se}}{R_o} + 1 \right)} \quad (1.21)$$

$$p2_{fb} = \frac{-\left[\frac{L_o}{R_o} + C_o R_d \left(\frac{R_{se}}{R_o} + 1 \right) + R_{se} C_o \right] + \sqrt{\left[\frac{L_o}{R_o} + C_o R_d \left(\frac{R_{se}}{R_o} + 1 \right) + R_{se} C_o \right]^2 - 4 L_o C_o \left(\frac{R_{se}}{R_o} + 1 \right) \left(\frac{R_d}{R_o} + 1 \right)}}{2 L_o C_o \left(\frac{R_{se}}{R_o} + 1 \right)} \quad (1.22)$$

Define-se:

$$R_d = 4 \cdot n^2 \cdot L_r \cdot f_s \quad (1.23)$$

Malha de corrente

A malha de controle da corrente é a malha interna representada na Fig. 1.15. Em [10], o controle do conversor em ponte completa é realizado através da malha de tensão.

Partindo da premissa de que a tensão de saída é função da corrente de saída e da resistência de carga, a diferença na função que define a planta em função da corrente, ou da tensão de saída, está no ganho estático entre as funções de transferência da tensão e da corrente de saída, relacionadas pela tensão de controle e pela frequência de corte escolhida dos compensadores.

Compensador de Corrente

Em [10] são estudados os compensadores mais adaptados para o controle em modo tensão e corrente do conversor FB-ZVS-PWM-PS. Através da comparação do desempenho entre os compensadores do tipo proporcional, P, do tipo proporcional + integral, P.I. e do compensador do tipo proporcional + integral + derivativo, P.I.D. Apontam-se os do tipo P.I.D como os de melhor desempenho dinâmico.

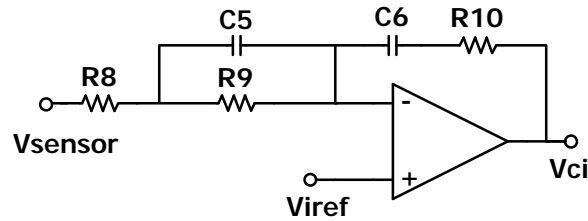


Fig. 1.16 – Compensador de corrente para o conversor FB-ZVS-PWM-PS.

A equação (1.24) representa a função de transferência do compensador de corrente.

$$Ci(s) = K_{ci} \cdot \frac{(s + z1_{ci}) \cdot (s + z2_{ci})}{s + p_{ci}} \quad (1.24)$$

O pólo do compensador é definido pela equação (1.25).

$$wp_{ci} = \frac{R_8 + R_9}{R_8 \cdot R_9 \cdot C_5} \quad (1.25)$$

Os zeros da planta ficam definidos pelas equações (1.26) e (1.27).

$$z1_{ci} = \frac{1}{R_{10} \cdot C_6} \quad (1.26)$$

$$z2_{ci} = \frac{1}{R_9 \cdot C_5} \quad (1.27)$$

A equação (1.28) define o ganho do compensador P.I.D

$$k_{ci} = \frac{R_{10}}{R_9} \quad (1.28)$$

A alocação dos zeros e do pólo do compensador da malha de corrente deve ser tal, a proporcionar o cancelamento dos pólos e do zero da planta.

Malha de Tensão

A malha de tensão, representada na Fig. 1.15, deve ser mais lenta do que a malha de corrente, da ordem de $1/5$ da frequência de cruzamento da malha de corrente [1], [9].

Compensador de Tensão

A Fig. 1.17 representa o compensador para a malha de tensão do conversor FB-ZVS-PWM-PS.

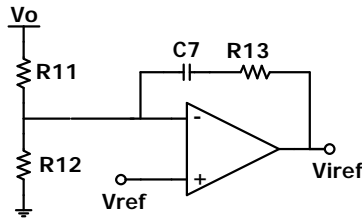


Fig. 1.17 – Compensador de tensão para o conversor FB-ZVS-PWM-PS.

A equação (1.29) representa a função de transferência do compensador de tensão para um projeto simplificado. Para o emprego do compensador do tipo proporcional + integral, o pólo e zero do compensador ficam assim localizados.

- ✱ Pólo na origem, garantia de erro estático nulo;
- ✱ A frequência de cruzamento do compensador de tensão ω_{cv} , deve ser muito menor que a frequência de cruzamento da malha de corrente;
- ✱ A frequência do zero deve ser maior que a frequência de cruzamento do próprio compensador, para garantir o cruzamento por zero dB,[1],[9].

O equação (1.29) define o compensador de tensão.

$$Cv(s) = K_v \cdot \frac{(s + z_v)}{s} \quad (1.29)$$

O zero do compensador fica definido por (1.30)

$$z_{Cv} = \frac{1}{R_{13} \cdot C_7} \quad (1.30)$$

A equação (1.31) define o ganho do compensador P.I.

$$k_v = \frac{R_{13}}{R_{11}} \quad (1.31)$$

$$\frac{Vo}{V_{ref}} = \frac{R_{11} + R_{12}}{R_{12}}$$

A frequência de cruzamento do compensador fica definida pela seguinte equação:

$$c_v = \frac{1}{R_{11} \cdot C_7} \quad (1.32)$$

1.5 Conclusão

Foram enfatizadas as características da estrutura de uma fonte de alimentação para telecomunicações. A estrutura composta pelo conversor elevador Boost CCM no estágio CA-CC, mais o conversor FB-ZVS-PWM-PS no estágio CC-CC, é uma das mais bem adaptadas e empregadas neste nicho de aplicação. No estágio CA-CC, foram abordados aspectos quanto à qualidade do sinal de corrente drenada da rede, bem como, aspectos da comutação do interruptor S_b na entrada em condução. O emprego do circuito de auxílio à comutação não dissipativo (*snubber*), apresenta-se como uma boa alternativa no tocante à limitação da corrente de recuperação reversa do diodo D_b . Os circuitos de comando e controle são implementados através do circuito integrado UC-3854. No estágio CC-CC, foram apresentadas as principais características da topologia. A técnica de comutação sob tensão nula, proporciona o funcionamento do conversor com frequências mais elevadas. A utilização do circuito de grampeamento pelo lado primário proporciona um incremento no rendimento global da topologia.

São apresentados circuitos integrados dedicados, bem adaptados para a implementação das malhas de controle e dos circuitos de comando. O controle em modo corrente é empregado em ambas as topologias.

CAPÍTULO 2

OTIMIZAÇÃO DE PROJETO DE FONTES DE ALIMENTAÇÃO PARA CENTRAIS DE TELECOMUNICAÇÕES

2.1 Introdução

Definida a estrutura da fonte e conhecidas suas características, o passo seguinte constitui-se na definição da estratégia de otimização que será empregada.

Durante o processo de transferência de energia da rede para a carga, parte dessa energia é perdida na forma de calor através dos componentes da fonte. No âmbito tecnológico, a busca por equipamentos com elevada eficiência e reduzido volume é freqüente; o emprego de conversores de potência comutados em alta freqüência vem de encontro a essas características. Desse modo, pretende-se descrever uma análise das perdas ocorridas para os dois estágios de processamento de energia no sistema rede-fonte-carga, tendo a freqüência de comutação como variável independente.

Na estrutura em estudo, grande parte dos seus componentes é determinada e tem o seu funcionamento dependente da freqüência de comutação. Desse modo, são apresentadas as principais características dos elementos magnéticos, capacitores e semicondutores, que podem proporcionar ao projeto melhores resultados quanto à eficiência e ao volume da fonte de alimentação, perante a variação da freqüência de comutação das topologias.

Ao final, ficam determinadas as estratégias de otimização, bem como, as tecnologias de semicondutores, e elementos passivos que são utilizados para a análise.

2.2 Estratégia de otimização

Durante o processamento de energia de um sistema como o representado na Fig. 2.1, parte da energia, que deveria ser entregue à carga, perde-se na forma de calor. Deseja-se, através da otimização, a máxima redução dessa energia com um mínimo de

volume e peso dos dissipadores, indutores e capacitores empregados.

A estrutura da fonte de alimentação para centrais de telecomunicações em estudo é composta por componentes ativos e passivos, com comportamentos distintos frente à variação da frequência de comutação.

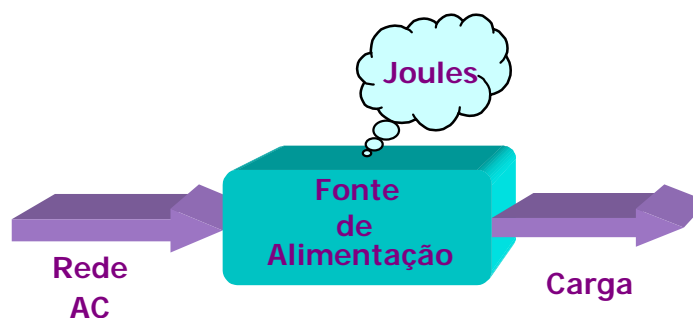


Fig. 2.1 – Sistema em análise.

Nos elementos semicondutores: interruptores e diodos, o aumento da frequência de comutação ocasiona um aumento nas perdas, de modo que sejam necessários dissipadores de calor com resistências térmicas menores e, conseqüentemente, com volumes maiores. Nos elementos armazenadores de energia, tais como: indutores, transformadores e capacitores, o aumento da frequência de comutação resulta na redução do volume dos mesmos. Nos elementos magnéticos, juntamente com a redução do volume, tem-se um aumento das perdas no núcleo. Nota-se, aqui, um compromisso evidente entre o volume de material magnético e a quantidade de perdas. Assim, um aumento excessivo da frequência de comutação resultará num aumento elevado das perdas. Nos elementos capacitivos, o aumento da frequência resulta num valor menor de capacitância com uma redução do volume destes. Devido às suas características construtivas, esse aumento da frequência traz consigo um aumento na impedância equivalente do capacitor. A essa ocorrência, têm-se aliadas um aumento das perdas e uma maior ondulação da tensão de saída, resultante da queda de tensão sobre a impedância capacitiva.

Com base no exposto, é coerente e necessário o emprego de uma metodologia de otimização que considere o ponto da igualdade volumétrica entre dissipadores e elementos armazenadores, como sendo o ponto ou região de máxima eficiência da estrutura ou topologia. A Fig. 2.2 representa o ponto de máxima eficiência, considerando a análise volumétrica.

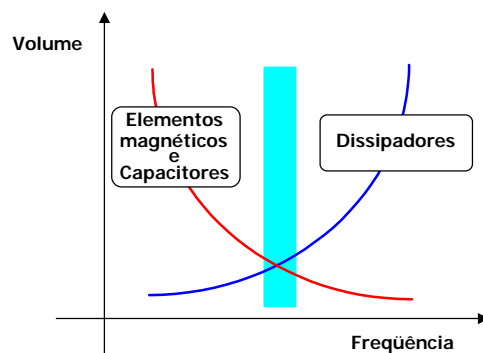


Fig. 2.2 – Determinação da região ideal de máxima eficiência da fonte.

Essa forma de análise também é empregada em [24] e [25], a qual consiste na quantificação das perdas nos principais elementos ativos (interruptores, diodos), e nos elementos passivos (indutores, transformadores e capacitores), quando da variação na freqüência de comutação.

Para a estrutura em estudo, a partir dos seus referidos equacionamentos definidos em [1], [6], [9], [10], [11], são efetuados diferentes projetos de cada topologia, onde a freqüência de operação é alterada de 20 kHz a 200 kHz, com passo de variação de 10 kHz.

Para cada projeto realizado, calculam-se as perdas ocorridas nos principais elementos ativos e passivos. Definidas as perdas nos elementos ativos, determina-se o volume dos dissipadores de calor necessários a partir da resistência térmica calculada dissipador para ambiente. Nos elementos passivos, a escolha de determinado núcleo ou capacitância define o volume total destes elementos.

A partir dessas informações, traça-se um comparativo entre o volume dos elementos ativos e passivos; para o ponto onde ocorrer a igualdade volumétrica, admitir-se-á que este representa e atende de forma mais coerente o compromisso entre a eficiência e o volume total da fonte.

2.2.1 Perdas no estágio CA-CC

No estágio CA-CC, as principais perdas nos elementos ativos são originárias da condução dos diodos retificadores de entrada (D_{r1} , D_{r2} , D_{r3} , D_{r4}), bem como, da condução e comutação do interruptor S_b e do diodo de saída D_b . Os diodos do circuito *snubber* conduzem durante pequenos intervalos de tempo, tendo associadas a eles reduzidas perdas, as quais não serão computadas neste estudo.

Nos elementos magnéticos, serão consideradas as perdas no enrolamento e no núcleo do indutor L_b . Novamente, devido à pequena participação do circuito *snubber* as perdas e o volume do indutor L_s e do capacitor C_s serão desconsideradas. As perdas no capacitor de saída são vinculadas à corrente eficaz, através deste, e à resistência série equivalente. Serão consideradas as perdas no resistor de monitoramento da corrente de entrada devido ao nível de potência da estrutura. Assim, a otimização do estágio CA-CC fica vinculada:

- ✿ aos diodos retificadores de entrada, Dr_1, Dr_2, Dr_3, Dr_4 ;
- ✿ ao indutor de entrada, L_b ;
- ✿ ao interruptor principal S_b ;
- ✿ ao diodo principal, D_b ;
- ✿ ao capacitor de saída, C_o
- ✿ ao resistor *shunt*, R_{sh} .

2.2.2 Perdas no estágio CC-CC

No estágio CC-CC, as principais perdas nos elementos ativos ficam por conta da condução dos interruptores do circuito em ponte e da condução e comutação dos diodos retificadores de saída. Serão desconsideradas as perdas nos diodos grampeadores pelo lado primário, conforme item 1.4.2. Devido a elevada corrente do estágio de saída, as perdas no resistor de monitoramento da corrente serão consideradas.

As perdas nos elementos passivos do estágio CC-CC ficam por conta do grande número de elementos magnéticos, sendo as maiores no transformador T_r , no indutor ressonante L_r e no indutor de saída L_o . Do exposto, a otimização do estágio CC-CC fica vinculada à determinação das perdas:

- ✿ nos interruptores de entrada;
- ✿ nos diodos retificadores de saída;
- ✿ no transformador;
- ✿ no indutor ressonante;
- ✿ no indutor de saída;

- ✿ no resistor shunt;
- ✿ no circuito de desacoplamento CC e às
- ✿ perdas no capacitor de saída.

2.3 Semicondutores aplicados no projeto de fontes para telecomunicações

A correta escolha da melhor tecnologia de semicondutores é de fundamental importância no estudo de otimização da fonte de alimentação. Características como: nível de potência, frequência de comutação, resistência em condução e tempo de bloqueio são fatores determinantes na escolha do melhor semicondutor a ser aplicado. Neste sentido, são apresentadas algumas características das tradicionais tecnologias de semicondutores, empregados nas mais variadas aplicações da eletrônica de potência.

2.3.1 Interruptores de potência

Com grande avanço tecnológico na fabricação dos interruptores MOSFET (*Metal - Oxide Silicon Field-Efect Transistor*) e IGBT (*Insulated Gate Bipolar Transistor*), escolher a melhor tecnologia de componentes a serem utilizados, tornou-se uma das tarefas mais difíceis e importantes para o projetista. O nível de potência e a frequência de comutação da estrutura são critérios decisivos na escolha do melhor interruptor a empregar. Em [32] e [33], são apresentados critérios secundários, mas não menos importantes e decisivos que os já citados, com o intuito de auxiliar o projetista para a melhor escolha.

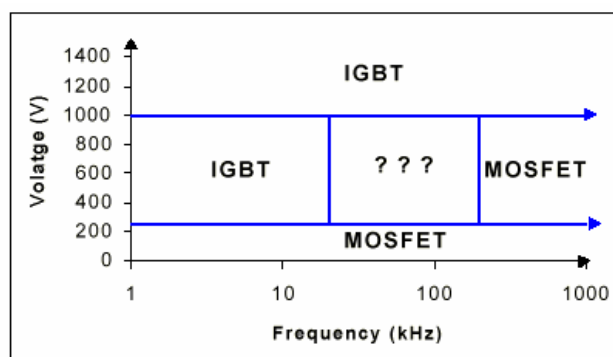


Fig. 2.3 – Utilização de IGBT's ou MOSFET's [33].

Na Fig. 2.3, tem-se ilustrada a grande dificuldade de se fazer a melhor escolha entre as duas tecnologias de interruptores. Uma grande quantidade de trabalhos científicos, bem como, informações técnicas fornecidas pelos fabricantes são freqüentemente propostas e apresentadas, visando elucidar as freqüentes dúvidas quanto à melhor escolha.

A complexidade e a dinâmica de análise é tamanha que, ainda com referência à Fig. 2.3, por exemplo, a divisão proposta não considera o nível de potência, o que é de fundamental importância, por exemplo, para o nível de potência da aplicação. O emprego de interruptores IGBT em freqüências superiores a 60 kHz não tem fornecido bons resultados, devido à grande quantidade de perdas no bloqueio, por exemplo, de S_b . Mesmo com o emprego do circuito de auxílio à comutação, não ocorrem melhorias significativas, pois este tem sua principal atuação no controle da derivada de corrente reversa do diodo D_b , ou seja, atua na entrada em condução do interruptor, evitando a ocorrência de elevados picos de corrente de recuperação reversa do diodo D_b .

As diversas experimentações práticas feitas no laboratório de eletrônica de potência do INEP, têm demonstrado serem os interruptores do tipo MOSFET os mais bem adaptados e de melhores resultados práticos obtidos para estruturas de fontes de alimentação, tais como a estrutura em estudo. Ademais, a possibilidade de utilização dos componentes parasitas, diodo e capacitância sedimentam mais a opção de utilização desta tecnologia de interruptores, principalmente para a topologia empregada no estágio CC-CC. Na Tabela 2.1, são apresentadas aplicações típicas dos interruptores MOSFET e IGBT.

Resistência em condução, $RDS_{(on)}$

A resistência em condução do interruptor MOSFET é fator determinante na escolha do interruptor a ser empregado. Dela dependem as perdas em condução do interruptor. Em geral, a resistência é diretamente proporcional à tensão reversa do interruptor, além de possuir uma dependência direta da temperatura de operação do componente. Desse modo, o valor da resistência, dado em catálogo correspondente à temperatura de 25° C, precisa ser corrigido.

Tabela 2.1 – Aplicações típicas dos Interruptores [33].

MOSFET ^o	IGBT ^o
<ul style="list-style-type: none"> Conversores estáticos, com comutação dissipativa, em baixos níveis de potência comutando em frequências acima de 200 kHz. 	<ul style="list-style-type: none"> Controle de motores, com frequência de comutação < 20 kHz, com proteção da corrente de curto circuito e limitação da corrente de partida.
<ul style="list-style-type: none"> Conversores estáticos com comutação suave por tensão nula, com frequência na ordem de 100kHz, 	<ul style="list-style-type: none"> Fontes ininterruptas de energia (UPS), com carga constante, baixa frequência.
<ul style="list-style-type: none"> Carregadores de baterias. 	<ul style="list-style-type: none"> Circuitos de iluminação de baixa potência e frequência de comutação inferior a 100 kHz.

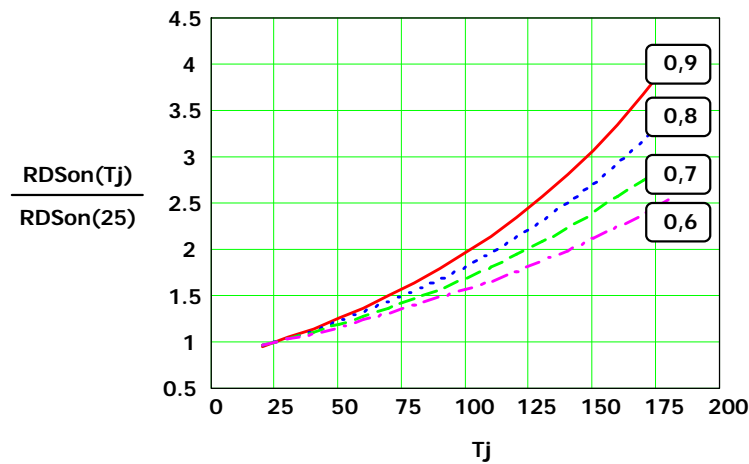


Fig. 2.4 – Resistência em condução parametrizada dos interruptores MOSFET's.

Através da expressão (2.1) [19], consegue-se obter a resistência de condução do interruptor para uma determinada temperatura de junção,

$$R_{DSon(Tj)} = R_{DSon25^{\circ}C} \cdot (1 + 0.01 \cdot \alpha)^{(Tj - 25^{\circ}C)} \tag{2.1}$$

onde:

- $R_{DSon25^{\circ}C}$ é fornecida em catálogo pelo fabricante.
- α varia de 0,6 \rightarrow 0,9.

O ábaco, da Fig. 2.4, representa a variação parametrizada da resistência em condução do interruptor, em função da temperatura da junção, tendo α como parâmetro. Através deste ábaco, para uma temperatura na junção, $T_j = 100\text{ }^\circ\text{C}$, a resistência de condução do interruptor MOSFET, para o pior caso ($\alpha = 0,9$), fica determinada pela expressão (2.2). Esta equação será utilizada para a determinação do cálculo das perdas em condução dos interruptores S_b e $M_{1,2,3,4}$.

$$R_{DSon(100^\circ C)} \cong 2 \cdot R_{DSon25^\circ C} \quad (2.2)$$

2.3.2 Diodos ultra-rápidos

O grande desenvolvimento da tecnologia dos diodos ultra-rápidos (*Ultra-fast*) esteve diretamente ligado à grande demanda de emprego de conversores estáticos comutados em alta frequência, impulsionada principalmente pelo grande desenvolvimento dos mercados de computadores e das telecomunicações, bem como, ao surgimento de novas proposições topológicas com frequências de comutação cada vez maiores[31]. Esses dispositivos possuem, como característica principal, reduzidos tempos de comutação, da ordem das dezenas de *nanosegundos*, conferindo ao dispositivo reduzidas perdas nas comutações. Em [31], são apresentadas algumas características ilustrando as diferenças entre os diodos ultra-rápidos e os de recuperação suave (*soft-recovery*), enfatizando os efeitos da recuperação reversa dessas duas tecnologias.

Os diodos ultra-rápidos possuem tempos de comutação inferiores aos de recuperação suave, contribuindo na redução das perdas por comutação, no entanto, reduzidos tempos de comutação implicam numa maior geração de ruídos eletromagnéticos causada pelas elevadas derivadas na comutação do diodo. Para a aplicação em questão, serão empregados diodos ultra-rápidos, em conjunto com circuitos de auxílio à comutação.

Recuperação reversa nos diodos

Basicamente, as perdas nos diodos são determinadas pelas perdas em condução mais as perdas na comutação. Em geral, as perdas na comutação durante a recuperação reversa dos diodos são mais significativas. No entanto, com a utilização de diodos ultra-rápidos, estas diminuem drasticamente. Na Fig. 2.5, é representada a recuperação reversa do diodo principal do estágio CA-CC.

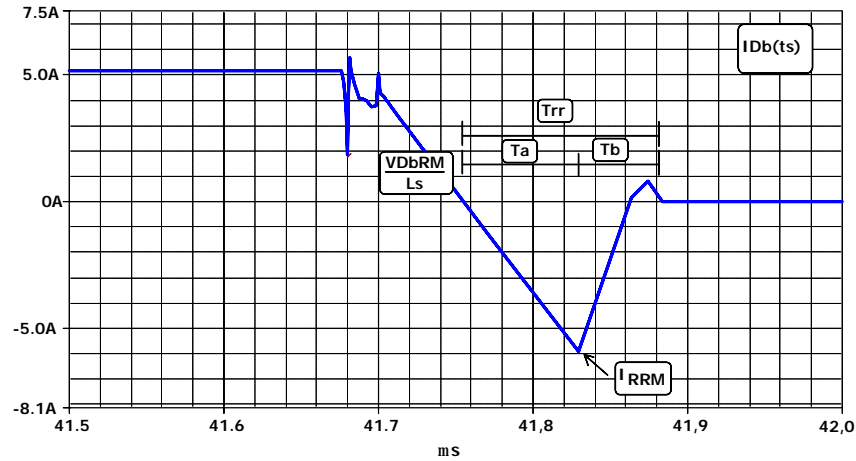


Fig. 2.5 – Recuperação reversa do diodo principal no estágio CA-CC.

No estágio CA-CC, as perdas na recuperação do diodo principal (D_b) são controladas pela limitação da corrente de recuperação reversa, através do emprego do indutor ressonante (L_s). No estágio CC-CC, a limitação das perdas ocorre através do grampeamento da tensão reversa nos diodos, feito através dos diodos grampeadores D_{g1} e D_{g2} . A equação (2.6) define as perdas na recuperação dos diodos.

$$PD_{Com}(ts) = \frac{1}{2} \cdot VD_{RM} \cdot I_{RRM} \cdot t_b \cdot fs \quad (2.3)$$

$$I_{RRM} = \frac{VD_{RM}}{L_c} \cdot t_{rr} \quad (2.4)$$

$$t_b \cong \frac{t_{rr}}{3} \quad (2.5)$$

$$PD_{Com}(ts) = \frac{(VD_{RM} \cdot t_{rr})^2}{6 \cdot L_c} \cdot fs \quad (2.6)$$

2.4 Tipos de ferrites empregados no projeto de fontes

O grande aumento na diversidade de aplicações da eletrônica de potência levou os fabricantes de materiais magnéticos aplicados em alta frequência a aumentarem a escala de produção e também, a variedade de materiais e geometria dos núcleos de ferrites, os quais têm demonstrado serem a melhor escolha para frequências de 10 kHz a 50 MHz, para baixas potências [29].

Os indutores e transformadores, geralmente, operam sob limites de saturação ou de perdas. Sob essas condições, os núcleos de ferrites devem apresentar uma elevada densidade de fluxo de saturação e baixos níveis de perdas em altas temperaturas [28].

A utilização de novas tecnologias na fabricação dos ferrites tem proporcionado, aos projetistas, condições tecnológicas necessárias à elaboração de projetos capazes de operarem em escalas de potência cada vez maiores, com elevadas frequências de comutação e com volumes dos dispositivos magnéticos cada vez menores [27].

Em [44] é apresentado um estudo comparativo sobre as características básicas entre três tipos de materiais magnéticos, comumente empregados em projetos de conversores estáticos comutados em alta frequência. São também apresentadas algumas características que auxiliam na escolha do melhor material em função da aplicação, da posição do componente magnético no circuito, bem como, da forma de onda aplicada sobre este. Todos os materiais descritos neste estudo são de grande aceitação no mercado mundial.

Nesse trabalho, são empregados os materiais fabricados pela referência [26], os quais foram objeto de estudo e caracterização experimental, realizado em [20]. Neste estudo, são definidos os coeficientes de caracterização do respectivo material magnético, conforme Tabela 2.2.

Tabela 2.2 - Parâmetros característicos do material IP12⁰.

Material IP12 a 80°C				
Restrição	Cm	x	y	Erro
$x \geq 1,0$ e $y \geq 2,0$	$7,9292 \times 10^{-3}$	1,4017	2,3294	$1,4197 \times 10^{-3}$

Os coeficientes de caracterização, acima apresentados, foram obtidos através de um processo de caracterização de materiais magnéticos, onde o sinal de excitação tinha formato senoidal. Esta observação é pertinente no sentido de que a perda volumétrica será maior com este tipo de sinal de excitação [20]. A caracterização com este tipo de sinal de excitação, na maioria das classes de materiais, levaria a projetos conservadores. Porém existem classes de materiais onde as perdas sob excitação de onda quadrada são maiores [20].

2.4.1 Perdas nos elementos magnéticos

As perdas magnéticas, desconsideradas as perdas nos dielétricos, são caracterizadas pelas perdas no cobre (enrolamento) e pelas perdas no núcleo, conforme a expressão (2.7).

$$P_{mag} = P_{cobre} + P_{núcleo} \quad (2.7)$$

2.4.2 Perdas no cobre

A expressão (2.8) representa as perdas no cobre:

$$P_{cobre} = \rho_{Cobre(^{\circ}C)} \cdot V_{Cobre} \cdot J_{máx}^2 \quad (2.8)$$

Onde:

- * $\rho_{cobre(^{\circ}C)}$: resistividade do cobre para a temperatura no ponto mais quente do enrolamento;
- * V_{cobre} : volume de cobre do enrolamento,
- * $J_{máx}$: densidade de corrente máxima.

A resistividade do cobre é função da temperatura; desse modo, faz-se necessária sua correção em função da máxima temperatura projetada, na qual o núcleo estará trabalhando, sem que com isso ocorra uma elevação demasiada da temperatura, o que acarretaria um aumento das perdas. Assim, a expressão (2.9) pode ser utilizada para calcular a resistividade do cobre para uma determinada elevação de temperatura.

$$\rho_{cobre^{\circ}C} = \rho_{20^{\circ}C} \cdot [1 + \alpha \cdot (T_e - 20)] \quad (2.9)$$

- * $\rho_{20^{\circ}C}$ = resistividade do cobre a $20^{\circ}C = 1,708 \cdot 10^{-8} \cdot \Omega \cdot m$,
- * α = coeficiente de temperatura do cobre, $= 0,00393 \cdot ^{\circ}C^{-1}$.

Para a completa determinação das perdas nos enrolamentos dos elementos magnéticos, é necessária a determinação do volume de cobre do enrolamento. Assim como em [16], [17], é apresentado um estudo sobre a determinação do volume de um enrolamento. A análise a seguir contempla os núcleos do tipo EE; é empregada a notação apresentada nos catálogos técnicos da Thornton [29]. A Fig. 2.6 representa um núcleo tipo E, padrão Thornton.

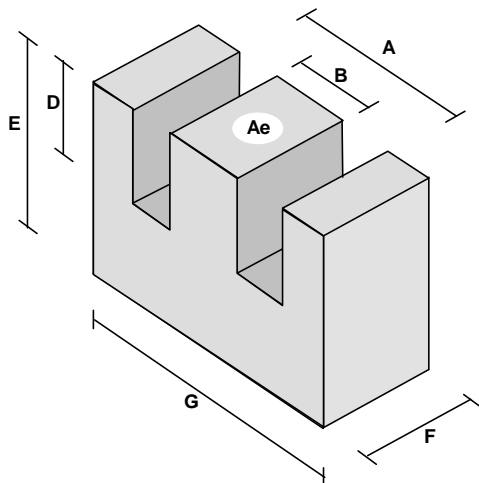


Fig. 2.6 – Núcleo tipo E, Thornton^o.

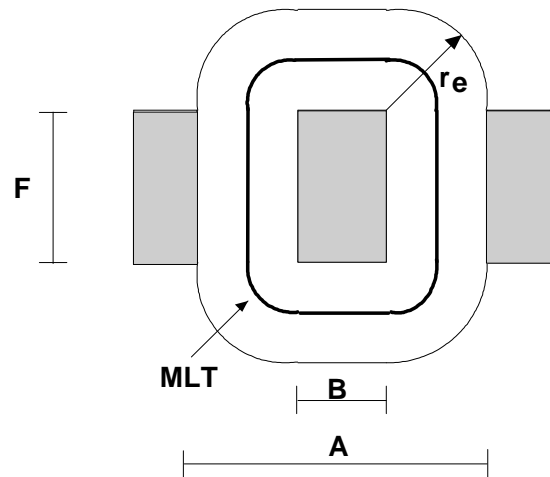


Fig. 2.7 – Comprimento médio de uma espira.

A partir da Fig. 2.7 pode-se determinar o comprimento médio de uma espira do enrolamento, visando a determinação do volume total de cobre em um enrolamento. A equação (2.10) fornece o comprimento médio de uma espira (MLT), supondo que toda a área da janela do núcleo seja preenchida pelo enrolamento.

$$MLT = 2 \left[(B + F) + \left(\frac{A - B}{2} \right) \right] \quad (2.10)$$

A completa determinação do volume de um enrolamento é obtida a partir da determinação da seção transversal total de cobre e do número de espiras deste enrolamento.

Finalmente, pode-se determinar o volume de cobre do enrolamento através de (2.11).

$$V_{cobre} = Ne \cdot \Theta_{Cobre} \cdot MLT \quad (2.11)$$

Uma outra maneira de calcular as perdas no enrolamento é através do produto da resistência CC pela corrente eficaz máxima através do enrolamento, sendo que, em ambos os modos, o efeito da frequência na variação da resistência CA é desconsiderado.

$$P_{cobre} = R_{CC} \cdot I_{efm\acute{a}x}^2 \quad (2.12)$$

$$R_{CC} = \frac{4 \cdot \rho_{cobre} \cdot Ne \cdot MLT}{n_{ce} \cdot d_{cem\acute{a}x}^2} \quad (2.13)$$

Sendo:

n_{ce} = é o número de condutores elementares empregados.

$d_{ce_{máx}}$ = é o diâmetro máximo de cada condutor elementar considerando o efeito Skin.

2.4.3 Perdas no núcleo

A parcela das perdas no núcleo de um elemento magnético fica definida pela expressão (2.14). Onde:

$$P_{núcleo} = V_e \cdot C_m \cdot f_s^x \cdot \Delta B_{máx}^y \quad (2.14)$$

- * V_e = é o volume efetivo do núcleo, fornecido pelo fabricante;
- * C_m , x e y , são coeficientes do material, onde y é denominado coeficiente de *Steinmetz* [21],[23];
- * f_s = é a frequência de comutação definida pelo circuito de comando,
- * $\Delta B_{máx}$ = Excursão máxima da densidade de fluxo magnético.

A partir de (2.15), obtém-se a evolução de $\Delta B_{máx}$ para a variação da frequência de comutação tendo a perda volumétrica constante. A Fig. 2.8 representa esta evolução, onde, $\Delta B_{máx}$ é obtida tendo $PV_{núcleo} = 60\text{mW}/\text{cm}^3$.

$$\Delta B_{máx} = \left(\frac{PV_{núcleo}}{C_m \cdot f_s^x} \right)^{\frac{1}{y}} \quad (2.15)$$

Finalmente, as perdas totais nos elementos magnéticos podem ser determinadas a partir da expressão (2.16).

$$P_{mag} = C_{\text{Cobre}}(^{\circ}C) \cdot V_{\text{Cobre}} \cdot J_{máx}^2 + V_{núcleo} \cdot C_m \cdot f_s^x \cdot \Delta B_{máx}^y \quad (2.16)$$

2.5 Caracterização do material magnético

A partir da expressão (2.15) e dos coeficientes característicos do material IP 12[®] apresentados na Tabela 2.2, pode-se determinar a evolução de $\Delta B_{máx}$, representada graficamente na Fig. 2.8, para uma densidade de perda volumétrica do núcleo constante e igual a $60\text{mW}/\text{cm}^3$.

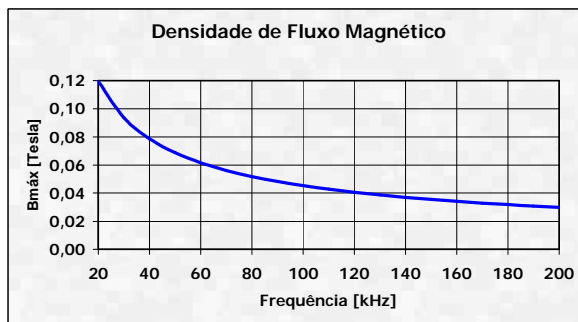


Fig. 2.8 - Evolução de B_{máx} em função da frequência de comutação.

A redução da densidade de fluxo magnético com o aumento da frequência, proporciona o controle das perdas no núcleo do elemento magnético. Em [20], são apresentadas curvas de densidades de perdas volumétricas no núcleo para o material IP12[®], Fig. 2.9 e Fig. 2.10, que relacionam a densidade de perdas volumétricas dada mW/cm³ com a densidade de fluxo magnético, dada em teslas. Estas curvas foram obtidas através de um processo de caracterização dos materiais, totalmente descrito em [20], escolhendo-se uma densidade de perda volumétrica no núcleo igual a 60 mW/cm³, frequência de comutação de 60 kHz, empregando os parâmetros de caracterização das perdas do material, conforme a Tabela 2.2 e aplicando estes dados na equação (2.8), encontra-se uma densidade de fluxo magnética próxima a 60 mT.

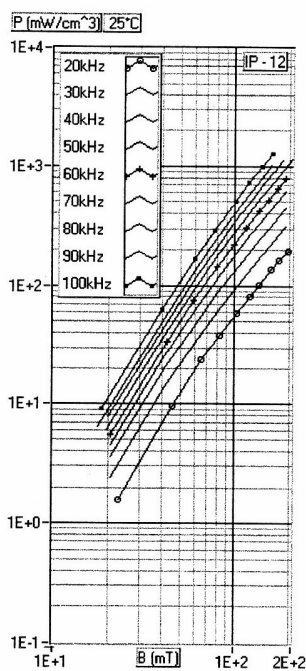


Fig. 2.9 – Densidade volumétrica de perda magnética do material IP 12[®] @ 25°C.

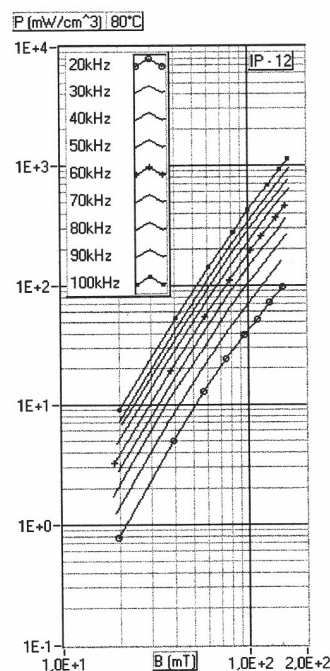


Fig. 2.10 - Densidade volumétrica de perda magnética do material IP 12[®] @ 80°C.

Uma forma de escolha de um ou de outro material pode ser a utilização das informações contidas nestes tipos de curvas, pois se compararmos as curvas de diferentes materiais, podemos obter várias informações quanto à qualidade, níveis de aquecimento, máximas perdas permitidas, entre outras.

A escolha de uma densidade de fluxo magnético consiste na mais importante decisão a ser tomada durante o projeto de um elemento magnético. É evidente a importância de tal decisão, uma vez que a adoção de um determinado valor, implicará numa maior ou menor densidade de perdas no núcleo, bem como, atentar para a escolha da densidade de fluxo, de maneira a evitar a saturação do material.

2.5.1 Determinação de $B_{m\acute{a}x}$

Como salientado anteriormente, deve se ter cautela na escolha do valor da máxima densidade de fluxo magnético a ser adotada, seja pela limitação máxima das perdas no elemento magnético, seja para evitar a saturação do mesmo. A seguir, são apresentadas as diferentes ocorrências para essa grandeza, observando as diferentes características dos elementos magnéticos.

Determinação de $B_{m\acute{a}x}$ para o dimensionamento do transformador do conversor FB-ZVS-PWM-PS

A curva idealizada da Fig. 2.11 representa a excursão da densidade de fluxo magnético no transformador.

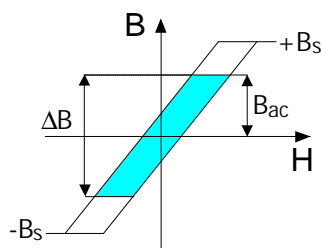


Fig. 2.11 - Laço B-H idealizado para o transformador do FB-ZVS-PWM-PS [22].

A correta escolha do núcleo depende da determinação da máxima excursão da densidade, representada por ΔB . Esta curva idealizada fornece, por exemplo, a densidade de fluxo máxima, sem que com isso o núcleo sature.

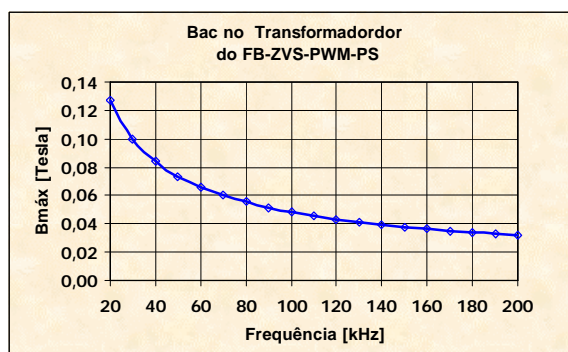


Fig. 2.12 – Densidade de fluxo magnético máxima no transformador.

Para a determinação da máxima excursão da densidade de fluxo magnético no transformador, adotou-se uma densidade de perdas volumétricas igual a 70 mW/cm^3 . Este valor foi escolhido tendo, como objetivo, limitar as perdas no núcleo e, desse modo, controlar a elevação de temperatura. Utilizando os parâmetros C_m , x e y do material IP12[®] a $80 \text{ }^\circ\text{C}$, densidade de perdas volumétricas mencionada e substituindo estes dados na expressão (2.11), obtém-se a evolução da densidade de fluxo no transformador, conforme Fig. 2.12.

Determinação de $B_{máx}$ para o dimensionamento do indutor ressonante

Empregando o mesmo material e dados empregados anteriormente, nas Fig. 2.13 e Fig. 2.12, tem-se representada a excursão do fluxo magnético, através do núcleo do indutor ressonante.

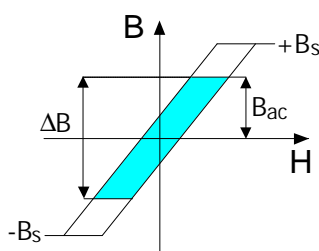


Fig. 2.13 - Laço B-H idealizado para o indutor ressonante do FB-ZVS-PWM-PS.

Devido a natureza alternada da circulação do fluxo por este indutor, deve-se atentar para o valor da máxima densidade de fluxo adotada, de maneira a evitar elevadas temperaturas no núcleo e enrolamento, que são agravadas pelos efeitos skin e de proximidade.

Determinação de $B_{máx}$ para o dimensionamento dos indutores de filtragem na entrada e saída da estrutura

Como pode ser observado na Fig. 2.14, o fluxo magnético, através do indutor de filtragem, é composto de duas componentes, onde B_{CC} é o fluxo contínuo, o qual estará ligado às perdas nos enrolamentos; por sua vez, a parcela do fluxo representada por ΔB responderá pelas perdas no núcleo do indutor. Para efeito do dimensionamento do núcleo, será utilizada a expressão (2.17). $B_{Lomáx}$ deve ser menor que o valor de saturação do núcleo representado por B_s .

$$B_{Lomáx} = B_{CC} + \frac{\Delta B}{2} \quad (2.17)$$

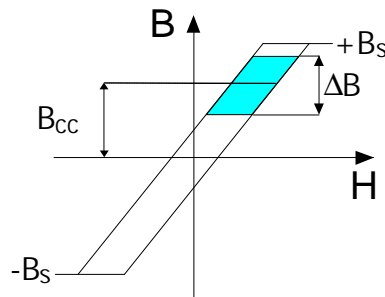


Fig. 2.14 - Laço B-H idealizado para o indutor de filtragem do FB-ZVS-PWM-PS.

Além da dupla composição do fluxo magnético, outra particularidade que envolve o dimensionamento deste indutor está no fato de que a frequência do sinal sobre este é duas vezes maior que a frequência de comutação dos interruptores principais. Esta característica precisa ser considerada no cálculo das perdas no núcleo, bem como, no estabelecimento da excursão do fluxo magnético. Através da expressão (2.18), pode-se determinar a excursão do fluxo magnético no indutor de filtragem da saída.

$$\Delta B = 2 \cdot B_{acLo} = \left(\frac{PV_{núcleo}}{C_m \cdot (2 \cdot f_s)^x} \right)^{\frac{1}{y}} \quad (2.18)$$

Com os parâmetros definidos na Tabela 2.2 e admitindo uma densidade de perdas volumétricas no núcleo, igual a 40 mW/cm³, determina-se a B_{acLo} no indutor de filtragem, conforme Fig. 2.15.

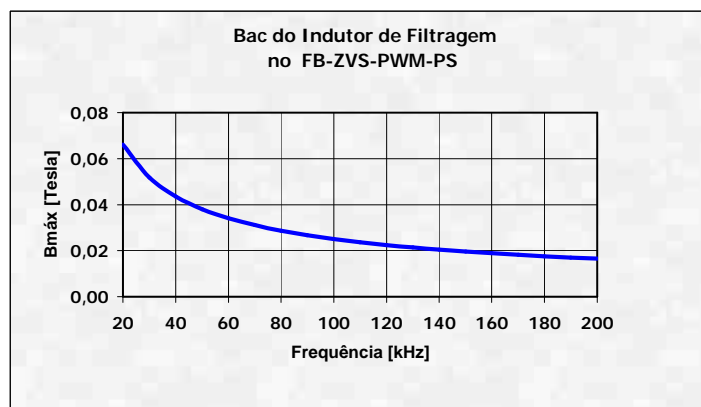


Fig. 2.15 – Densidade de fluxo magnético no indutor de filtragem de saída.

Devido à característica de pequena ondulação de corrente, a variação do fluxo também o é; deste modo, as perdas no núcleo neste tipo de indutor são desprezadas para frequências de comutação até 500 kHz [30].

Análise semelhante é empregada para o dimensionamento do indutor de filtragem de entrada do conversor elevador em condução contínua. Na prática, as perdas no núcleo são mínimas, prevalecendo as perdas no cobre como as mais significativas.

Através da expressão (2.19), pode-se determinar a excursão do fluxo magnético no indutor de filtragem de entrada. Na Fig. 2.17 tem-se representada a excursão da densidade de fluxo magnético no indutor de filtragem de entrada, quando se deseja a limitação nas perdas do núcleo.

$$\Delta B = 2 \cdot Bac_{Lb} = \left(\frac{PV_{núcleo}}{C_m \cdot (f_s)^x} \right)^{\frac{1}{y}} \quad (2.19)$$

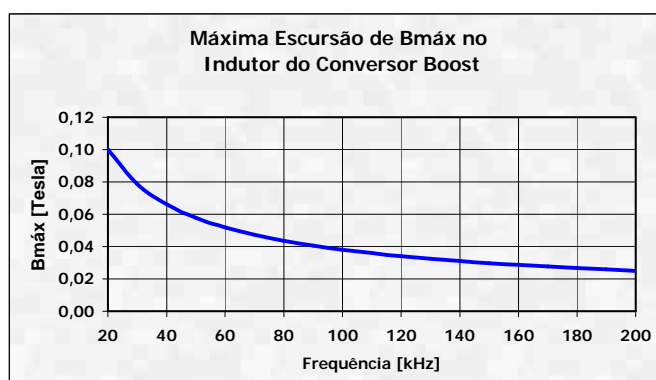


Fig. 2.16 – Máxima variação da densidade de fluxo no indutor boost.

No projeto de indutores operando no modo de condução contínua da corrente, como o indutor de saída de conversores tipo buck, ou no projeto de um

transformador para conversores flyback, geralmente são desprezadas as perdas no núcleo desse tipo de elementos magnéticos. [30]

2.6 Cálculo térmico

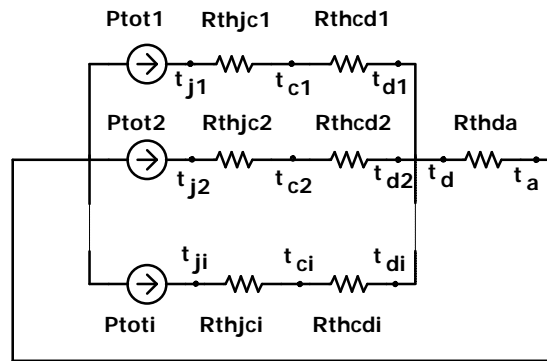


Fig. 2.17 – Diagrama de resistências térmicas para vários dispositivos descritos [40].

A escolha do(s) dissipador(es) é feita com base na determinação da resistência do dissipador para o ambiente, R_{thda} , de um único dissipador, que será utilizado por todos os semicondutores da estrutura, conforme descrito em [40].

- ✱ A partir da Fig. 2.17, onde são representados os "i" semicondutores dispostos em um único dissipador, escolhe-se uma temperatura máxima para a junção destes;
- ✱ Calcula-se a temperatura do dissipador para os n semicondutores através da equação:

$$T_{di} = T_{ji} - P_{toti} \cdot (R_{thjci} + R_{thcdi}) \quad (2.20)$$

- ✱ Determina-se a temperatura média do dissipador:

$$T_d = \frac{T_{d1} + T_{d2} + \dots + T_{di}}{i} \quad (2.21)$$

Uma vez calculado o valor para a temperatura média no dissipador, deve-se verificar se as temperaturas na junção dos "i" semicondutores estão dentro da margem indicada pelo fabricante no catálogo de cada dispositivo. Caso contrário, deve-se reduzir o valor da temperatura T_d até que todos os semicondutores estejam com a temperatura na junção, dentro das especificações.

Na seqüência, determina-se a $R_{th_{da}}$, através da seguinte equação:

$$R_{th_{da}} = \frac{T_d - T_a}{\sum_1^i P_{toti}} \quad (2.22)$$

Será dada preferência a escolha de dissipadores que possibilitem sua utilização como base de sustentação mecânica do protótipo.

2.7 Análise da equalização volumétrica

Como definido anteriormente, a frequência ótima de comutação dos circuitos de comando das topologias que compõem a fonte de alimentação para centrais de telecomunicações, será definida mediante uma comparação entre o volume dos dissipadores de potência e o volume dos elementos magnéticos e capacitivos. Na seqüência, serão abordados os critérios utilizados para a determinação do volume dos dissipadores e dos elementos magnéticos e capacitivos.

2.7.1 Volume dos elementos magnéticos

O volume dos elementos magnéticos foi obtido através da adição do volume efetivo do núcleo informado em catálogos ao volume do carretel obtido, através das dimensões externas, admitindo que toda a sua área esteja sendo utilizada. Com essa metodologia, chega-se a uma simplificação; o volume resultante é aproximadamente igual a duas vezes o volume efetivo do núcleo, o que facilita o procedimento de análise. Assim sendo, a Tabela 2.3, apresenta os volumes aproximados para os núcleos padronizados da referência [26], conforme a equação (2.23).

$$V_{mag} = 2 \cdot V_e \quad (2.23)$$

2.7.2 Volume dos elementos capacitivos

Para os elementos capacitivos, a determinação do volume é simples. Em geral os fabricantes fornecem o diâmetro e o comprimento do capacitor. Desse modo, pode-se determinar o volume do capacitor através da equação a seguir.

$$V_{cap} = \frac{\cdot l \cdot d^2}{4} \quad (2.24)$$

Tabela 2.3 – Volume aproximado dos elementos magnéticos

VOLUMES DOS ELEMENTOS MAGNÉTICOS		
NÚCLEO EE	Volume do núcleo cm ³	Volume magnético cm ³
30/7	4,00	8,00
30/14	8,00	16,00
42/15	17,60	35,20
42/20	23,30	46,60
65/13	39,10	78,20
55/21	42,50	85,00
65/26	78,00	156,00
65/39	117,30	234,60
76/2	140,45	280,90

2.7.3 Volume dos dissipadores

De posse do valor da resistência térmica do dissipador para o ambiente, segue-se a determinação do volume do dissipador de calor, que será definido, adotando as dimensões externas do mesmo, ou seja, determina-se o volume de uma caixa envoltória imaginária.

$$V_{diss} = a \cdot b \cdot c \quad (2.25)$$

Em resumo, pode-se assim proceder para a determinação da frequência ótima de comutação dos conversores empregados no projeto da fonte de alimentação em estudo.

- ✿ Inicialmente, determina-se a resistência térmica dissipador ambiente média $R_{thda_{med}}$, para cada projeto efetuado em função do passo de variação da frequência de operação, conforme no item 2.6.
- ✿ Determinada a resistência térmica média do dissipador, escolhe-se os dissipadores de potência e determina-se o volume do dissipador para cada projeto;
- ✿ a partir dos núcleos escolhidos para cada projeto do indutor de filtragem de entrada (L_b), emprega-se a simplificação proposta no item 2.7.1, pela qual determina-se o volume total do indutor. Igualmente, determina-se o volume dos capacitores, em função de cada projeto realizado. O volume total de elementos passivos é determinado pela soma do volume dos elementos magnéticos, mais os elementos capacitivos;

- ✱ a comparação entre os volumes dos dissipadores e o volume dos elementos magnéticos e capacitivos definem o ponto de máxima eficiência, segundo a metodologia da equivalência volumétrica.

2.8 Conclusão

Fica definida a estratégia de otimização, com ênfase na obtenção do ponto ou região de mínimas perdas, com reduzido volume global da estrutura. O estudo consiste na quantificação das principais fontes de perdas nos componentes da estrutura, mediante a variação da frequência de comutação das topologias que compõem a estrutura da fonte de alimentação. São abordadas características dos semicondutores e elementos magnéticos fundamentais para o sucesso da análise a que se pretende. No estágio CA-CC, são quantificadas as perdas na comutação e na condução do interruptor S_b , do diodo D_b , as perdas no circuito de monitoramento da corrente, no capacitor, além, é claro, das perdas no indutor de entrada, onde se salientou que, fundamentalmente, as perdas nesse elemento são, na maior, parte originadas no cobre, com pequena contribuição das perdas do núcleo.

No estágio CC-CC, tem-se uma maior quantidade de elementos magnéticos, tem-se quatro interruptores em ponte e dois diodos retificadores na saída do conversor, que caracterizam as principais fontes de perda durante o processamento da energia a ser entregue à carga. É dado o enfoque na forma de obtenção dos volumes dos: dissipadores, elementos magnéticos e dos capacitores.

CAPÍTULO 3

METODOLOGIA DE PROJETO PARA A OTIMIZAÇÃO DO CONVERSOR BOOST

3.1 Introdução

O emprego do conversor elevador *Boost*, operando no modo de condução contínua, constitui-se na técnica mais utilizada para a correção do fator de potência das mais variadas aplicações industriais.

A definição de um projeto ótimo deste conversor é de extrema importância, visando a diminuição de peso e volume e, por conseqüência, propicia um menor custo final do conversor. Neste sentido, o objetivo principal desta análise é a obtenção de uma frequência ótima de comutação do conversor que minimize as perdas na estrutura. Para tal, é feita uma análise do volume dos dissipadores, comparando-os com o volume dos elementos magnéticos e capacitivos, como descrito anteriormente.

Ao final, é feita uma variação da frequência de comutação da topologia, visando a obtenção das perdas em função desta variação. De posse das quantidades de perdas nos componentes da topologia, faz-se o estudo comparativo, aqui denominado de análise volumétrica para o ponto de mínimas perdas do conversor.

3.2 Conversor elevador – boost

A estrutura do conversor elevador, como pré-regulador do fator de potência da fonte de alimentação, é apresentada na Fig. 3.1.

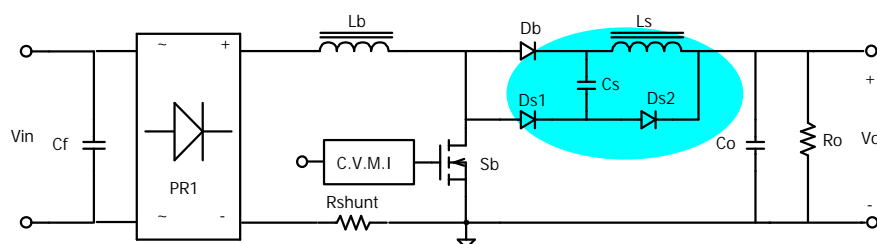


Fig. 3.1 - Conversor elevador (Boost), utilizando snubber não-dissipativo.

A partir da definição da topologia, parte-se para determinação dos esforços nos semicondutores e à quantificação das perdas nos elementos passivos do conversor.

3.3 Dados de entrada

A metodologia de projeto do estágio de correção do fator de potência da fonte de alimentação, aplicando o conversor elevador, tem as seguintes especificações de entrada:

- ✱ P_o : potência nominal de saída;
- ✱ V_o : tensão nominal de saída;
- ✱ f_s : frequência de comutação;
- ✱ f_r : frequência da rede de alimentação;
- ✱ η : rendimento teórico da estrutura;
- ✱ $V_{in_{efnom}}$: tensão eficaz nominal de entrada;
- ✱ $V_{in_{efm\acute{a}x}}$: tensão eficaz máxima de entrada;
- ✱ $V_{in_{efm\acute{i}n}}$: tensão eficaz mínima de entrada;
- ✱ $\Delta V_{in_{ef}}$: máxima variação da tensão de entrada eficaz;
- ✱ ΔI_{Lb} : máxima ondulação da corrente no indutor de entrada;
- ✱ $\Delta V_{O_{p-p}}$: máxima ondulação de pico a pico da tensão de saída,
- ✱ C_m x e y : coeficientes de caracterização do material magnético, [20],[17], [16].

3.4 Perdas nos diodos retificadores da entrada

Para o estágio de retificação de entrada, as perdas nos diodos são caracterizadas pela produto entre a queda de tensão direta e a corrente média, mais a parcela resultante das perdas devido à resistência série, caracterizando, dessa forma, as perdas em condução, conforme a equação (3.1).

$$P_{Drin} = V_f \cdot I_{Dinmed} + R_s \cdot I_{Din}^2 \quad (3.1)$$

3.4.1 Corrente média

A partir da equação (3.2), define-se a equação da corrente média nos diodos retificadores de entrada, conforme a equação (3.4).

$$P_o = \frac{V_{inpk} \cdot I_{inpk}}{2} \quad (3.2)$$

$$I_{Drin_{med}} = \frac{1}{2 \cdot \pi} \cdot \int_0^{2\pi} I_{inpk} \cdot \text{sen}(\omega \cdot t) d(\omega \cdot t) \quad (3.3)$$

$$I_{Drin_{med}} = \frac{I_{inpk}}{2} = \frac{2 \cdot \pi \cdot I_o}{2 \cdot \pi} \quad (3.4)$$

Sendo:

$$= \frac{V_o}{V_{inpk}} \quad (3.5)$$

3.4.2 Corrente Eficaz

A partir da equação (3.6), chega-se à equação da corrente eficaz dos diodos retificadores dada por (3.7).

$$I_{Drin_{ef}} = \sqrt{\frac{1}{2 \cdot \pi} \cdot \int_0^{2\pi} [I_{inpk} \text{sen}(\omega \cdot t)]^2 d(\omega \cdot t)} \quad (3.6)$$

$$I_{Drin_{ef}} = \frac{I_o}{\sqrt{2}} \quad (3.7)$$

3.4.3 Tensão reversa máxima

A máxima tensão reversa sobre os diodos é a própria tensão de pico máxima de entrada, conforme equação (3.8).

$$V_{DrinRM} = V_{inpk_{máx}} \quad (3.8)$$

3.4.4 Perdas nos diodos retificadores

Substituindo as equações (3.4) e (3.7) na equação (3.1), obtém-se a equação das perdas em condução nos quatro diodos retificadores da entrada, conforme a equação (3.9).

$$P_{Drin} = 4 \cdot \left[\frac{2 \cdot V_{Dr} \cdot \pi \cdot I_o}{2 \cdot \pi} + R_s (\frac{I_o}{\sqrt{2}})^2 \right] \quad (3.9)$$

Como pode ser verificado, não há dependência das perdas nos diodos retificadores da entrada em relação à frequência de comutação, mas sim, da potência do circuito. Assim, as perdas e o volume dos dissipadores tendem a aumentar com o aumento da potência do circuito.

3.5 Perdas no interruptor principal

As perdas no interruptor ficam configuradas a partir da equação (3.10).

$$P_{Sb} = P_{Sbcond} + P_{Sbcom} \quad (3.10)$$

- ✱ P_{Sbcond} : Perdas na condução do interruptor,
- ✱ P_{Sbcom} : Perdas na comutação do interruptor.

3.5.1 Perdas em condução

As perdas em condução são obtidas a partir da equação (3.11).

$$P_{Sbcond} = R_{DSon(tj)} \cdot I_{Sbef}^2 \quad (3.11)$$

A partir da definição da resistência em condução do interruptor apresentada no capítulo anterior, determinam-se as perdas na condução.

$$R_{DSon(100^\circ C)} \cong 2 \cdot R_{DSon25^\circ C} \quad (3.12)$$

3.5.2 Corrente eficaz

Dada a Fig. 3.2 que representa a corrente no interruptor S_b para um período de comutação, determina-se a corrente eficaz no interruptor para um período de comutação, a partir da equação(3.13).

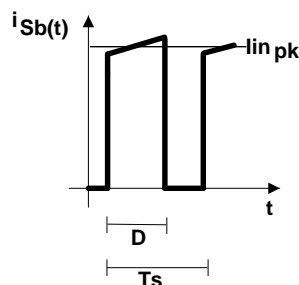


Fig. 3.2 Corrente no interruptor S_b , para um período de comutação.

$$I_{Sbef(Ts)} = \sqrt{\frac{1}{Ts} \cdot \int_0^{D \cdot Ts} I_{in_{pk}}^2 \cdot dTs} \quad (3.13)$$

$$I_{Sbef(Ts)} = I_{in_{pk}} \cdot \sqrt{D} \quad (3.14)$$

A corrente eficaz no interruptor para um período da rede fica definida pelas equações (3.15) e (3.16).

$$I_{Sbef(t)} = \sqrt{\frac{1}{T} \cdot \int_0^T \left[I_{in_{pk}} \cdot \text{sen}(\omega \cdot t) \cdot \left(\sqrt{1 - \frac{1}{D} \cdot \text{sen}(\omega \cdot t)} \right)^2 \cdot d(\omega \cdot t) \right]} \quad (3.15)$$

$$I_{Sbef(t)} = 2 \cdot I_o \cdot \sqrt{\frac{3 \cdot D - 8}{6 \cdot D}} \quad (3.16)$$

Aplicando as equações (3.16) e (3.12) na equação (3.11), obtém-se a equação (3.17) que representa perdas em condução do interruptor Sb.

$$P_{Sbcond} = R_{DSon(Tj)} \cdot \left[2 \cdot I_o \cdot \sqrt{\frac{3 \cdot D - 8}{6 \cdot D}} \right]^2 \quad (3.17)$$

3.5.3 Perdas na comutação

A partir da Fig. 3.3, é obtida a equação das perdas na comutação do interruptor Sb.

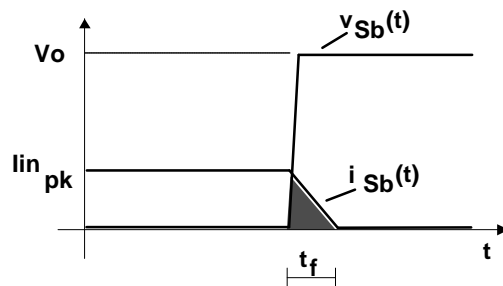


Fig. 3.3 – Bloqueio do interruptor Sb.

A energia perdida em uma comutação do interruptor Sb é expressada por

(3.18)

$$W_{Sboff} = \frac{I_{Sb} \cdot V_{Sb}}{2} \cdot t_f \quad (3.18)$$

A potência dissipada em uma comutação fica então definida por:

$$P_{Sboff} = \frac{I_{Sb} \cdot V_{Sb}}{2} \cdot t_f \cdot fs \quad (3.19)$$

Define-se a corrente através do interruptor para um período da rede, conforme equação a seguir.

$$I_{Sb}(\cdot t) = I_{inpk} \cdot \text{sen}(\cdot t) \cdot D(\cdot t) \quad (3.20)$$

Idealmente, a máxima tensão sobre os terminais do interruptor é a própria tensão de saída. Assim:

$$V_{Sb} = V_o \quad (3.21)$$

Assim, a equação (3.23) define as perdas na comutação do interruptor Sb para uma período da rede.

$$P_{Sbcom} = \frac{I_{inpk} \cdot (V_o - V_{inpk}) \cdot t_f \cdot f_s}{2} \cdot \int_0^{\pi} \text{sen}^2(\cdot t) \cdot d(\cdot t) \quad (3.22)$$

$$P_{Sbcom} = \frac{P_o}{2} \cdot (\cdot - 1) \cdot t_f \cdot f_s \quad (3.23)$$

Definidas as perdas em condução e na comutação, através das equações (3.11) e (3.23), pode-se finalmente determinar as perdas totais no interruptor Sb, conforme a equação a seguir.

$$P_{Sb} = R_{DSonTj} \cdot 2 \cdot \cdot I_o^2 \cdot \left(\frac{3 \cdot \cdot - 8}{3 \cdot} \right) + \frac{P_o}{2} \cdot (\cdot - 1) \cdot t_f \cdot f_s \quad (3.24)$$

3.6 Perdas no diodo boost

As perdas no diodo Boost ficam caracterizadas, através das equações (3.25), (3.25) e (3.27).

$$P_{Db} = P_{Dbcond} + P_{Dbcom} \quad (3.25)$$

$$P_{Dbcond} = V_f \cdot I_{Dbmed} + r_s \cdot I_{Dbef}^2 \quad (3.26)$$

$$P_{Dbcom} = \frac{(V_{DbRRM} \cdot trr)^2}{6 \cdot L_s} f_s \quad (3.27)$$

Onde V_{Dr} é a queda de tensão direta, L_s é a indutância ressonante do circuito de auxílio à comutação; trr é o tempo de recuperação reversa do diodo, que é dado em catálogo.

Assim, faz-se necessária a determinação dos esforços de correntes, através do diodo boost. Em geral, a segunda parcela da equação (3.27) é desprezada, devido a sua

pequena contribuição nas perdas totais do diodo.

3.6.1 Corrente média no Diodo Boost

A Fig. 3.4 representa, de forma simplificada, o formato da corrente no diodo boost. Para um período da comutação, a corrente no diodo boost fica definida por (3.28) e (3.29).

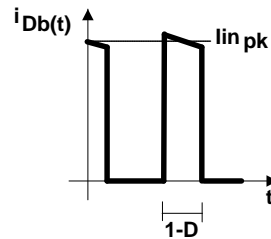


Fig. 3.4 – Corrente no diodo boost para um período de comutação.

$$I_{Db(Ts)} = \frac{1}{Ts} \cdot \int_0^{D \cdot Ts} I_{in_{pk}} \cdot dTs \quad (3.28)$$

$$I_{Db(Ts)} = I_{in_{pk}} \cdot (1 - D) \quad (3.29)$$

Para um período da rede, a corrente média no diodo fica definida pelas expressões (3.30) e (3.31).

$$I_{Dbmed(t)} = \frac{1}{T} \cdot \int_0^T \left\{ I_{in_{pk}} \cdot \text{sen}(\omega \cdot t) \cdot \left[\frac{\text{sen}(\omega \cdot t)}{\omega} \right] \cdot d t \right\} \quad (3.30)$$

$$I_{Dbmed(t)} = I_o \quad (3.31)$$

As perdas totais do diodo Boost ficam determinadas pela equação (3.32).

$$P_{Db} = V_f \cdot I_o + \frac{(V_{DbRRM} \cdot trr)^2}{6 \cdot L_s} f_s \quad (3.32)$$

3.7 Dimensionamento do indutor de filtragem da entrada

Esta análise visa a determinação das perdas no elemento magnético do conversor elevador. As perdas no indutor *boost* são caracterizadas pelas perdas no cobre (enrolamento) e pelas perdas no núcleo, conforme (3.33).

$$P_{Lb} = P_{\text{cobre}} + P_{\text{núcleo}} \quad (3.33)$$

Tabela 3.1 – Densidade de fluxo magnético no indutor L_b

fs [kHz]	B _{máxLb} [Tesla]
20	0,100
30	0,079
40	0,066
50	0,058
60	0,052
70	0,047
80	0,044
90	0,041
100	0,038
110	0,036
120	0,034
130	0,033
140	0,031
150	0,030
160	0,029
170	0,028
180	0,027
190	0,026
200	0,025

A partir da equação (3.34), que define as características da excursão de fluxo magnético neste tipo de indutor, apresentadas no capítulo 2, é gerada a Tabela 3.1 que fornece os valores de B_{acLb} para o indutor de filtragem na entrada. Estes valores foram obtidos para o material IP12®, adotando uma perda magnética de 40 mW/cm³ a 80 °C.

$$B_{acLb} = \left(\frac{PV_{\text{núcleo}}}{C_m \cdot f_s^x} \right)^{\frac{1}{y}} \quad (3.34)$$

Onde:

- ✿ $PV_{\text{núcleo}}$, é dada em mW e
- ✿ f_s , é dada em Hz.

3.7.1 Indutância L_b

A partir da máxima ondulação parametrizada da corrente de entrada definida em: [9], [6], [1], e para os níveis de tensão de entrada e saída desta aplicação, a indutância de filtragem de entrada fica definida pela equação (3.35).

$$L_b = \frac{0,32 \cdot Vin_{pk\text{máx}}}{\Delta I_{Lb} \cdot f_s} \quad (3.35)$$

Como apresentado no capítulo 2, a densidade de fluxo magnético no indutor de filtragem é composta de uma componente CC sobreposta de uma pequena variação de fluxo ΔB_{aCLb} . Para a determinação do núcleo, será considerada máxima densidade de fluxo sem que haja a saturação do material, por esta ser muito mais significativa que a componente alternada.

3.7.2 Escolha do núcleo

O produto de áreas que define o menor núcleo que se pode utilizar na montagem do indutor de filtragem é obtido a partir da equação:

$$A_e A_w = \frac{L_b \cdot I_{in_{pkm\acute{a}x}} \cdot I_{in_{efm\acute{a}x}}}{K_w \cdot B_{m\acute{a}x_{Lb}} \cdot J_{m\acute{a}x}} \quad (3.36)$$

✿ K_w : fator de ocupação teórico do núcleo pelo enrolamento do indutor de filtragem,

Após a escolha do núcleo para o indutor de filtragem, os seguintes dados de entrada são requeridos:

- ✿ A_e : área efetiva da seção transversal do núcleo escolhido, cm^2 ;
- ✿ A_w : área da janela, disponível para colocação do enrolamento, cm^2 ;
- ✿ A, B, D, E, F : parâmetros dimensionais do núcleo, tipo o fornecido em [26];
- ✿ V_e : volume efetivo do núcleo fornecido pelo fabricante, cm^3 ;
- ✿ L_e : comprimento magnético médio do núcleo, fornecido pelo fabricante, cm ;
- ✿ h_{PC} : altura interna da perna central do carretel,
- ✿ $B_{m\acute{a}x}$: máxima densidade de fluxo magnético, Tesla.

3.7.3 Número de espiras

O número de espiras do indutor de filtragem de entrada fica definido pela equação:

$$N_{Lb} = L_b \cdot \frac{I_{in_{pkm\acute{a}x}}}{B_{m\acute{a}x_{Lb}} \cdot A_e} \cdot 10^4 \quad (3.37)$$

Definido o número de espiras do indutor, pode-se determinar a variação do fluxo através da equação (3.38). Este valor será utilizado para calcular as reduzidas perdas no núcleo do indutor.

$$\Delta B_{acLb} = \frac{L_b \cdot \Delta I_{Lb}}{N_{Lb} \cdot A_e} \quad (3.38)$$

A composição final do fluxo magnético, através do indutor de filtragem da entrada, é dada pela equação (3.39).

$$B_{ccLb} = B_{máxLb} - \frac{\Delta B_{acLb}}{2} \quad (3.39)$$

3.7.4 Entreferro

O entreferro para um núcleo do tipo EE fica determinado pela equação (3.40).

$$= \frac{N_{Lb}^2 \cdot \mu_o \cdot A_e}{2 \cdot L_b} \cdot 10^{-2} \quad (3.40)$$

3.7.5 Seção dos condutores

A seção mínima dos condutores fica definida através da equação (3.41).

$$\Theta_{Lb} = \frac{I_{in_{efmáx}}}{J_{máx}} \quad (3.41)$$

3.7.6 Condutor elementar

Para a escolha do condutor elementar a ser empregado no enrolamento do indutor de filtragem, não é necessário o critério da verificação da profundidade de penetração do campo [21],[16], [17], uma vez que a ondulação de corrente e a variação do fluxo magnético são pequenas. Em geral, não são observados aquecimentos excessivos que possam indicar um aumento de perdas devido aos efeitos skin e/ou proximidade.

Uma sugestão é a utilização de um número de condutores de tal maneira que fique fácil o processo de confecção dos enrolamentos, pois, em geral, a corrente que circula por esse indutor é elevada, necessitando-se de uma seção de cobre razoável, o que dificulta a montagem do enrolamento, à medida que os fios são de diâmetros maiores. Observadas essas características e escolhido condutor a ser empregado, os seguintes dados são requeridos:

- ✿ d_{ceLb} : diâmetro do condutor escolhido;
- ✿ d_{ceLbis} : diâmetro do condutor escolhido, com isolamento;
- ✿ Θ_{dceLb} : área da seção transversal do condutor escolhido,
- ✿ $\Theta_{dceLbis}$: área da seção transversal do condutor escolhido, com isolamento.

Número de condutores elementares

Através da relação entre a seção mínima de cobre necessária e a área da seção transversal do condutor escolhido, determina-se a quantidade de condutores elementares, conforme equação (3.42).

$$nce_{Lb} = \frac{\Theta_{Lb}}{\Theta_{dceLb}} \quad (3.42)$$

- ✿ d_{coLb} : diâmetro da corda de condutores torcidos, conforme referência [17].

3.7.7 Número de camadas

A quantidade de camadas do enrolamento fica definida pela equação (3.43). Esta determinação será útil para o cálculo do volume total do enrolamento de cobre.

$$N_{CLb} = \frac{N_{Lb} \cdot d_{coLb}}{h_{PCLb}} \quad (3.43)$$

3.7.8 Comprimento médio de uma espira

O comprimento médio de uma espira é obtido pela seguinte equação (3.44).

$$MLT_{Lb} = 2 \cdot \left[(F + B) + \cdot \left(\frac{N_{CLb} \cdot d_{coLb}}{2} \right) \right] \quad (3.44)$$

3.7.9 Área efetiva ocupada pelo enrolamento

A área efetiva de cobre ocupada pelo enrolamento fica definida através da equação (3.45); a equação (3.46) define a área ocupada pelo enrolamento, considerando o isolamento.

$$A_{CuLb} = N_{Lb} \cdot nce_{Lb} \cdot \Theta_{dceLb} \quad (3.45)$$

$$A_{CuLbis} = N_{Lb} \cdot \frac{d_{coLb}^2}{4} \quad (3.46)$$

3.7.10 Fator de ocupação

O fator de ocupação do núcleo pelo enrolamento do indutor de filtragem de entrada fica definido pela equação(3.47).

$$F_{ocu} = \frac{A_{CuLb}}{AW} \quad (3.47)$$

3.7.11 Volume de Cobre

O volume de cobre do enrolamento do indutor de filtragem fica definido:

$$V_{CuLb} = A_{CuLb} \cdot MLT_{Lb} \quad (3.48)$$

3.7.12 Densidade de corrente efetiva

Faz-se necessária a determinação da densidade de corrente no enrolamento do indutor de filtragem, em função da área efetiva de cobre dos condutores elementares empregados, conforme equação (3.49).

$$J_{máxLb} = \frac{I_{in_{efmáx}}}{nce_{Lb} \cdot \Theta d_{ceLb}} \quad (3.49)$$

3.7.13 Resistência dos enrolamentos

As equações (3.50) e (3.51) representam as resistências CC e CA respectivamente, do enrolamento do indutor de filtragem.

$$R_{CCLb} = \frac{4 \cdot t_e \cdot MLT_{Lb} \cdot N_{Lb}}{d_{ceLb}^2 \cdot nce_{Lb}} \quad (3.50)$$

$$R_{CALb} = F_r \cdot R_{CCLb} \quad (3.51)$$

3.7.14 Perdas no cobre

Ao final, tem-se as perdas totais no cobre do indutor de filtragem, através da equação (3.52) e na (3.53); as perdas são obtidas através da resistência CC e da corrente no respectivo enrolamento.

$$PCu_{Lb} = t_e \cdot V_{CuLb} \cdot J_{máxLb}^2 \quad (3.52)$$

$$PCu_{Lb} = R_{CCLb} \cdot I_{in_{efmáx}}^2 \quad (3.53)$$

Esta forma de cálculo das perdas no cobre, presuppõe a utilização das técnicas de redução dos efeitos : *Skin* e proximidade, quais sejam: utilização de vários condutores em paralelo e cálculo do diâmetro ideal dos condutores, apresentadas anteriormente, o que possibilita desprezar os efeitos da variação da resistência CA, em virtude das elevadas freqüências de comutação.

3.7.15 Perdas no núcleo

As perdas no núcleo podem ser obtidas a partir da equação (3.54).

$$P_{mag_{Lb}} = \left[V_e \cdot C_m \cdot f_s^x \cdot \left(\frac{\Delta B_{ac_{Lb}}}{2} \right)^y \right] \cdot 10^{-3} \quad (3.54)$$

- * V_e : volume efetivo do núcleo, cm³;
- * f_s : freqüência de comutação, Hz,
- * $\Delta B_{ac_{Lb}}$: variação da densidade de fluxo magnético, Tesla.

3.7.16 Perdas no indutor de filtragem

A partir da definição das perdas no cobre e no núcleo, pode-se definir o total de perdas no indutor de filtragem, segundo a equação (3.55).

$$P_{Lb} = PCu_{Lb} + P_{mag_{Lb}} \quad (3.55)$$

3.7.17 Resistência térmica do núcleo

Conforme apresentada em [20] e [30], através da equação empírica (3.56), determina-se a resistência térmica do núcleo magnético.

$$R_{th} = \frac{59,3}{V_e^{0,544}} \quad (3.56)$$

3.7.18 Elevação de temperatura

Determinadas as perdas totais e a resistência térmica do núcleo, determina-se a máxima elevação de temperatura no interior do elemento ,através da equação (3.57).

$$\Delta th_{Lb} = P_{Lb} \cdot R_{th_{Lb}} \quad (3.57)$$

3.8 Perdas no capacitor de saída

O capacitor de saída é dimensionado pela ondulação da tensão de saída em baixa frequência, bem como, pela frequência da rede, conforme a equação a seguir:

3.8.1 Capacitância

$$C_o = \frac{P_o}{2 \cdot f_r \cdot \Delta V_{o-p} \cdot V_o} \quad (3.58)$$

As perdas no capacitor de saída ocorrem em função da corrente eficaz, através deste e da resistência série equivalente. A corrente eficaz no capacitor, para o pior caso, pode ser aproximada pela equação (3.59), resultando na equação (3.61).

3.8.2 Corrente eficaz

$$I_{C_{oefm\acute{a}x}}^2 = I_{D_{bef}}^2 - I_o^2 \quad (3.59)$$

$$I_{C_{oefm\acute{a}x}}^2 = \frac{3}{2} I_o^2 - I_o^2 \quad (3.60)$$

$$I_{C_{oefm\acute{a}x}} = \frac{I_o}{\sqrt{2}} \quad (3.61)$$

3.8.3 Perdas

Assim as perdas no capacitor de saída ficam determinadas, conforme a equação (3.62).

$$P_{C_o} = \frac{R_{se} \cdot I_o^2}{2} \quad (3.62)$$

3.9 Perdas no resistor shunt

Devido a necessidade de monitoramento da corrente de entrada pelo circuito de controle, faz-se necessário o emprego de um resistor *shunt*. Como, através deste, circula toda a corrente do circuito, deve-se optar por uma resistência de valor reduzido, evitando desse modo, uma dissipação excessiva de potência. As máximas perdas no resistor *shunt* podem ser determinadas pela equação (3.63).

$$P_{Rsh} = R_{Sh} \cdot I_{in_{efm\acute{a}x}}^2 \quad (3.63)$$

3.10 Perdas totais no estágio CA-CC

Dimensionadas todas as perdas significativas no estágio CA-CC, pode-se, finalmente, determinar as perdas totais resultantes da adição de todas as perdas em cada componente do conversor, dimensionadas anteriormente, conforme a equação (3.64).

$$P_{Boost} = P_{Drin} + P_{Sb} + P_{Db} + P_{Lb} + P_{Co} + P_{Rsh} \quad (3.64)$$

3.11 Resultados da análise teórica

Definidas as principais equações que fornecem teoricamente a quantidade de energia que se perde no estágio de correção de fator de potência, fez-se a análise das perdas na topologia mediante a variação da frequência de comutação. Assim, são apresentados os resultados teóricos do estudo.

3.11.1 Dados de entrada

A análise foi realizada para um conversor elevador operando em condução contínua de corrente com as seguintes especificações:

- * $P_o = 950 \text{ W};$
- * $V_o = 400 \text{ V};$
- * $f_s = 20 \text{ à } 200 \text{ kHz};$
- * $f_r = 60 \text{ Hz};$
- * $\eta = 1;$
- * $V_{in_{efnom}} = 220 \text{ Vac};$
- * $V_{in_{efm\acute{a}x}} = 264 \text{ Vac};$
- * $V_{in_{efm\acute{i}n}} : 187 \text{ Vac};$
- * $\Delta I_{Lb} = 20\%,$
- * $\Delta V_{O_{p-p}} = 16 \text{ V}.$

3.11.2 Perdas no conversor elevador

A Tabela 3.2 fornece as perdas no conversor elevador via análise teórica, obtidas para uma variação da frequência de comutação do interruptor principal da estrutura da Fig. 1.2.

Nota-se que o rendimento da estrutura é muito elevado. Mesmo esta, sendo uma análise teórica, em geral, resultados dessa ordem são esperados na experimentação. A maior parte das perdas do estágio CA-CC está no circuito retificador, pois este, não sofre influência da variação da frequência. A redução destas fica restrita a tecnologia dos semicondutores empregados, com tendência a serem mais agravantes com o aumento da potência do conversor.

Tabela 3.2 – Perdas no estágio CA-CC – pré-regulador de fator de potência.

Fs [kHz]	Ve	PDrsh	PDr	PDb	PSb	Pco	PCuLb	PmagLb	PLb	Boost	h
20	78,2	2,00	8,028	2,24	3,40	0,81	6,68	0,37	7,04	23,52	97,45
30	78,2	2,00	8,028	2,50	3,60	0,81	4,35	0,61	4,96	21,88	97,63
40	39,1	2,00	8,028	2,77	3,79	0,81	5,13	0,46	5,59	22,98	97,51
50	42,5	2,00	8,028	3,04	3,99	0,81	5,01	0,37	5,38	23,24	97,48
60	42,5	2,00	8,028	3,31	4,19	0,81	2,78	0,85	3,63	21,96	97,62
70	42,5	2,00	8,028	3,58	4,39	0,81	1,73	1,06	2,79	21,59	97,66
80	42,5	2,00	8,028	3,85	4,58	0,81	1,56	1,24	2,80	22,07	97,61
90	42,5	2,00	8,028	4,13	4,78	0,81	1,48	1,29	2,76	22,50	97,56
100	42,5	2,00	8,028	4,40	4,98	0,81	1,42	1,26	2,68	22,88	97,52
110	42,5	2,00	8,028	4,67	5,17	0,81	1,45	1,11	2,56	23,23	97,48
120	42,5	2,00	8,028	4,94	5,37	0,81	1,05	0,98	2,04	23,18	97,49
130	42,5	2,00	8,028	5,21	5,57	0,81	1,05	0,92	1,97	23,58	97,45
140	42,5	2,00	8,028	5,48	5,76	0,81	1,05	0,84	1,90	23,97	97,41
150	42,5	2,00	8,028	5,75	5,96	0,81	1,01	0,88	1,89	24,44	97,36
160	42,5	2,00	8,028	6,03	6,16	0,81	1,05	0,73	1,79	24,80	97,32
170	42,5	2,00	8,028	6,30	6,36	0,81	1,08	0,67	1,74	25,22	97,27
180	42,5	2,00	8,028	6,57	6,55	0,81	1,08	0,63	1,71	25,66	97,23
190	42,5	2,00	8,028	6,84	6,75	0,81	1,01	0,68	1,70	26,12	97,18
200	42,5	2,00	8,028	7,11	6,95	0,81	1,03	0,64	1,67	26,56	97,13

3.11.3 Rendimento

A Fig. 3.5 apresenta duas curvas que representam o rendimento total obtido através da metodologia de projeto para o conversor elevador.

- ✱ a curva rendimento 1, foi obtida para uma análise onde optou-se pela manutenção das perdas no indutor Lb, controladas através da limitação da máxima elevação de temperatura no elemento,

* a curva rendimento 2 foi obtida quando se fez uma escolha pela diminuição do volume do elemento magnético.

A partir de uma determinada frequência (140 kHz), fez-se a análise com um núcleo do tipo EE 42-20, que apresenta uma resistência térmica maior que a do EE 55-21, que vinha sendo adotado. Para essa elevação da resistência, tem-se uma elevação da temperatura no material magnético. Embora a diferença absoluta seja ínfima, o exemplo serve para esclarecer o grande compromisso entre a redução de volume dos magnéticos e o controle das perdas nestes. Assim, como é de interesse que a temperatura seja controlada, a primeira opção demonstrou ser a melhor, obtendo-se um rendimento maior.

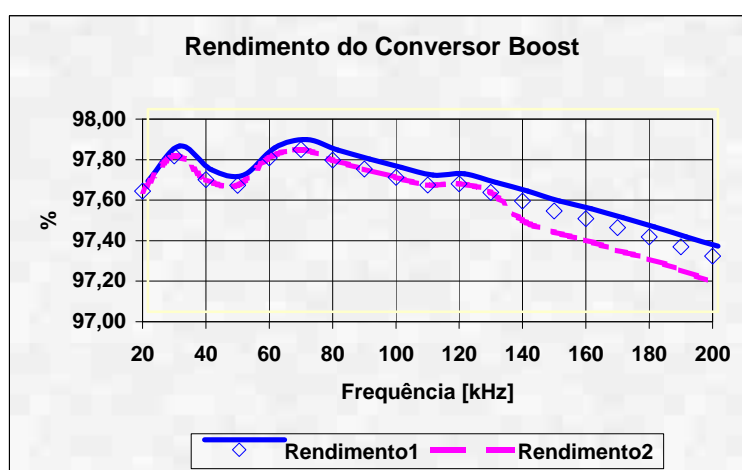


Fig. 3.5 – Rendimento global do conversor.

3.11.4 Otimização

Feita a análise das perdas totais para o estágio CA-CC, da fonte de alimentação, parte-se para a definição do ponto de máxima eficiência através do procedimento descrito no capítulo 2.

Dissipadores de calor

Executados os projetos do conversor elevador para a variação da frequência proposta, a Tabela 3.3 fornece as resistências térmicas dissipador para o ambiente médias e os respectivos dissipadores escolhidos. A resistência térmica foi determinada para ser capaz de dissipar o calor gerado a partir da junção dos diodos retificadores de entrada, interruptor S_b e diodo D_b . Devido à pequena variação da $R_{thda_{med}}$ e à dificuldade de encontrar dissipadores com um passo de variação da resistência térmica menor, de modo

a possibilitar que fossem empregados diferentes dissipadores, optou-se pela escolha de um único dissipador que satisfizesse toda a faixa de variação frequência.

Elementos passivos

A definição do volume dos elementos passivos, no estágio CA-CC, envolve a determinação do volume do indutor L_b , acrescido do volume do capacitor de saída. Entretanto, analisando a equação que define a capacitância de saída, observa-se que esta é determinada pela máxima ondulação de tensão em 120 Hz, adotada pelo projetista e pela potência do conversor.

Tabela 3.3 – Volume dos dissipadores no estágio CA-CC.

Elementos Ativos			
Frequência	Rthda	Especificação	Volume
[kHz]	[°C/W]		[cm³]
20	3,97	Brasele 1133 – 3,0 °C/W	118,9
30	3,87	Brasele 1133 – 3,0 °C/W	118,9
40	3,69	Brasele 1133 – 3,0 °C/W	118,9
50	3,56	Brasele 1133 – 3,0 °C/W	118,9
60	3,44	Brasele 130 – 2,3 °C/W	146,5
70	3,32	Brasele 130 – 2,3 °C/W	146,5
80	3,21	Brasele 130 – 2,3 °C/W	146,5
90	3,11	Brasele 130 – 2,3 °C/W	146,5
100	3,01	Brasele 130 – 2,3 °C/W	146,5
110	2,82	Brasele 130 – 2,3 °C/W	146,5
120	2,83	Brasele 130 – 2,3 °C/W	146,5
130	2,75	Brasele 130 – 2,3 °C/W	146,5
140	2,67	Brasele 130 – 2,3 °C/W	146,5
150	2,60	Brasele 130 – 2,3 °C/W	146,5
160	2,53	Brasele 1222 – 2,0 °C/W	204,8
170	2,46	Brasele 1222 – 2,0 °C/W	204,8
180	2,39	Brasele 1222 – 2,0 °C/W	204,8
190	2,33	Brasele 1222 – 2,0 °C/W	204,8
200	2,27	Brasele 1222 – 2,0 °C/W	204,8

Assim, respeitado o limite da máxima tensão e da capacitância mínima, o capacitor escolhido para 20 kHz será o mesmo para 200 kHz de frequência de operação do conversor; desse modo, tem-se o volume do capacitor constante. Para essa aplicação, escolheu-se o capacitor B-43501-A5477-M da Epcos, com as seguintes características:

- ✱ $C_o = 470 \mu\text{F}/450 \text{ V}$
- ✱ $R_{se_{tip}} = 290 \text{ m}\Omega$
- ✱ $L = 50 \text{ mm}$
- ✱ $d = 35 \text{ mm}$

A Tabela 3.4 fornece o volume dos elementos passivos para a variação de frequência proposta na análise.

Tabela 3.4 - Volume dos elementos passivos no estágio CA-CC.

Elementos Passivos			
Frequência	Núcleo	Especificação	Volume total
[kHz]			[cm³]
20	65_26	IP12 Thornton Ve= 78,2 cm ³	204,51
30	65_26	IP12 Thornton Ve= 78,2 cm ³	204,51
40	65_13	IP12 Thornton Ve= 39,1 cm ³	126,31
50	55_21	IP12 Thornton Ve= 42,5 cm ³	133,11
06	55_21	IP12 Thornton Ve= 42,5 cm ³	133,11
70	55_21	IP12 Thornton Ve= 42,5 cm ³	133,11
80	55_21	IP12 Thornton Ve= 42,5 cm ³	133,11
90	55_21	IP12 Thornton Ve= 42,5 cm ³	133,11
100	55_21	IP12 Thornton Ve= 42,5 cm ³	133,11
110	55_21	IP12 Thornton Ve= 42,5 cm ³	133,11
120	55_21	IP12 Thornton Ve= 42,5 cm ³	133,11
130	55_21	IP12 Thornton Ve= 42,5 cm ³	133,11
140	55_21	IP12 Thornton Ve= 42,5 cm ³	133,11
150	55_21	IP12 Thornton Ve= 42,5 cm ³	133,11
160	55_21	IP12 Thornton Ve= 42,5 cm ³	133,11
170	55_21	IP12 Thornton Ve= 42,5 cm ³	133,11
180	55_21	IP12 Thornton Ve= 42,5 cm ³	133,11
190	55_21	IP12 Thornton Ve= 42,5 cm ³	133,11
200	55_21	IP12 Thornton Ve= 42,5 cm ³	133,11

Frequência ótima

Na Fig. 3.5, é apresentado o resultado da estratégia de otimização do conversor. O ponto de máxima eficiência está localizado em uma faixa de frequência de comutação bem abaixo dos patamares comumente empregados. Observa-se que a frequência ótima teórica de operação está situada numa faixa entre 40 e 60 kHz, a curva tracejada representa uma interpolação com um polinômio de quinta ordem, feita com o aplicativo Excel® da Microsoft®, a qual possibilita a adoção da frequência de 50 kHz como sendo a frequência ótima de operação para o conversor elevador, em função da metodologia aplicada. A Tabela 3.5 apresenta a divisão das perdas no estágio CA-CC do conversor elevador.

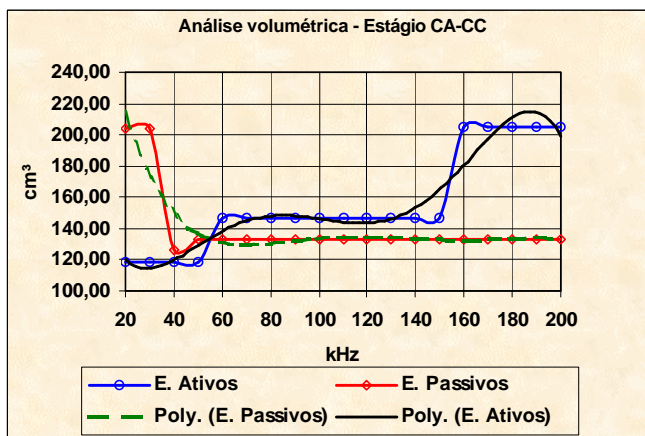


Fig. 3.6 – Ponto de equivalência volumétrica.

Tabela 3.5 – Divisão das perdas no estágio CA-CC

Fs [kHz]	PD _{rsh}	PD _r	PD _b	PS _b	P _{co}	P _{magLb}
20	8,50%	34,14%	9,53%	14,46%	3,43%	29,95%
30	9,13%	36,69%	11,41%	16,44%	3,68%	22,65%
40	8,69%	34,94%	12,05%	16,51%	3,51%	24,30%
50	8,60%	34,54%	13,07%	17,17%	3,47%	23,15%
60	9,10%	36,55%	15,07%	19,07%	3,67%	16,54%
70	9,25%	37,19%	16,59%	20,31%	3,73%	12,92%
80	9,05%	36,38%	17,46%	20,76%	3,65%	12,69%
90	8,88%	35,68%	18,34%	21,24%	3,58%	12,27%
100	8,73%	35,08%	19,21%	21,75%	3,52%	11,70%
110	8,60%	34,55%	20,09%	22,27%	3,47%	11,02%
120	8,62%	34,63%	21,31%	23,17%	3,48%	8,79%
130	8,47%	34,04%	22,10%	23,60%	3,42%	8,37%
140	8,33%	33,49%	22,87%	24,04%	3,36%	7,90%
150	8,18%	32,85%	23,54%	24,39%	3,30%	7,74%
160	8,06%	32,37%	24,30%	24,83%	3,25%	7,20%
170	7,92%	31,83%	24,96%	25,19%	3,20%	6,90%
180	7,79%	31,29%	25,60%	25,53%	3,14%	6,66%
190	7,65%	30,74%	26,19%	25,84%	3,09%	6,49%
200	7,52%	30,22%	26,77%	26,15%	3,03%	6,30%

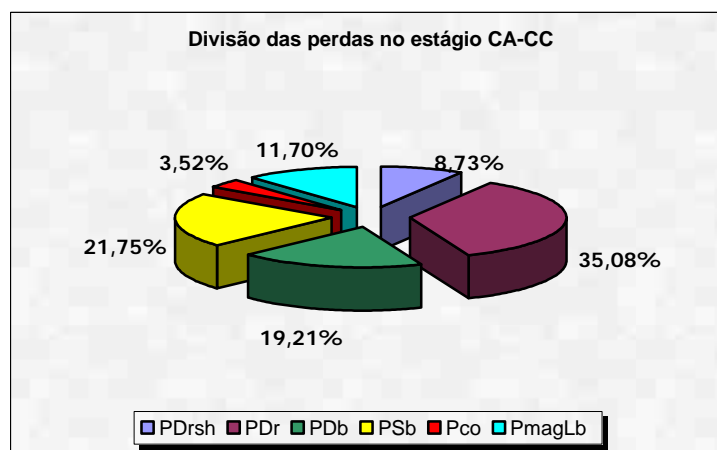


Fig. 3.7 – Divisão das perdas nos estágio CA-CC, para a frequência de comutação de 50kHz.

Para a frequência ótima de operação definida pela análise da equalização volumétrica, na Fig. 3.7, tem-se representada graficamente a divisão das perdas no estágio CA-CC. Observa-se que as maiores perdas ocorrem nos diodos retificadores de entrada, que, por sua vez, não dependem da frequência de comutação do conversor.

3.12 Conclusão

Fez-se a análise teórica da metodologia proposta, buscando determinar a frequência ótima de comutação do estágio de correção do fator de potência. O rendimento teórico obtido foi elevado. As maiores fontes de perdas estão concentradas no retificador de entrada, as quais não sofrem a influência da variação da frequência de comutação. A faixa de máxima eficiência do conversor está situada nas frequências entre 40 e 60 kHz.

As vantagens, a seguir, são proporcionadas pelo emprego do conversor nessa faixa de frequência.

- ✿ A capacitância de saída do conversor não depende da frequência de comutação, portanto não há redução do volume dos elementos passivos com o aumento da frequência;
- ✿ Visando a manutenção da elevação de temperatura prevista, para a faixa de variação de frequências feita, o volume do indutor L_b não é reduzido para frequências maiores do que 50 kHz. Assim, para frequências superiores, só se está aumentando as perdas na comutação de S_b e D_b ,
- ✿ A operação do conversor em frequências mais baixas é de interesse, pois estas resultam na redução da geração de interferências eletromagnéticas.

CAPÍTULO 4

METODOLOGIA DE PROJETO PARA A OTIMIZAÇÃO DO CONVERSOR FB-ZVS-PWM-PS

4.1 Introdução

A partir da definição dos esforços de tensão e corrente nos semicondutores, nos elementos armazenadores e de transferência de energia que compõem o conversor FB-ZVS-PWM-PS, pretende-se obter a frequência ótima de comutação do conversor, empregando a mesma estratégia adotada no estágio CA-CC. Para a estrutura em estudo, é definida uma metodologia de projeto do estágio CC-CC, da qual, são elaborados diferentes projetos, cuja variável independente é a frequência de comutação do conversor. São obtidos os volumes de dissipadores empregados, bem como, o volume dos elementos passivos empregados, a partir dos quais traça-se o comparativo entre os volumes. O ponto, onde a frequência de comutação proporciona perdas e volumes reduzidos, é dado pela igualdade volumétrica entre os elementos ativos e passivos.

4.2 Conversor FB-ZVS-PWM-PS

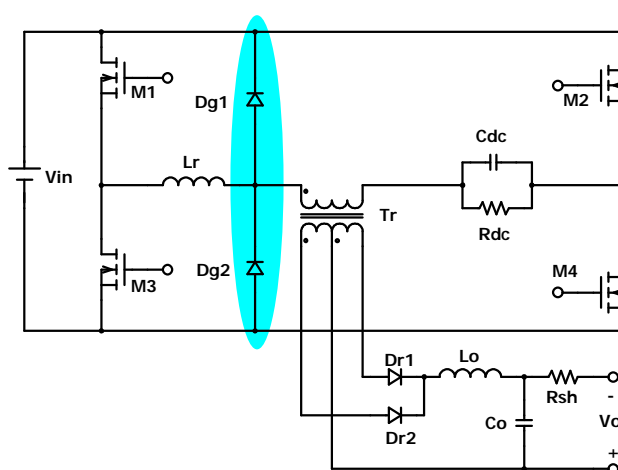


Fig. 4.1 – Circuito de potência do conversor FB-ZVS-PWM-PS.

A partir da definição da topologia representada na Fig. 4.1, parte-se para determinação dos esforços nos semicondutores, bem como, à quantificação das perdas nos elementos passivos do conversor.

4.3 Dados de entrada

Para o dimensionamento do conversor, são requeridos os seguintes dados de entrada:

- ✿ P_o : potência de saída do conversor;
- ✿ V_o : tensão de saída nominal;
- ✿ η : rendimento teórico para projeto;
- ✿ f_s : frequência de comutação;
- ✿ $V_{in_{nom}}$: tensão de entrada nominal;
- ✿ $\Delta V_{in_{p-p}}$: máxima ondulação da tensão de entrada do barramento CC-CC;
- ✿ $\Delta V_{O_{120Hz}}$: máxima ondulação da tensão de saída em 120 Hz;
- ✿ $V_{O_{min}}$: mínima tensão contínua de saída;
- ✿ $V_{O_{máx}}$: máxima tensão contínua de saída;
- ✿ ΔI_{L_o} : ondulação da corrente no indutor de saída;
- ✿ $D_{máx}$: razão cíclica máxima;
- ✿ ΔD : perda de razão cíclica;
- ✿ ΔV_{DC} : queda de tensão máxima no circuito de desacoplamento de nível CC;
- ✿ V_{Dr} : queda de tensão direta sobre cada diodo retificador de saída,
- ✿ $C_m, x \text{ e } y$: Coeficientes de caracterização do material magnético.

4.4 Projeto dos elementos magnéticos

Esta análise visa o dimensionamento e a determinação das perdas nos elementos magnéticos do conversor FB-ZVS-PWM-PS. De acordo com a Fig. 4.1, os elementos magnéticos que constituem o conversor CC-CC são o indutor ressonante L_r , o transformador T_r e o indutor de filtragem de saída representado por L_o . As perdas

magnéticas, desconsideradas as perdas nos dielétricos, são caracterizadas pelas perdas no cobre (enrolamento), adicionadas das perdas no núcleo, conforme a expressão (4.1)

$$P_{mag} = P_{cobre} + P_{núcleo} \quad (4.1)$$

4.4.1 Dimensionamento do transformador

O dimensionamento do transformador é o passo inicial da análise e de extrema importância. Todos os esforços nos semicondutores do conversor FB-ZVS-PWM-PS dependem da sua relação de transformação.

Escolha do núcleo

Através do produto de áreas $A_e A_w$ equação (4.2), define-se a escolha do núcleo do transformador de alta frequência a ser empregado no FB-ZVS-PWM-PS. O transformador é composto de um enrolamento primário e dois secundários, com derivação central.

$$A_e \cdot A_w = \frac{P_o}{K_u \cdot K_p \cdot K_t \cdot 2 \cdot \Delta B_{Tr} \cdot J_{m\acute{a}x} \cdot f_s} \quad (4.2)$$

Onde:

- ✱ K_u : Fator de utilização da janela do núcleo. Em geral, $K_u = 0,4$;
- ✱ K_t : Fator da topologia, para conversor em FB, $K_t = 1$;
- ✱ K_p : Fator de utilização do primário, $K_p = 0,41$;
- ✱ ΔB_{Tr} : Máxima densidade de fluxo magnético, dada em Tesla, através de (4.3),
- ✱ $J_{m\acute{a}x}$: densidade de corrente máxima, A/cm².

Densidade de fluxo magnético

Para a determinação da máxima excursão da densidade de fluxo magnético no transformador, adotou-se uma densidade de perdas volumétricas igual a 70 mW/cm³. Este valor foi escolhido tendo, como objetivo, limitar as perdas no núcleo e, desse modo, controlar a elevação de temperatura.

$$\Delta B_{Tr} = \left(\frac{PV_{núcleo}}{C_m \cdot f_s^x} \right)^{\frac{1}{y}} \quad (4.3)$$

Utilizando os parâmetros C_m , x e y do material IP12[®] a 80°C, mais a densidade de perdas e substituindo estes dados na expressão (4.3), obtém-se a evolução da densidade de fluxo magnético no transformador para a variação de frequência, conforme Fig. 4.2. e Tabela 4.1.

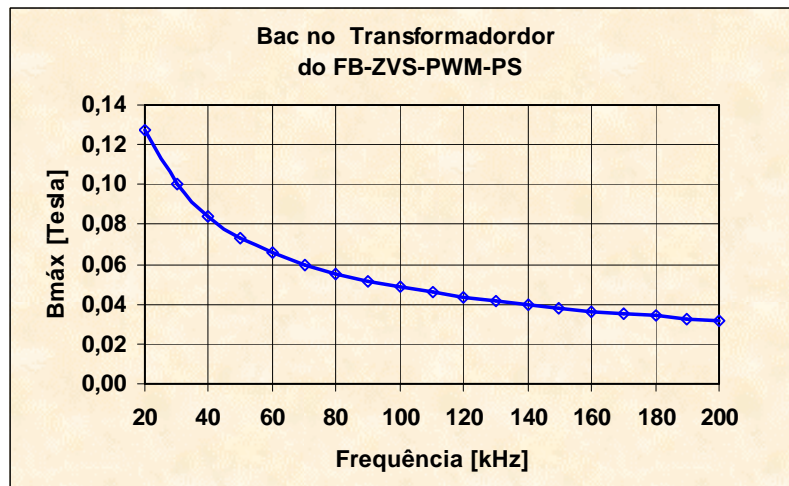


Fig. 4.2 – Densidade de fluxo magnético no transformador do FB-ZVS-PWM-PS.

Tabela 4.1 – Densidade de fluxo magnético no transformador do FB-ZVS-PWM-PS.

fs [kHz]	BacTr [Tesla]
20	0,128
30	0,100
40	0,084
50	0,074
60	0,066
70	0,060
80	0,055
90	0,052
100	0,048
110	0,046
120	0,043
130	0,041
140	0,040
150	0,038
160	0,037
170	0,035
180	0,034
190	0,033
200	0,032

Escolhido o núcleo a ser utilizado, os seguintes dados são requeridos:

- ✿ A_e : área efetiva da seção transversal do núcleo escolhido, cm^4 ;
- ✿ A_w : área da janela, disponível para colocação do enrolamento, cm^4 ;
- ✿ A, B, D, E, F : parâmetros dimensionais do núcleo, tipo o fornecido em [26];
- ✿ V_e : volume efetivo do núcleo fornecido pelo fabricante, cm^3 ;
- ✿ L_e : comprimento magnético médio do núcleo, fornecido pelo fabricante, cm ,
- ✿ h_{PC} : altura interna da perna central do carretel.

Número de espiras do primário

A quantidade de espiras do enrolamento do primário é definida pela equação (4.4).

$$N_p \geq \frac{V_{in_{\min}}}{2 \cdot A_e \cdot \Delta B_{Tr} \cdot f_s} \quad (4.4)$$

Relação de transformação

A relação de transformação é dada pela equação (4.5).

$$\frac{N_s}{N_p} = n = \left[\frac{(V_{O_{\max}} + V_{Dr})}{(V_{in_{\min}} - V_{Dr}) \cdot (D_{\max} - \Delta D)} \right] \quad (4.5)$$

A equação (4.6) representa a relação de transformação normalizada, onde ΔD , é perda na razão cíclica, provocada pela variação linear da corrente no indutor L_r , ocorrida no instante em que os diodos retificadores de saída ficam em curto circuito,[7], [1], [9], [10].

$$\bar{n} = n \cdot \frac{(V_{in_{\min}} - V_{Dr})}{(V_{O_{\max}} + V_{Dr})} = \frac{1}{(D_{\max} - \Delta D)} \quad (4.6)$$

Na Fig. 4.3, é apresentado o ábaco que relaciona a relação de transformação normalizada, com a máxima perda de razão cíclica adotada, tendo a máxima razão cíclica como parâmetro. Este ábaco tem sua utilidade durante o procedimento de definição do número de espiras do secundário e do valor da densidade de fluxo magnético que, dependendo da variação ocorrida, resulta em uma sensível mudança nos esforços de tensão e corrente do conversor.

Durante o procedimento de escolha do valor da densidade de fluxo magnético, deve-se atentar para a manutenção da relação de transformação o mais próxima do valor nominal, sob risco de penalizar severamente os interruptores, diodos grampeadores e o indutor ressonante, com altos valores de corrente e tensão, através destes.

Número de espiras do secundário

A partir da determinação da relação de transformação, determina-se o número de espiras dos enrolamentos secundários.

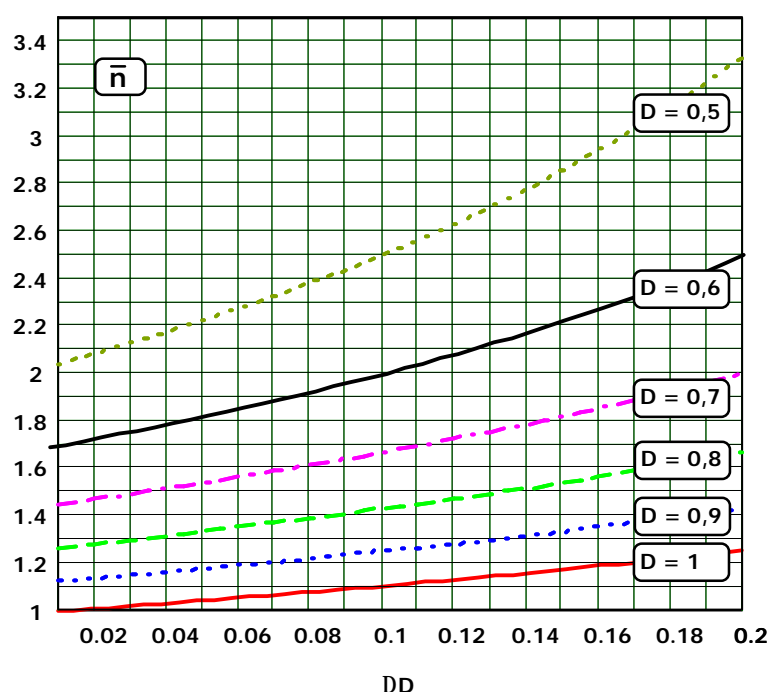


Fig. 4.3 – Relação de transformação normalizada.

$$N_s = \bar{n} \cdot N_p \cdot \frac{(V_{o_{máx}} + V_{Dr})}{(V_{in_{mín}} - V_{Dr})} \quad (4.7)$$

Seção de cobre

O roteiro de cálculo, a seguir, está bem aplicado para transformadores cujo enrolamento primário seja enrolado com vários condutores e, o secundário, confeccionado com fita de cobre. A seção mínima dos condutores fica definida através da equações, (4.8) para o condutor do primário, e (4.9) para a fita de cobre do secundário.

$$\Theta_{pri} = \frac{I_{efpri}}{J_{máx}} = \frac{I_o \cdot n}{J_{máx}} \quad (4.8)$$

$$\Theta_{\text{sec}} = \frac{I_{\text{ef sec}}}{J_{\text{máx}}} = \frac{I_o}{\sqrt{2} \cdot J_{\text{máx}}} \quad (4.9)$$

Como, em geral, as fitas são cortadas em medidas padronizadas, deve-se calcular a máxima densidade de corrente $J_{\text{máx}}$ na equação (4.9). Para essa situação, os seguintes dados devem ser informados:

- * d_f : espessura da fita de cobre;
- * d_{fis} : espessura da fita de cobre, considerando o isolamento,
- * L_f : largura da fita de cobre, a partir dos quais define-se as seções transversais da fita.

Condutor elementar

Com o objetivo de minimizar os efeitos pelicular e de proximidade no enrolamento primário, deve-se utilizar a associação de fios em paralelo, bem como, os fios do enrolamento devem ser torcidos, trançados, ou fio Litz [16].

No enrolamento secundário, a utilização de fita de cobre melhora o acoplamento dos enrolamentos, proporcionando uma redução da indutância de dispersão do transformador.

Faz-se o cálculo do diâmetro ideal do condutor elementar através da determinação da profundidade de penetração do campo para um condutor elementar à temperatura de 80°C:

$$dce_{\text{ideal}} = \sqrt{\frac{\text{Cobre}^{\circ}C}{\cdot \cdot \cdot \cdot r \cdot f_s}} = \sqrt{\frac{20^{\circ}C \cdot [1 + \cdot (T_e - 20)]}{4 \cdot \cdot \cdot \cdot 1 \cdot 10^{-7} \cdot f_s}} \quad (4.10)$$

Onde:

- * μ_r : permeabilidade relativa do material não-ferromagnético, $\mu_r = 1$.

Adotando os valores acima descritos e substituindo-os na expressão anterior, obtém-se o diâmetro ideal do condutor, em função da frequência de comutação, conforme a expressão (4.11).

$$dce_{\text{ideal}} = \frac{14,62}{\sqrt{f_s}} \quad (4.11)$$

- * dce_{ideal} : dado em cm.

Escolhido o condutor a ser empregado, os seguintes dados são requeridos:

- * d_{ce} : diâmetro do condutor escolhido;
- * d_{ceIS} : diâmetro do condutor escolhido, com isolamento;
- * Θ_{dce} : área da seção transversal do condutor escolhido,
- * Θ_{dceIS} : área da seção transversal do condutor escolhido, com isolamento.

Número de condutores elementares

Dividindo a seção mínima calculada para os enrolamentos do primário, pela seção do condutor elementar escolhido, consegue-se determinar a quantidade de condutores elementares em paralelo que serão empregados.

$$n_{cepri} = \frac{\Theta_{pri}}{\Theta_{dce}} \quad (4.12)$$

Para os enrolamentos secundários, optou-se pelo uso da fita de cobre, dessa maneira, as equações (4.13) e (4.14) fornecem a seção transversal da fita de cobre sem e com o isolamento, quando estas não forem informadas pelo fabricante. A equação (4.15), fornece o cálculo da máxima densidade de corrente no secundário, a partir da corrente eficaz para cada enrolamento secundário e da seção de cobre da fita.

$$\Theta_{fita} = d_f \cdot L_f \quad (4.13)$$

$$\Theta_{fitaISO} = d_{fis} \cdot L_f \quad (4.14)$$

$$J_{máx_{fita}} = \frac{I_o}{\sqrt{2} \cdot \Theta_{fita}} \quad (4.15)$$

Número de camadas dos enrolamentos

A determinação do número de camadas do enrolamento será utilizada para cálculo do fator de ocupação do núcleo, pelos enrolamentos do transformador. Assim, as equações (4.16) e (4.17) fornecem o número de camadas do primário e dos secundários respectivamente.

$$N_{C_{prim}} = \frac{(N_p \cdot d_{copri})}{h_{pc}} \quad (4.16)$$

- * d_{copri} : diâmetro da corda de condutores torcidos, conforme referência [17].

Nos enrolamentos secundários, cada espira enrolada é uma camada, assim:

$$N_{c_{sec}} = 2 \cdot N_s \quad (4.17)$$

Comprimento médio de uma espira

As equações (4.18) e (4.19) fornecem o comprimento médio de uma espira do primário e do secundário respectivamente. Estes dados serão úteis na determinação do volume de cobre dos enrolamentos.

$$MLT_{pri} = 2 \cdot \left[(F + B) + \left(\frac{N_{c_{prim}} \cdot d_{copri}}{2} \right) \right] \quad (4.18)$$

$$MLT_{sec} = 2 \cdot (F + B) + 2 \cdot \left[\frac{N_{c_{sec}} \cdot d_{fis}}{2} + (N_{c_{prim}} \cdot d_{copri}) \right] \quad (4.19)$$

Área disponível para o enrolamento

A área ocupada pelo enrolamento desconsiderando o carretel, fica definida através da equação (4.20).

$$A_{jd} = (A - B) \cdot D \quad (4.20)$$

Área efetiva ocupada pelo enrolamento primário

A área efetiva ocupada pelo enrolamento primário sem e considerando o isolamento, fica definida através das equações (4.21) e (4.22).

$$A_{Cupri} = N_p \cdot n_{ce_{pri}} \cdot \Theta d_{ce} \quad (4.21)$$

$$A_{Cupris} = N_p \cdot \frac{d_{copri}^2}{4} \quad (4.22)$$

Área efetiva ocupada pelos enrolamentos secundários

As áreas efetivas ocupadas pelos enrolamentos secundários, sem e com isolamento, ficam definidas pelas equações (4.23) e (4.24) respectivamente:

$$A_{Cu_{sec}} = 2 \cdot N_s \cdot \Theta_{fita} \quad (4.23)$$

$$A_{Cu_{secis}} = 2 \cdot N_s \cdot \Theta_{fita_{iso}} \quad (4.24)$$

Área de cobre total no transformador

A área total de cobre dos enrolamentos do transformador, sem e com o isolamento, é obtida através das equações (4.25) e (4.26) respectivamente.

$$A_{Cu} = A_{Cupri} + A_{Cu\sec} \quad (4.25)$$

$$A_{Cuis} = A_{Cupris} + A_{Cu\secis} \quad (4.26)$$

A definição destas áreas é útil na determinação do volume de cobre e do fator de ocupação do núcleo do transformador pelos enrolamentos.

Fator de ocupação

O fator de ocupação do núcleo pelos enrolamentos do transformador fica definido pela equação (4.27).

$$F_{ocu} = \frac{A_{Cuis}}{AW} \quad (4.27)$$

Volume de cobre

As equações (4.28) e (4.29) fornecem o volume de cobre dos enrolamentos. É feita uma separação para facilitar o cálculo das perdas, uma vez que as densidades de correntes nos enrolamentos são distintas entre si.

$$VCu_{pri} = A_{Cupri} \cdot MLT_{pri} \quad (4.28)$$

$$VCu_{sec} = A_{Cu\sec} \cdot MLT_{sec} \quad (4.29)$$

Densidade de corrente efetiva

Faz-se necessário a determinação da densidade de corrente nos enrolamentos do transformador, em função da área efetiva de cobre dos condutores elementares empregados.

$$Jmáx_{pri} = \frac{I_o \cdot n}{nce_{pri} \cdot \Theta d_{ce}} \quad (4.30)$$

$$Jmáx_{sec} = \frac{I_o}{\sqrt{2} \cdot \Theta_{sec}} \quad (4.31)$$

Resistência dos enrolamentos

As equações a seguir representam as resistências CC dos enrolamentos do transformador.

$$R_{CCpri} = \frac{4 \cdot \rho_{te} \cdot MLT_{pri} \cdot N_p}{d_{ce}^2 \cdot nce_{pri}} \quad (4.32)$$

$$R_{CC\ sec} = \frac{te \cdot MLT_{sec} \cdot N_s}{\Theta_{fita}} \quad (4.33)$$

Perdas no cobre

Ao final, têm-se as perdas totais no cobre do transformador, através das equações (4.34) e (4.35), obtidas através da resistência CC e da corrente eficaz nos respectivos enrolamentos.

$$PCu_{Tr} = te \cdot [VCu_{pri} \cdot (Jmáx_{pri})^2 + VCu_{sec} \cdot (Jmáx_{sec})^2] \quad (4.34)$$

$$PCu_{Tr} = R_{CCpri} \cdot \left(\frac{Io \cdot n}{\sqrt{2}} \right)^2 \quad (4.35)$$

Perdas no núcleo

As perdas no núcleo podem ser obtidas a partir da equação (4.36)

$$Pmag_{Tr} = Ve \cdot Cm \cdot fs^x \cdot (\Delta Bac_{Tr})^y \cdot 10^{-3} \quad (4.36)$$

- * Ve: volume efetivo do núcleo, cm³;
- * fs: frequência de comutação, Hz;
- * ΔBac_{Tr} = variação da densidade de fluxo magnético, Tesla,
- * Cm, x e y: coeficientes de caracterização do material magnético.

Perdas no transformador

A partir da definição das perdas no cobre e no núcleo, pode-se definir o total de perdas no transformador, segundo a equação (4.37).

$$P_{Tr} = PCu_{Tr} + Pmag_{Tr} \quad (4.37)$$

Resistência térmica do núcleo

Conforme apresentada em [15], [20], através da equação empírica (4.38), determina-se a resistência térmica do núcleo magnético.

$$R_{th} = \frac{59,3}{V_e^{0,544}} \quad (4.38)$$

Elevação de temperatura

Determinadas as perdas totais no transformador e calculada a resistência térmica do núcleo, determina-se a máxima elevação de temperatura no interior do elemento magnético, através da equação (4.39) .

$$\Delta th_{Tr} = P_{Tr} \cdot Rth_{Tr} \quad (4.39)$$

Após o dimensionamento do transformador, aconselha-se que sejam feitas medidas da indutância magnetizante e dispersão, pois estes dados são importante par o correto dimensionamento dos demais semicondutores e elementos magnéticos empregados no projeto da fonte de alimentação.

4.4.2 Dimensionamento do indutor ressonante

O dimensionamento deste indutor é determinado com base na perda de razão cíclica, ocorrida durante as etapas onde a tensão no secundário do transformador é nula, devido à característica de fonte de corrente na saída, que coloca, simultaneamente, os diodos retificadores de saída em condução. Adotada essa máxima perda de razão cíclica, pode-se determinar a indutância L_r .

Indutância L_r

$$L_r = \frac{\Delta_D \cdot Vin_{min}}{4 \cdot f_s \cdot I_o \cdot n} \quad (4.40)$$

O valor de indutância obtido da equação anterior corresponde à indutância ressonante teórica, pois analisando o circuito do lado primário, observa-se que o valor da indutância calculada corresponde à indutância ressonante, mais a indutância de dispersão refletida para o primário. Como indicado no item anterior, a indutância de dispersão passa a ser um dado de entrada para o projeto do indutor ressonante. Assim, o indutor a ser construído terá a indutância calculada, de acordo com a equação a seguir.

$$L_r = L_{r_{teórica}} - L_{dis_{pri}} \quad (4.41)$$

⊛ $L_{dis_{pri}}$: indutância de dispersão do transformador referida para o primário.

Escolha do núcleo

O núcleo é escolhido através da expressão:

$$A_e \cdot A_w = L_r \cdot \frac{I_{pkpri} \cdot I_{efpri}}{K_w \cdot \Delta B_{Lr} \cdot J_{máx}} = L_r \cdot \frac{\left(I_o + \frac{\Delta I_{Lo}}{2}\right) \cdot I_o \cdot n^2}{K_w \cdot \Delta B_{Lr} \cdot J_{máx}} \quad (4.42)$$

Onde:

- ✱ ΔI_{Lo} : é a ondulação máxima da corrente de saída, refletida para o primário do transformador através de n.
- ✱ K_w : fator de utilização da janela do núcleo nos indutores. Em geral $K_w = 0,7$.

Densidade de fluxo magnético

Para a determinação da máxima excursão da densidade de fluxo magnético no indutor ressonante, adotou-se uma densidade de perdas volumétricas igual a 70 mW/cm³.

$$\Delta B_{Lr} = \left(\frac{PV_{núcleo}}{C_m \cdot f_s^x} \right)^{\frac{1}{y}} \quad (4.43)$$

Uma vez que a excursão do fluxo magnético no indutor ressonante e no transformador são parecidas, foram utilizados os mesmos valores de ΔB_{Lr} , conforme a Fig. 4.2. e a Tabela 4.1.

Devido à característica de excursão do fluxo semelhante à do transformador, na prática, esse indutor apresenta sérios problemas de aquecimento, ocasionados principalmente devido ao efeito de proximidade. Assim em [1], é indicado que o indutor ressonante seja confeccionado da seguinte forma:

- ✱ Efetuar a escolha do núcleo através do produto de áreas, de modo a obter um enrolamento de camada única. Um bom passo inicial é alterar os valores de A_e , ou seja, escolher outro núcleo maior, até que obtenha um enrolamento de camada única.
- ✱ Deve-se utilizar fios Litz no enrolamento do indutor.

Assim como no projeto do transformador, os seguintes dados de entrada são requeridos:

- ✱ A_e : área efetiva da seção transversal do núcleo escolhido, cm⁴;
- ✱ A_{jd}, A_w : área da janela, disponível para colocação do enrolamento, cm⁴;
- ✱ A, B, D, E, F : parâmetros dimensionais do núcleo, tipo o fornecido em [26];

- * V_e : volume efetivo do núcleo fornecido pelo fabricante, cm^3 ;
- * L_e : comprimento magnético médio do núcleo, fornecido pelo fabricante, cm ,
- * h_{PC} : altura interna da perna central do carretel.

Número de espiras

O número de espiras do indutor é dado pela expressão:

$$N_{Lr} = L_r \cdot \frac{I_{pkpri}}{\Delta B_{Lr} \cdot A_e} = L_r \cdot \frac{\left(I_o + \frac{\Delta I_o}{2}\right) \cdot n}{\Delta B_{Lr} \cdot A_e} \quad (4.44)$$

É aconselhável o cálculo, novamente, da densidade de fluxo nesse indutor, para uso durante a determinação das perdas no núcleo.

Entreferro

O entreferro para um núcleo do tipo EE fica determinado pela equação (4.45).

$$= \frac{N_{Lr}^2 \cdot I_o \cdot A_e}{2 \cdot L_r} \quad (4.45)$$

Seção dos condutores

Indica-se a utilização de condutores de mesma seção especificada para o enrolamento primário do transformador. Este indutor deve ser construído com o menor número de camadas possível, de preferência uma única camada, visando a redução do efeito de proximidade nos condutores [1].

Através da equação (4.46), escolhe-se a seção mínima dos condutores a serem empregados.

$$\Theta_{Lr} = \frac{I_o \cdot n}{J_{m\acute{a}x}} \quad (4.46)$$

Especificação do condutor elementar

Como definido no item 4.4.1, a especificação do condutor elementar é feita seguindo o critério da profundidade de penetração do campo conforme equação (4.11).

Escolhido o condutor a ser empregado, os seguintes dados são requeridos:

- ✿ $D_{ce_{Lr}}$: diâmetro do condutor escolhido;
- ✿ $d_{ce_{Lris}}$: diâmetro do condutor escolhido, com isolamento;
- ✿ $\Theta_{d_{ce_{Lr}}}$: área da seção transversal do condutor escolhido,
- ✿ $\Theta_{d_{ce_{Lris}}}$: área da seção transversal do condutor escolhido, com isolamento.

Procedimento para escolha do núcleo do indutor L_r com camada única

A seguir são descritos os passos para a escolha do núcleo do indutor ressonante, objetivando a montagem do enrolamento em única camada:

- ✿ Calcular a indutância L_r .
- ✿ Calcular o produto de áreas $A_e A_w$.
- ✿ Calcular a altura interna do carretel (em algumas folhas de dados dos fabricantes, esta informação é fornecida), caso o núcleo anteriormente dimensionado não possua carretel específico, uma maneira é projetar uma espessura máxima da parede do carretel, e utilizar a expressão a seguir, onde:
- ✿ e = espessura média da parede do carretel.

$$h_{PC} = 2 \cdot (D - e) \quad (4.47)$$

- ✿ Calcular o número de espiras do indutor.
- ✿ Calcular a seção de cobre.
- ✿ Considerando o efeito Skin, especificar o diâmetro ideal do condutor a ser empregado.
- ✿ Calcular o número de condutores elementares que comporão o enrolamento.
- ✿ Calcular o número de camadas do enrolamento, através da expressão:

$$N_{CLr} = \frac{h_{PC}}{N_{ce} \cdot d_{ce} \cdot N_{Lr}} \quad (4.48)$$

- ✿ Se $N_c \leq 1$, o núcleo é adequado, caso contrário deve-se escolher um núcleo maior e efetuar todos os procedimentos, até que a condição de única camada seja atingida.

Comprimento médio de uma espira

$$MLT_{Lr} = 2 \cdot \left[(F + B) + \left(\frac{N_{C_{Lr}} \cdot d_{coLr}}{2} \right) \right] \quad (4.49)$$

* d_{coLr} : diâmetro da corda de condutores torcidos, conforme referência [17].

Área disponível para o enrolamento

A área ocupada pelo enrolamento, desconsiderando o carretel, fica definida através da equação (4.20).

Área efetiva ocupada pelo enrolamento

A área efetiva ocupada pelo enrolamento, sem e com isolamento, fica definida através das equações (4.50) e (4.51) respectivamente.

$$A_{CuLr} = N_{Lr} \cdot n_{ceLr} \cdot \Theta d_{ceLr} \quad (4.50)$$

$$A_{CuLris} = N_{Lr} \cdot \frac{d_{coLr}^2}{4} \quad (4.51)$$

Fator de ocupação

O fator de ocupação do núcleo fica definido pela equação (4.52)

$$F_{ocu} = \frac{A_{CuLris}}{A_w} \quad (4.52)$$

Volume de Cobre

O volume de cobre do enrolamento fica definido:

$$V_{Cu} = A_{CuLr} \cdot MLT \quad (4.53)$$

Densidade de corrente efetiva

Faz-se necessário a determinação da densidade de corrente no enrolamento do indutor ressonante, em função da área efetiva de cobre dos condutores elementares empregados, conforme equação (4.54).

$$J_{máxLr} = \frac{I_o \cdot n}{\sqrt{2} \cdot n_{ceLr} \cdot \Theta d_{ceLr}} \quad (4.54)$$

Resistência dos enrolamentos

A equação (4.55) representam a resistência CC do enrolamento do indutor ressonante.

$$R_{CCLr} = \frac{4 \cdot t_e \cdot MLT_{Lr} \cdot N_{Lr}}{d_{ceLr}^2 \cdot n_{ceLr}} \quad (4.55)$$

Perdas no cobre

As perdas totais no cobre do indutor ressonante são obtidas através das equações (4.56) e (4.57).

$$PCu_{Lr} = t_e \cdot V_{CuLr} \cdot J_{máxLr}^2 \quad (4.56)$$

$$PCu_{Lr} = R_{CCLr} \cdot \left(\frac{I_o \cdot n}{\sqrt{2}} \right)^2 \quad (4.57)$$

Perdas no núcleo

As perdas no núcleo podem ser obtidas a partir da equação (4.58).

$$P_{magLr} = [V_e \cdot C_m \cdot f_s^x \cdot (\Delta B_{Lr})^y] \cdot 10^{-3} \quad (4.58)$$

- * V_e : volume efetivo do núcleo, cm³;
- * f_s : frequência de comutação, Hz,
- * ΔB_{Lr} : variação da densidade de fluxo magnético, Tesla.

Perdas no indutor ressonante

A partir da definição das perdas no cobre e no núcleo, pode-se definir o total de perdas no indutor ressonante, segundo a equação (4.59).

$$P_{Lr} = PCu_{Lr} + P_{magLr} \quad (4.59)$$

Resistência térmica do núcleo

Conforme apresentada em [15], [20], através da equação empírica (4.60), determina-se a resistência térmica do núcleo magnético.

$$R_{thLr} = \frac{59,3}{V_e^{0,544}} \quad (4.60)$$

Elevação de temperatura

Determinadas as perdas totais no indutor ressonante e calculada a resistência térmica do núcleo, a máxima elevação de temperatura no interior do elemento magnético é obtida através da equação (4.61).

$$\Delta th_{Lr} = P_{Lr} \cdot Rth_{Lr} \quad (4.61)$$

4.4.3 Dimensionamento do indutor de filtragem da saída

A partir da equação (4.62) que, define as características da excursão de fluxo magnético neste tipo de indutor apresentadas no capítulo 2, é gerada a Tabela 4.2, que contém os valores de ΔB_{Lo} para o indutor de filtragem na saída quando, se deseja a limitação de perdas. Estes valores foram obtidos para o material IP12[®], adotando uma perda magnética de 40 mW/cm³ a 80 °C.

$$\Delta B_{Lo} = \left(\frac{PV_{núcleo}}{C_m \cdot (2 \cdot f_s)^x} \right)^{\frac{1}{y}} \quad (4.62)$$

Tabela 4.2 – Densidade e fluxo magnético no indutor de filtragem de saída

f [kHz]	Blomáx [Tesla]
20	0,066
30	0,052
40	0,044
50	0,038
60	0,034
70	0,031
80	0,029
90	0,027
100	0,025
110	0,024
120	0,022
130	0,021
140	0,021
150	0,020
160	0,019
170	0,018
180	0,018
190	0,017
200	0,017

Indutância L_o

Define-se a mínima razão cíclica de operação do conversor através da equação:

$$D_{min} = \frac{V_{o_{min}} + VD_r}{n \cdot V_{in_{max}}} \quad (4.63)$$

A partir da qual, pode-se determinar a indutância de saída.

$$L_o = \frac{(V_{o_{max}} - v_f) \cdot (1 - D_{min})}{2 \cdot f_s \cdot \Delta i_{L_{o_{max}}}} \quad (4.64)$$

Como apresentado no capítulo 2, a densidade de fluxo magnético no indutor de filtragem é composta de uma componente CC de fluxo sobreposta de uma pequena variação de fluxo ΔB_{L_o} . Para a determinação do núcleo, será considerada apenas a componente contínua, por esta ser muito mais significativa que a componente alternada. A componente alternada do fluxo neste indutor pode ser obtida através de:

$$\Delta B_{L_o} = \frac{\Delta I_{L_o}}{I_{L_{o_{ef}}}} \cdot B_{CC_{L_o}} \quad (4.65)$$

Escolha do núcleo

O produto de áreas que define o menor núcleo que se pode utilizar na montagem do indutor de filtragem é obtido a partir da expressão:

$$I_{L_{o_{ef}}} = \sqrt{I_o^2 + \Delta I_{L_o}^2} \quad (4.66)$$

$$A_e A_w = \frac{L_o \cdot (\Delta I_{L_o} + I_o) \cdot I_{L_{o_{ef}}}}{K_w \cdot B_{CC_{L_o}} \cdot J_{max}} \quad (4.67)$$

- ✿ K_w : fator de ocupação teórico do núcleo, aproximadamente 0,7.

Novamente, como no projeto do transformador, após a escolha do núcleo para o indutor de filtragem, os seguintes dados de entrada são requeridos:

- ✿ A_e : área efetiva da seção transversal do núcleo escolhido, (cm⁴);
- ✿ A_{jd}, A_w : área da janela, disponível para colocação do enrolamento, (cm⁴);
- ✿ A, B, D, E, F : parâmetros dimensionais do núcleo;
- ✿ V_e : volume efetivo do núcleo, fornecido pelo fabricante, (cm³);

- ✱ l_e : comprimento magnético médio do núcleo, fornecido pelo fabricante, (cm),
- ✱ h_{PC} : altura interna da perna central do carretel (cm).

Número de espiras

O número de espiras do indutor de filtragem fica definido pela expressão:

$$N_{L_o} = L_o \cdot \frac{I_{L_{opk}}}{B_{ccL_o} \cdot A_e} \quad (4.68)$$

Definido o número de espiras do indutor, pode-se determinar a variação do fluxo deste através da equação (4.69). Este valor será utilizado para calcular as reduzidas perdas no núcleo do indutor.

$$\Delta B_{L_o} = \frac{L_o \cdot \Delta I_{L_o}}{N_{L_o} \cdot A_e} \quad (4.69)$$

A composição final do fluxo magnético, através do indutor de filtragem da saída, e dada pela equação (4.70).

$$B_{L_o_{máx}} = B_{ccL_o} + \frac{\Delta B_{L_o}}{2} \quad (4.70)$$

Entreferro

O entreferro para um núcleo do tipo EE, fica determinado pela equação (4.71).

$$= \frac{N_{eL_o}^2 \cdot l_o \cdot A_e}{2 \cdot L_o} \quad (4.71)$$

Seção dos condutores

A seção mínima dos condutores fica definida através da equação (4.72).

$$\Theta_{L_o} = \frac{I_{L_{oef}} + \frac{\Delta I_{L_o}}{2}}{J_{máx}} \quad (4.72)$$

Condutor elementar

Para a escolha do condutor elementar a ser empregado no enrolamento do indutor de filtragem, não é necessário o critério da verificação da profundidade de penetração do campo [21], [16], uma vez que a ondulação de corrente e a variação do fluxo magnético são pequenas. Em geral, não são observados aquecimentos excessivos

que possam indicar um aumento de perdas devido aos efeitos skin e/ou proximidade.

Uma sugestão é a utilização de um número de condutores, de tal maneira que fique fácil o processo de confecção dos enrolamentos, pois em geral, a corrente que circula por esse indutor é elevada, necessitando-se de uma seção de cobre razoável, o que dificulta a montagem do enrolamento, à medida que os fios são de diâmetros maiores.

Observadas essas características e após a escolha do condutor a ser empregado, os seguintes dados são requeridos:

- ✿ $d_{ce_{L_o}}$: diâmetro do condutor escolhido;
- ✿ $d_{ce_{Lois}}$: diâmetro do condutor escolhido, com isolamento;
- ✿ $\Theta_{d_{ce_{L_o}}}$: área da seção transversal do condutor escolhido,
- ✿ $\Theta_{d_{ce_{Lois}}}$: área da seção transversal do condutor escolhido, com isolamento.

Número de condutores elementares

Através da relação entre a seção mínima de cobre necessária e a área da seção transversal do condutor escolhido, determina-se a quantidade de condutores elementares, conforme equação (4.73).

$$nce_{L_o} = \frac{\Theta_{L_o}}{\Theta_{d_{ce_{L_o}}}} \quad (4.73)$$

Número de camadas

A quantidade de camadas do enrolamento fica definida pela equação (4.74).

$$N_{C_{L_o}} = \frac{Ne_{L_o} \cdot d_{co_{L_o}}}{h_{PCL_o}} \quad (4.74)$$

Comprimento médio de uma espira

O comprimento médio de uma espira é obtido pela seguinte equação:

$$MLT_{L_o} = 2 \cdot \left[(F + B) + \cdot \cdot \left(\frac{N_{C_{L_o}} \cdot d_{co_{L_o}}}{2} \right) \right] \quad (4.75)$$

- ✿ $d_{co_{L_o}}$: diâmetro da corda de condutores torcidos, conforme referência [17].

Área disponível para o enrolamento

A área ocupada pelo enrolamento desconsiderando, o carretel, fica definida

através da equação (4.20).

Área efetiva ocupada pelo enrolamento

A área efetiva ocupada pelo enrolamento, sem e com isolamento, fica definida através da equação (4.76) e (4.77) respectivamente.

$$A_{CuLo} = N_{Lo} \cdot nce_{Lo} \cdot \Theta dce_{Lo} \quad (4.76)$$

$$A_{CuLois} = N_{Lo} \cdot \frac{d_{coLr}^2}{4} \quad (4.77)$$

Fator de ocupação

O fator de ocupação do núcleo pelo enrolamento do indutor de filtragem fica definido pela equação (4.78).

$$F_{ocu} = \frac{A_{CuLois}}{A_w} \quad (4.78)$$

Volume de Cobre

O volume de cobre do enrolamento do indutor de filtragem fica definido:

$$V_{CuLo} = A_{CuLo} \cdot MLT_{Lo} \quad (4.79)$$

Densidade de corrente efetiva

Faz-se necessária a determinação da densidade de corrente no enrolamento do indutor de filtragem, em função da área efetiva de cobre dos condutores elementares empregados, conforme equação a seguir.

$$J_{máxLo} = \frac{ILO_{ef}}{nce_{Lo} \cdot \Theta dce_{Lo}} \quad (4.80)$$

Resistência dos enrolamentos

A equação (4.81) representa a resistência CC do enrolamento do indutor de filtragem.

$$R_{CCLo} = \frac{4 \cdot t_e \cdot MLT_{Lo} \cdot N_{Lo}}{d_{ceLo}^2 \cdot nce_{Lo}} \quad (4.81)$$

Perdas no cobre

Ao final, têm-se as perdas totais no cobre do indutor de filtragem, através da equação (4.82) e na (4.83), obtidas através da resistência CC e da corrente eficaz no enrolamento.

$$PCu_{Lo} = t_e \cdot V_{CuLo} \cdot J_{máxLo}^2 \quad (4.82)$$

$$PCu_{Lor} = R_{ccLo} \cdot I_{Loef}^2 \quad (4.83)$$

Perdas no núcleo

As perdas no núcleo podem ser obtidas a partir da equação (4.84).

$$P_{magLo} = \left[V_e \cdot C_m \cdot (2 \cdot f_s)^x \cdot \left(\frac{\Delta B_{acLo}}{2} \right)^y \right] \cdot 10^{-3} \quad (4.84)$$

- ✱ V_e : volume efetivo do núcleo, (cm³);
- ✱ f_s : frequência de comutação, (Hz),
- ✱ ΔB_{Lo} : variação da densidade de fluxo magnético, (Tesla).

Perdas no indutor de filtragem

A partir da definição das perdas no cobre e no núcleo, pode-se definir o total de perdas no indutor de filtragem segundo a equação (4.85).

$$P_{Lo} = PCu_{Lo} + P_{magLo} \quad (4.85)$$

Resistência térmica do núcleo

Conforme apresentada em [15], [20], através da equação empírica (4.86), determina-se a resistência térmica do núcleo magnético.

$$R_{thLo} = \frac{59,3}{V_e^{0,544}} \quad (4.86)$$

Elevação de temperatura

Determinadas as perdas totais e a resistência térmica do núcleo, a máxima elevação de temperatura no interior do elemento é obtida através da equação (4.87).

$$\Delta th_{Lo} = P_{Lo} \cdot R_{thLo} \quad (4.87)$$

4.5 Perdas nos interruptores principais

Serão consideradas somente as perdas na condução, desconsiderando as perdas em comutação dos interruptores.

4.5.1 Perdas em condução

As perdas em condução são obtidas a partir da expressão (4.88).

$$P_{FBcond} = R_{DSon(tj)} \cdot I_{SFBe}^2 \quad (4.88)$$

Resistência em condução

A resistência em condução dos interruptores para uma temperatura de junção de aproximadamente 100 °C, para o pior caso, fica definida pela equação (4.89).

$$R_{DSon(Tj)} \cong 2 \cdot R_{DSon25^\circ C} \quad (4.89)$$

Corrente Eficaz

A corrente eficaz, através do interruptor, é definida pela expressão (4.90).

$$I_{Mefmáx} = I_o \cdot n \cdot \sqrt{\frac{D_{máx}}{2}} \quad (4.90)$$

4.5.2 Total de perdas nos interruptores principais

As perdas totais na ponte de interruptores do FB-ZVS-PWM-PS ficam definidas; substituindo as expressões (4.89) e (4.90) em (4.88), obtém-se a expressão das perdas em condução para os quatro interruptores principais do conversor.

$$P_{FBcond} = 2 \cdot [R_{DSon(tj)} \cdot (I_o \cdot n)^2 \cdot D_{máx}] \quad (4.91)$$

4.6 Perdas no circuito de desacoplamento de nível CC

Com a operação dos interruptores no modo por deslocamento de fase (*Phase shift*), a tensão sobre o primário do transformado deveria ser isenta de nível CC. Na realidade, isto não ocorre, pois devido a elementos parasitas e diferenças intrínsecas entre componentes de mesma especificação, ocorre o surgimento de componentes contínuos. Assim, o emprego de um resistor em paralelo com um capacitor bloqueia qualquer destes componentes.

4.6.1 Capacitor de bloqueio de nível CC

O dimensionamento deste capacitor é feito com base na máxima queda de tensão permissível sobre este, na condição de mínima tensão de entrada, que é a condição crítica.

$$C_{DC} = \frac{n \cdot I_o}{2 \cdot f_s \cdot \Delta V_{DC}} \quad (4.92)$$

4.6.2 Resistor de amortecimento

Devido ao emprego do capacitor de desacoplamento de nível CC, este provoca oscilações em baixa frequência. Por esse motivo, sugere-se o emprego de um resistor em paralelo com o capacitor para amortecer estas oscilações. Através da expressão a seguir, pode-se especificar este resistor.

$$R_{DC} = \frac{V_{in_{\min}}}{n \cdot I_o \cdot D_{\max}} \quad (4.93)$$

Pode-se aproximar a potência dissipada no circuito de desacoplamento de nível CC, através da expressão:

$$P_{DC} = \frac{\Delta V_{DC}^2}{R_{DC}} \quad (4.94)$$

4.7 Perdas nos diodos retificadores de saída

Uma maneira de otimizar as perdas nos diodos retificadores de saída é escolhê-los de forma que estes possuam um pequeno tempo de recuperação, bem como uma pequena queda de tensão direta. A partir da equação (4.95), ficam definidas as perdas nos diodos retificadores de saída:

$$P_{Dr} = P_{cond} + P_{com} \quad (4.95)$$

4.7.1 Perdas na condução

As perdas na condução sobre os diodos ficam caracterizadas pelo produto da queda de tensão direta pela corrente média através destes.

$$P_{Drcond} = V_{Dr} \cdot I_{Drmed} \quad (4.96)$$

A corrente média que circula por cada diodo é metade da corrente média da

saída. Assim, as perdas na condução dos dois diodos de saída ficam estabelecidas através da expressão (4.98) .

$$I_{Drmed} = \frac{I_o}{2} \quad (4.97)$$

$$P_{Dr,cond} = V_{Dr} \cdot I_o \quad (4.98)$$

4.7.2 Perdas na comutação

As perdas na comutação são devidas à corrente de recuperação dos diodos retificadores e podem ser aproximadas pela equação (4.99).

$$P_{Drcom} = \frac{(VD_{rRRM} \cdot trr)^2}{6 \cdot L_S} \cdot f_s \quad (4.99)$$

4.7.3 Perdas totais

As perdas totais são obtidas através da equação (4.100).

$$P_{Dr} = V_{Dr} \cdot I_o + \frac{(VD_{rRRM} \cdot trr)^2}{6 \cdot L_S} \cdot f_s \quad (4.100)$$

4.8 Perdas no capacitor de saída

A definição da capacitância de saída depende, entre outros parâmetros, da máxima ondulação da tensão de saída, bem como, da ondulação da corrente no indutor de filtragem de saída. A expressão a seguir define a capacitância de saída:

$$C_o = \frac{\Delta I_{L_o}}{8 \cdot f_s \cdot \Delta V_o} \quad (4.101)$$

A resistência série equivalente máxima fica definida pelas máximas ondulações de tensão e de corrente de saída, conforme expressão:

$$R_{se_{máx}} = \frac{\Delta V_o}{\Delta I_{L_o}} \quad (4.102)$$

Em geral, encontrar um capacitor que atenda os critérios de máxima resistência série equivalente e à capacitância calculada requer que sejam feitas associações de capacitores em paralelo, onde é atendido o critério da máxima resistência, com um aumento da capacitância equivalente total, comparada com o valor anteriormente calculado.

As perdas no capacitor de saída podem ser definidas de forma simplificada, conforme a expressão:

$$P_{Co} = R_{se_{m\acute{a}x}} \cdot \Delta I_{Lo}^2 \quad (4.103)$$

Comumente, nos catálogos de fabricantes de capacitores, a escolha de um capacitor específico depende também da corrente eficaz através do capacitor.

4.9 Perdas no resistor de monitoramento da corrente de saída

A característica de saída do conversor é de uma fonte de corrente; no controle da estrutura, utiliza-se o controle por modo corrente. A utilização de um resistor de amostragem da corrente de saída é empregado. Como a corrente de saída é elevada, e toda esta corrente circula através do referido resistor, recomenda-se que a resistência seja de pequeno valor, evitando, desse modo, uma dissipação de potência exagerada. A expressão a seguir fornece as perdas no resistor de monitoramento da corrente.

$$P_{Rsh} = R_{sh} \cdot I_o^2 \quad (4.104)$$

4.10 Perdas totais no conversor FB-ZVS-PWM-PS

As perdas totais no conversor são definidas pela expressão (4.105).

$$P_{FB} = P_{Tr} + P_{Lr} + P_{Lo} + P_M + P_{DC} + P_{Dr} + P_{Co} + P_{Rsh} \quad (4.105)$$

4.11 Rendimento do conversor FB-ZVS-PWM-PS

O rendimento final do conversor fica definido pela expressão (4.106).

$$= \frac{P_o}{P_o + P_{FB}} \cdot 100\% \quad (4.106)$$

4.12 Resultados da análise teórica

Definidas as principais equações que fornecem teoricamente a quantidade de energia que se perde no estágio CC-CC, fez-se a análise das perdas na topologia mediante a variação da frequência de comutação. Assim, são apresentados os resultados teóricos do estudo.

4.12.1 Dados de entrada

O estudo foi realizado para um conversor FB-ZVS-PWM-OS, com as seguintes especificações:

- ✿ $P_o = 900 \text{ W};$
- ✿ $V_o = 60 \text{ V};$
- ✿ $\eta = 1;$
- ✿ $f_s = 20 \text{ kHz} \rightarrow 200 \text{ kHz};$
- ✿ $V_{in_{nom}} = 400 \text{ V};$
- ✿ $\Delta V_{in_{p-p}} = 16 \text{ V} (2\%);$
- ✿ $\Delta V_{O_{120\text{Hz}}} = 200 \text{ mV};$
- ✿ $V_{O_{minCC}} = 58 \text{ V};$
- ✿ $V_{O_{maxCC}} = 62 \text{ V};$
- ✿ $\Delta I_{L_o} = 10\% \text{ de } I_o;$
- ✿ $D_{max} = 0,95;$
- ✿ $\Delta D = 0,1;$
- ✿ $\Delta V_{DC} = 4 \% \text{ de } V_{in_{min}},$
- ✿ $V_{Dr} = 1 \text{ V}.$

Nota-se que o rendimento da estrutura fica na faixa de 96 %, o que é um rendimento teórico elevado. A maior parte das perdas do estágio CC-CC está relacionada com as perdas na condução dos interruptores e na condução e comutação dos diodos retificadores da saída, agravando-se mais com o aumento da frequência.

4.12.2 Rendimento

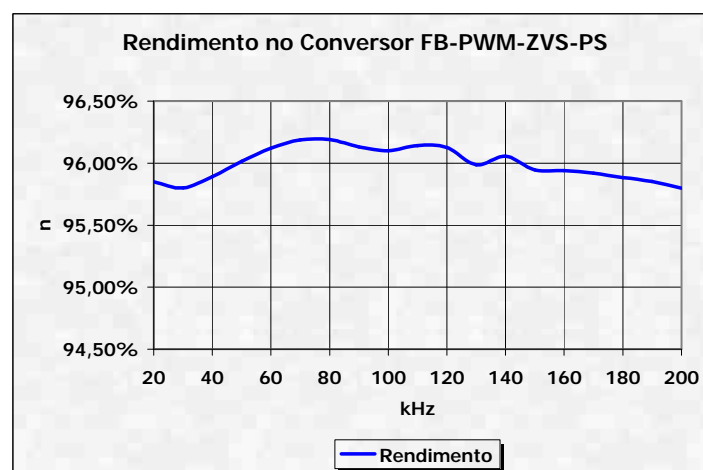


Fig. 4.4 – Rendimento global do conversor FB-ZVS-PWM-PS

A Fig. 3.5 representa o rendimento obtido através da análise para o conversor FB-ZVS-PWM-PS. Observa-se a queda da eficiência com a elevação da frequência de comutação.

4.12.3 Otimização

Na Tabela 4.5, são apresentados os resultados da estratégia de otimização do conversor pela análise volumétrica entre os dissipadores de potência e os elementos magnéticos e capacitivos.

Dissipadores de calor

Executados os projetos do conversor CC-CC para a variação da frequência proposta, a Tabela 4.3 fornece as resistências térmicas dissipador para o ambiente, médias e, os respectivos dissipadores escolhidos. A resistência térmica foi determinada para ser capaz de dissipar o calor gerado, a partir da junção dos dois diodos retificadores de saída, mais o calor gerado na junção dos quatro interruptores da ponte M_1, M_2, M_3, M_4 .

Tabela 4.3 – Volume dos dissipadores no estágio CC-CC

Elementos Ativos			
Frequência	R_{thda}	Especificação	Volume
[kHz]	[°C/W]		[cm³]
20	3,59	Brasele 1133 – 3 °C/W	118,95
30	3,46	Brasele 1133 – 3 °C/W	118,95
40	3,33	Brasele 1133 – 3 °C/W	118,95
50	2,21	Brasele 1133 – 3 °C/W	118,95
06	3,10	Brasele 1222 – 2 °C/W	204,75
70	3,00	Brasele 1222 – 2 °C/W	204,75
80	2,90	Brasele 1222 – 2 °C/W	204,75
90	2,80	Brasele 1222 – 2 °C/W	204,75
100	2,71	Brasele 119 – 1,4 °C/W	292,91
110	2,63	Brasele 119 – 1,4 °C/W	292,91
120	2,57	Brasele 119 – 1,4 °C/W	292,91
130	2,48	Brasele 119 – 1,4 °C/W	292,91
140	2,41	Brasele 119 – 1,4 °C/W	292,91
150	2,34	Brasele 119 – 1,4 °C/W	292,91
160	2,28	Brasele 119 – 1,4 °C/W	292,91
170	2,21	Brasele 119 – 1,4 °C/W	292,91
180	2,16	Brasele 119 – 1,4 °C/W	292,91
190	2,1	Brasele 119 – 1,4 °C/W	292,91
200	2,05	Brasele 119 – 1,4 °C/W	292,91

Elementos passivos

A definição do volume dos elementos passivos no estágio CC-CC, envolve a determinação do volume do transformador T_r , do indutor L_r , do indutor de saída acrescido do volume do capacitor de saída, entretanto, a escolha do capacitor resulta da

escolha da capacitância, conforme a equação (4.101) e da máxima resistência série equivalente. Em geral atende-se o critério da máxima resistência série equivalente. Para a aplicação, o capacitor foi escolhido pelo critério da máxima resistência, e por assim ser, ele é o mesmo para toda a faixa de variação da frequência, ou seja, o volume é constante. Para essa aplicação, escolhe-se o capacitor B41856-A8108-M da Epcos, com as seguintes especificações: $C = 1000\mu\text{F}/63\text{ V}$; $R_{se} = 0,130\ \Omega$; $L = 3,5\text{ cm}$; $d = 1,8\text{ cm}$, $V = 8,91\text{ cm}^3$.

A Tabela 4.4 fornece o volume dos elementos passivos que compõem o conversor CC-CC.

Tabela 4.4 – Volume dos elementos passivos no estágio CC-CC

Elementos Passivos					
Frequência [kHz]	T_r	L_r	L_o	Especificação	Volume total [cm ³]
20	76_2	42_15	65_26	IP12 Thornton	481,41
30	76_2	42_15	65_26	IP12 Thornton	481,41
40	65_39	42_15	65_13	IP12 Thornton	356,91
50	65_39	42_15	65_13	IP12 Thornton	356,91
60	65_39	42_15	65_13	IP12 Thornton	356,91
70	65_39	42_15	65_13	IP12 Thornton	356,91
80	65_39	30_14	55_21	IP12 Thornton	344,51
90	65_39	30_14	42_20	IP12 Thornton	306,11
100	65_39	30_14	42_20	IP12 Thornton	306,11
110	65_39	30_14	42_20	IP12 Thornton	306,11
120	65_39	30_14	42_20	IP12 Thornton	306,11
130	65_39	30_14	42_15	IP12 Thornton	294,71
140	65_39	30_14	42_15	IP12 Thornton	294,71
150	65_26	30_14	42_15	IP12 Thornton	216,51
160	65_26	30_14	42_15	IP12 Thornton	216,51
170	65_26	30_14	42_15	IP12 Thornton	216,51
180	65_26	30_14	42_15	IP12 Thornton	216,51
190	65_26	30_14	42_15	IP12 Thornton	216,51
200	65_26	30_14	42_15	IP12 Thornton	216,51

4.12.4 Perdas no conversor FB-ZVS-PWM-PS

A Tabela 4.5 fornece as perdas no conversor FB-ZVS-PWM-PS via análise teórica, obtidas para uma variação da frequência de comutação da estrutura da. entre 20 e 200 kHz.

Tabela 4.5 – Perdas no estágio CC-CC

Fs[kHz]	P _{cobr}	P _{nuc}	P _{Trafo}	P _{cobr}	P _{nuc}	P _{Lo}	P _{cobr}	P _{nuc}	P _{Lr}	P _{SFB}	P _{Dr}	P _{Dc}	P _{co}	P _{Drsl}	P _{Tota}	h
20	7,40	6,53	13,92	2,64	0,36	2,99	0,09	1,58	1,68	4,01	12,34	1,44	0,30	2,27	38,96	95,85%
30	6,93	6,92	13,86	1,83	0,63	2,46	0,09	2,11	2,20	4,01	12,89	1,47	0,30	2,27	39,47	95,80%
40	4,82	8,19	13,01	1,29	1,07	2,36	0,09	1,64	1,73	4,01	13,43	1,43	0,30	2,27	38,55	95,89%
50	5,26	6,62	11,87	1,02	1,04	2,06	0,09	1,33	1,42	4,01	13,98	1,43	0,30	2,27	37,36	96,01%
60	5,07	5,63	10,70	1,03	0,83	1,86	0,12	1,11	1,23	4,01	14,53	1,43	0,30	2,27	36,33	96,12%
70	4,97	4,88	9,85	1,03	1,03	2,05	0,12	0,57	0,68	4,01	15,07	1,43	0,30	2,27	35,68	96,19%
80	4,66	4,31	8,96	0,95	1,01	1,96	0,09	1,00	1,09	4,01	15,62	1,43	0,30	2,27	35,65	96,19%
90	4,34	4,80	9,14	0,84	1,13	1,97	0,12	0,80	0,91	4,01	16,17	1,45	0,30	2,27	36,22	96,13%
100	4,34	4,11	8,45	0,84	1,01	1,85	0,11	1,36	1,48	4,01	16,71	1,45	0,30	2,27	36,53	96,10%
110	4,34	3,84	8,18	0,70	1,06	1,76	0,14	0,76	0,90	4,01	17,26	1,45	0,30	2,27	36,12	96,14%
120	4,34	3,47	7,81	0,84	0,79	1,64	0,14	0,85	0,99	4,01	17,81	1,45	0,30	2,27	36,28	96,12%
130	4,34	3,89	8,23	0,93	0,92	1,85	0,09	1,09	1,18	4,01	18,35	1,44	0,30	2,27	37,63	95,99%
140	3,88	3,67	7,55	0,74	0,93	1,67	0,10	0,72	0,82	4,01	18,90	1,43	0,30	2,27	36,96	96,06%
150	3,96	3,95	7,91	0,86	0,91	1,77	0,10	0,79	0,89	4,01	19,44	1,43	0,30	2,27	38,03	95,95%
160	3,96	3,74	7,70	0,86	0,80	1,66	0,10	0,62	0,72	4,01	19,99	1,43	0,30	2,27	38,08	95,94%
170	3,96	3,49	7,44	0,93	0,68	1,61	0,10	0,59	0,69	4,01	20,54	1,43	0,30	2,27	38,30	95,92%
180	4,25	2,93	7,18	0,86	0,84	1,70	0,10	0,56	0,66	4,01	21,08	1,43	0,30	2,27	38,64	95,88%
190	3,96	3,16	7,12	0,86	0,70	1,56	0,10	0,52	0,63	4,01	21,63	1,43	0,30	2,27	38,95	95,85%
200	3,96	3,10	7,06	0,86	0,75	1,61	0,10	0,52	0,63	4,01	22,18	1,43	0,30	2,27	39,48	95,80%

Através da Fig. 4.5, fica definido o ponto ou a região de máxima eficiência que ocorre numa faixa de frequência de comutação de 100 a 140 kHz. Nota-se que o volume dos elementos passivos permanece constante após 100 kHz. Desse modo, o ponto de máxima eficiência deve ser tomado como o valor de 100 kHz, pois, assim, as perdas nos semicondutores devido à comutação, por exemplo, serão as menores.

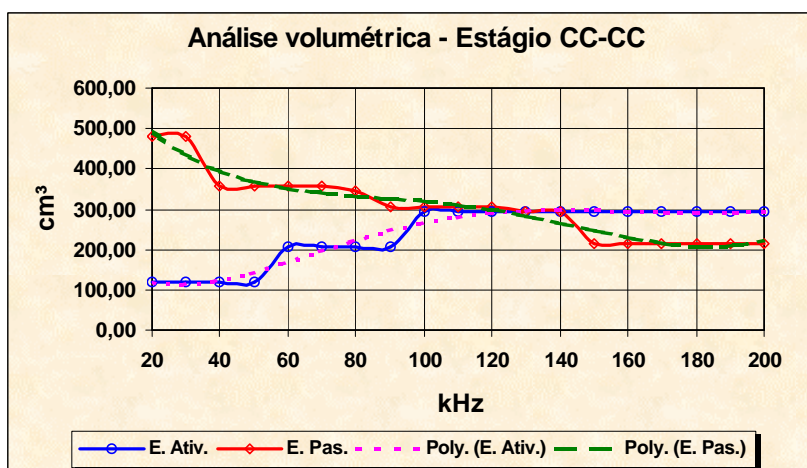


Fig. 4.5 – Ponto de equivalência volumétrica, e também o de máxima eficiência

Através da análise teórica no ponto correspondente a frequência ótima de comutação, foi feita a Tabela 4.6, que fornece a divisão das perdas no conversor CC-CC.

Tabela 4.6 – Divisão das perdas no estágio CC-CC

Fs[kHz]	Pmag	PSFB	PDr	PDc	Pco	Prsh
20	47,71%	10,30%	31,68%	3,70%	0,77%	5,83%
30	46,92%	10,17%	32,66%	3,73%	0,76%	5,76%
40	44,35%	10,41%	34,85%	3,72%	0,78%	5,90%
50	41,11%	10,74%	37,42%	3,84%	0,80%	6,08%
60	37,94%	11,05%	39,99%	3,95%	0,83%	6,26%
70	35,27%	11,25%	42,25%	4,02%	0,84%	6,37%
80	33,69%	11,26%	43,81%	4,02%	0,84%	6,38%
90	33,19%	11,08%	44,63%	4,00%	0,83%	6,28%
100	32,25%	10,99%	45,75%	3,96%	0,82%	6,22%
110	29,98%	11,11%	47,78%	4,01%	0,83%	6,29%
120	28,78%	11,06%	49,08%	3,99%	0,83%	6,26%
130	29,89%	10,67%	48,77%	3,83%	0,80%	6,04%
140	27,17%	10,86%	51,14%	3,87%	0,81%	6,15%
150	27,78%	10,55%	51,13%	3,77%	0,79%	5,98%
160	26,45%	10,54%	52,49%	3,77%	0,79%	5,97%
170	25,45%	10,48%	53,61%	3,74%	0,78%	5,93%
180	24,68%	10,39%	54,56%	3,71%	0,78%	5,88%
190	23,88%	10,30%	55,53%	3,68%	0,77%	5,84%
200	23,53%	10,16%	56,16%	3,63%	0,76%	5,76%

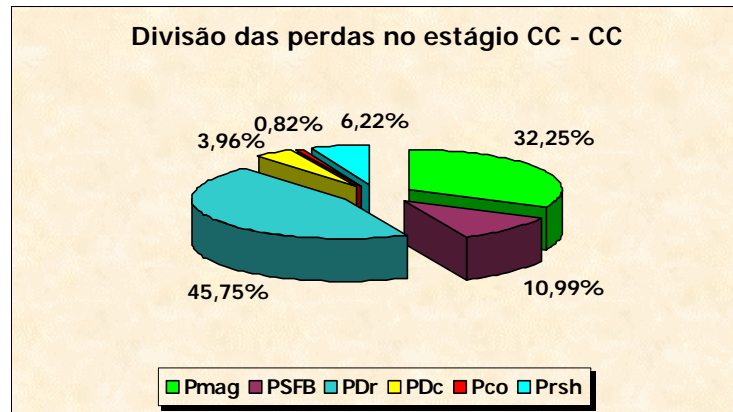


Fig. 4.6– Divisão das perdas no estágio CC-CC para 100 kHz

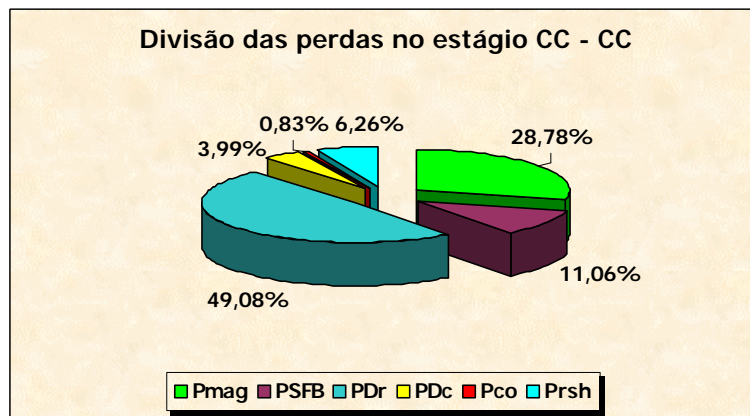


Fig. 4.7 – Divisão das perdas no estágio CC-CC para 120 kHz

Através Fig. 4.6 da e Fig. 4.7, tem-se a representação gráfica da divisão das perdas no estágio CC-CC para as frequências de 100 e 120 kHz, de onde se observa que as perdas mais significativas na estrutura são as ocorridas nos diodos retificadores de saída, seguida das perdas nos elementos magnéticos.

4.13 Conclusão

Fez-se análise teórica da metodologia proposta para a determinação da frequência ótima de comutação do estágio CC-CC da fonte de alimentação.

foram determinados os volumes dos elementos passivos e ativos e, a partir destes, o ponto de equivalência volumétrica ficou definido na faixa de frequência de 100 kHz à 140 kHz.

Como o volume dos elementos magnéticos não aumenta para a faixa de frequências ótimas, escolheu-se a menor frequência dessa região para a implementação prática, pois as perdas nos elementos ativos serão maiores, à medida que se escolher uma frequência de comutação mais elevada.

As perdas mais significantes no estágio CC-CC, ficam por conta dos diodos retificadores de saída.

O rendimento teórico foi elevado, no entanto, devido ao grande número de componentes ativos e passivos contidos nesta topologia, na prática são esperados rendimentos da ordem de 94% à 95 %. Ainda assim, a metodologia mostra-se eficiente, se consideradas todas as simplificações adotadas.

CAPÍTULO 5

PROJETO, SIMULAÇÃO E EXPERIMENTAÇÃO

5.1 Introdução

Objetivando a confirmação do estudo teórico, neste capítulo serão projetadas as duas topologias que compõem a estrutura da fonte de alimentação, com potência nominal de saída de 900 W, com 15 A de corrente de saída. O estágio de entrada deve apresentar elevado fator de potência com reduzido conteúdo harmônico de corrente, além de tensão de saída estável a variações de cargas.

Primeiramente será projetado o conversor elevador, seguido do conversor em ponte completa no estágio CC-CC. Para cada conversor, são apresentados os projetos dos circuitos de potência, resultados das simulações, além dos resultados experimentais obtidos em laboratório. São apresentados os esquemáticos com a lista de componentes dos circuitos implementados em bancada.

É feita a comparação entre os resultados teóricos e experimentais do estudo das perdas e da otimização pela equalização volumétrica, entre os dissipadores e os elementos magnéticos e capacitivos.

5.2 Especificações da fonte de alimentação

Objetivando a conformação da análise desenvolvida, é experimentado um protótipo da fonte de alimentação com as seguintes especificações:

- ✱ Potência de saída= 900 W
- ✱ Tensão de saída = 60 V_{cc}
- ✱ Rendimento esperado ≥ 91 %
- ✱ Tensão de entrada = 220 Vac ± 15 %
- ✱ Frequência da rede = 60 Hz
- ✱ Ondulação na tensão de saída em 120 Hz ≤ 200 mV

5.3 Projeto do conversor elevador

As especificações do conversor elevador como estágio pré-regulador do fator de potência na entrada da fonte de alimentação, são as seguintes:

- ✱ $P_o = 960 \text{ W}$
- ✱ $V_o = 400 \text{ V}$
- ✱ $f_s = 50 \text{ kHz}$
- ✱ $f_r = 60 \text{ Hz}$
- ✱ $\eta = 97 \%$
- ✱ $V_{in_{efnom}} = 220 \text{ V}_{ac}$
- ✱ $V_{in_{efm\acute{a}x}} = 253 \text{ V}_{ac}$
- ✱ $V_{in_{efm\acute{i}n}} = 187 \text{ V}_{ac}$
- ✱ $\Delta I_{Lb} = 20 \% I_{in_{pkm\acute{a}x}}$
- ✱ $\Delta V_{o_{p-p}} = 2 \% V_o$

5.3.1 Grandezas gerais

Valores eficazes

Os valores eficazes das correntes de entrada ficam determinadas pelas seguintes equações:

$$I_{in_{ef}} = \frac{P_o}{\eta \cdot V_{in_{ef}}} = \frac{960}{0,975 \cdot 220} = 4,47 \text{ A} \quad (5.1)$$

$$I_{in_{efm\acute{a}x}} = \frac{P_o}{\eta \cdot V_{in_{efm\acute{i}n}}} = \frac{960}{0,975 \cdot 187} = 5,27 \text{ A} \quad (5.2)$$

$$I_{in_{efm\acute{i}n}} = \frac{P_o}{\eta \cdot V_{in_{efm\acute{a}x}}} = \frac{960}{0,975 \cdot 253} = 3,89 \text{ A} \quad (5.3)$$

Valores de Pico

Os máximos valores das correntes e tensões na entrada do circuito pré-regulador, ficam determinadas a seguir:

$$V_{in_{pk}} = \sqrt{2} \cdot V_{in_{ef}} = \sqrt{2} \cdot 220 = 311,13 \text{ V} \quad (5.4)$$

$$V_{in_{pkm\acute{a}x}} = \sqrt{2} \cdot V_{in_{efm\acute{a}x}} = \sqrt{2} \cdot 253 = 357,8 \text{ V} \quad (5.5)$$

$$V_{in_{pkm\acute{a}x}} = \sqrt{2} \cdot V_{in_{efm\acute{a}x}} = \sqrt{2} \cdot 187 = 264,46 \text{ V} \quad (5.6)$$

$$I_{in_{pk}} = \sqrt{2} \cdot I_{in_{ef}} = \sqrt{2} \cdot 4,47 = 6,32 \text{ A} \quad (5.7)$$

$$I_{in_{pkm\acute{a}x}} = \sqrt{2} \cdot I_{in_{efm\acute{a}x}} = \sqrt{2} \cdot 5,27 = 7,45 \text{ A} \quad (5.8)$$

$$I_{in_{pkmin}} = \sqrt{2} \cdot I_{in_{efmin}} = \sqrt{2} \cdot 3,89 = 5,50 \text{ A} \quad (5.9)$$

Valores Médios

$$I_o = \frac{P_o}{V_o} = \frac{960}{400} = 2,40 \text{ A} \quad (5.10)$$

$$= \frac{V_o}{V_{in_{pkmin}}} = \frac{400}{264,46} = 1,513 \quad (5.11)$$

5.3.2 Diodos retificadores de entrada

Corrente Média

A equação a seguir define a corrente média de entrada para um período da rede.

$$I_{Drin_{med}} = \frac{I_{in_{pkmax}}}{2} = \frac{7,45}{2} = 3,73 \text{ A} \quad (5.12)$$

Corrente Eficaz

$$I_{Drin_{ef}} = \frac{I_{in_{pkmax}}}{2} = \frac{7,45}{2} = 3,73 \text{ A} \quad (5.13)$$

Escolhendo uma ponte retificadora com as seguintes especificações:

- ✱ Ponte Retificadora SKB15/08 - Semikron,
- ✱ $V_{Dr} = 1\text{V} @ I_f = 10 \text{ A}$
- ✱ $R_s = 12 \text{ m}\Omega$
- ✱ $R_{thjc} = 1 \text{ }^\circ\text{C/W}$
- ✱ $R_{thcd} = 0,3 \text{ }^\circ\text{C/W}$

Perdas nos diodos retificadores

As perdas totais nos diodos retificadores ficam assim definidas:

$$P_{Drin} = 4 \left[\frac{V_f I_{in_{pkmax}}}{2} + R_s \left(\frac{I_{in_{pkmax}}}{2} \right)^2 \right] = 4 \cdot \left[\frac{1 \cdot 7,45}{2} + 0,012 \left(\frac{7,45}{2} \right)^2 \right] = 10,15 \text{ W} \quad (5.14)$$

As perdas no circuito retificador de entrada são bastante significativas, da ordem de 1% da potência nominal do circuito.

5.3.3 Diodo Boost

Corrente Média

A corrente média, através do diodo *boost*, é a própria corrente média de saída

$$IDb_{med} = I_o = 2,4 \text{ A} \quad (5.15)$$

Corrente Eficaz

$$IDb_{ef} = 2 \cdot \sqrt{\frac{3}{8}} \cdot I_o = 2 \cdot \sqrt{\frac{3}{8}} \cdot 2,4 = 2,94 \text{ A} \quad (5.16)$$

Tensão Reversa Máxima

$$VDb_{RRM} = V_o + \frac{\Delta V_o}{2} = 400 + 8 = 408 \text{ V} \quad (5.17)$$

Para as grandezas dimensionadas, escolhe-se o diodo MUR 860 da Motorola com as seguintes especificações:

- ✿ $V_{Dr} = 1 \text{ V @ } 100 \text{ }^\circ\text{C e } I_f = 3 \text{ A};$
- ✿ $ID_{m\acute{a}x} = 16 \text{ A}$
- ✿ $VD_{RRM} = 600 \text{ V},$
- ✿ $R_{th_{jc}} = 2,0 \text{ }^\circ\text{C/W - } R_{th_{cd}}: 0,2 \text{ }^\circ\text{C/W}$
- ✿ $ID_{med} = 8 \text{ A}$
- ✿ $trr = 60 \text{ ns}$

Perdas no diodo boost

Assim através da equação (5.18), ficam determinadas as perdas no diodo principal do conversor elevador.

$$P_{Db} = V_{Dr} \cdot I_o + \frac{(VDb_{RRM} \cdot trr)^2}{6 \cdot L_s} f_s = 1 \cdot 2,4 + \frac{(408 \cdot 60ns)^2}{6 \cdot 5 \text{ H}} 50kHz = 3,40 \quad (5.18)$$

5.3.4 Interruptor principal

Muito embora o conversor elevador utilize o circuito de auxílio à comutação, para reduzir as perdas devido ao pico da corrente de recuperação reversa dos diodos, no bloqueio, este apresenta comutação dissipativa.

Corrente Eficaz

$$I_{Sbef(t)} = 2 \cdot I_o \cdot \sqrt{\frac{3 \cdot I_o^2 - 8}{6}} = 2 \cdot 1,513 \cdot 2,4 \cdot \sqrt{\frac{3 \cdot 1,513 - 8}{6 \cdot 1,513}} = 3,40 \text{ A} \quad (5.19)$$

Tensão Máxima

$$V_{Sb} = V_o + \frac{\Delta V_o}{2} = 400 + 8 = 408 \text{ V} \quad (5.20)$$

A partir da definição da corrente eficaz e da tensão média sobre o interruptor, pode-se efetuar a escolha deste. Assim, escolhe-se o interruptor IRFPS37N50A da International Rectifier, com as seguintes especificações:

- * VDSS = 500 V
- * Coss = 400pf @ (entrada)
- * tf = 80 ns
- * RDS(on) = 130 mΩ @ 25 C
- * tr = 98 ns
- * Coss = 221pf @ (bloqueio)
- * ID = 23 A @ tj = 100°C

Perdas

Para a temperatura na junção do interruptor, igual a 100°C.

$$R_{DSon(100^\circ C)} \cong 2 \cdot R_{DSon25^\circ C} = 2 \cdot 0,130 = 0,260 \text{ } \Omega \quad (5.21)$$

$$P_{Sb} = R_{DSonTj} \cdot 2 \cdot I_o^2 \cdot \left(\frac{3 \cdot I_o^2 - 8}{3} \right) + \frac{P_o}{2} \cdot (I_o - 1) \cdot t_f \cdot f_s \quad (5.22)$$

$$P_{Sb} = 0,26 \cdot 2 \cdot 1,513 \cdot (2,4)^2 \left(\frac{3 \cdot 1,513 - 8}{3} \right) + \frac{960}{2} \cdot (1,513 - 1) \cdot 80ns \cdot 50kHz = 3,93W \quad (5.23)$$

5.3.5 Capacitor de saída

O dimensionamento do capacitor de saída não depende da frequência de comutação do conversor, mas sim, da máxima ondulação em 120 Hz, adotada pelo projetista e pela potência do conversor.

Capacitância

$$C_o = \frac{P_o}{2 \cdot f_r \cdot \Delta V_{o_{p-p}} \cdot V_o} = \frac{960}{2 \cdot 60 \cdot 16 \cdot 400} = 398 \text{ F} \quad (5.24)$$

Determinada a capacitância de saída do estágio pré-regulador, escolhe-se o

capacitor: B-43501-A5477-M da Epcos, com as seguintes características:

$$\ast \text{ Co} = 470 \mu\text{F}/450 \text{ V} \quad \ast \text{ Rse} = 290 \text{ m}\Omega \quad \ast \text{ L} = 50 \text{ mm} \quad \ast \text{ d} = 35 \text{ mm}$$

Corrente eficaz

$$I_{Co_{efm\acute{a}x}}^2 = \frac{I_o^2}{2} = \frac{2,4^2}{2} = 2,88 \text{ A} \quad (5.25)$$

Perdas

Assim, as perdas no capacitor de saída ficam determinadas pela equação (5.26).

$$P_{Co} = \frac{R_{se} \cdot I_o^2}{2} = \frac{0,290 \cdot 2,4^2}{2} = 0,84 \text{ W} \quad (5.26)$$

5.3.6 Perdas no resistor de monitoramento

Serão utilizados dez resistores de 1 Ω / 1 W cada, todos em paralelo, resultando numa resistência para o monitoramento da corrente de entrada de 100m Ω que, para o nível de potência da aplicação, é um valor adequado. As perdas nesta resistência ficam assim determinadas:

$$P_{Rsh} = R_{Sh} \cdot I_{in_{ef}}^2 = 0,100 \cdot 4,47^2 = 2 \text{ W} \quad (5.27)$$

5.3.7 Indutor de filtragem de entrada

Densidade de fluxo magnético

Escolhendo o material IP12[®] com os valores dos coeficientes do material, conforme descrito no capítulo 3, determina-se a máxima densidade de fluxo no material para uma perda magnética de 40 mW/cm³.

$$\Delta B_{Lb} = \left(\frac{PV_{n\acute{u}cleo}}{C_m \cdot f_s^x} \right)^{\frac{1}{y}} = \left(\frac{40}{7,9292 \cdot 10^{-3} \cdot 50000^{1,4017}} \right)^{\frac{1}{2,3294}} = 58 \text{ mT} \quad (5.28)$$

Indutância

$$L_b = \frac{0,32 \cdot Vin_{pkm\acute{a}x}}{\Delta I_{Lb} \cdot f_s} = \frac{0,32 \cdot 357,8}{1,49 \cdot 50 \cdot 10^3} \approx 1,538 \text{ mH} \quad (5.29)$$

Escolha do Núcleo

$$A_e \cdot A_w = L_b \cdot \left(\frac{I_{in_{efm\acute{a}x}} \cdot I_{in_{pkm\acute{a}x}}}{K_w \cdot B_{m\acute{a}x_{Lb}} \cdot J_{m\acute{a}x}} \right) \cdot 10^4 = \quad (5.30)$$

$$A_e \cdot A_w = 1,538 \cdot 10^{-3} \cdot \left(\frac{5,27 \cdot 7,45}{0,7 \cdot 0,3 \cdot 400} \right) \cdot 10^4 \approx 7,19 \text{ cm}^4$$

Escolhendo o núcleo E-55/21 material IP-12@80°C da Thornton com os seguintes parâmetros:

- ✱ A_e :3,54 cm²;
- ✱ A_w :2,5 cm²
- ✱ A :3,7 cm;
- ✱ B :1,72 cm;
- ✱ D :1,85 cm;
- ✱ E :2,78 cm;
- ✱ F :2,1 cm;
- ✱ V_e :42,5 cm³;
- ✱ Le :12 cm;
- ✱ hPC :3,7 cm.

Número de Espiras

$$N_{Lb} = L_b \cdot \left(\frac{I_{in_{pkm\acute{a}x}}}{B_{m\acute{a}x_{Lb}} \cdot A_e} \right) \cdot 10^4 = 1,538 \cdot 10^{-3} \cdot \left(\frac{7,45}{0,3 \cdot 3,54} \right) \cdot 10^4 = 108 \text{ espiras} \quad (5.31)$$

Excursão do fluxo

$$\Delta B_{ac_{Lb}} = \frac{L_b \cdot \Delta I_{Lb}}{N_{Lb} \cdot A_e} \cdot 10^4 = \frac{1,538 \cdot 10^{-3} \cdot 1,49}{108 \cdot 3,54} \cdot 10^4 = 0,060 \text{ T} \quad (5.32)$$

Entreferro

$$= \frac{N_{Lb}^2 \cdot \mu_o \cdot A_e}{2 \cdot L_b} \cdot 10^{-2} = \frac{(108)^2 \cdot 4 \cdot 10^{-7} \cdot 3,54}{2 \cdot 1,538 \cdot 10^{-3}} \cdot 10^{-2} = 0,169 \text{ cm} \quad (5.33)$$

Seção dos condutores

$$\Theta_{Lb} = \frac{I_{in_{efm\acute{a}x}}}{J_{m\acute{a}x}} = \frac{5,27}{550} = 0,0096 \text{ cm}^2 \quad (5.34)$$

Condutor elementar

Adota-se o condutor 22 AWG, com as seguintes características:

- ✱ $d_{ce_{Lb}}$: 0,064 cm;
- ✱ $d_{ce_{Lbis}}$: 0,071 cm;

$$\ast \quad \Theta d_{ceLb} : 0,003255 \text{ cm}^2,$$

$$\ast \quad \Theta d_{ceLbis} : 0,004013 \text{ cm}^2.$$

Número de condutores elementares

$$nce_{Lb} = \frac{\Theta L_b}{\Theta d_{ceLb}} = \frac{0,0096}{0,003255} = 3 \quad (5.35)$$

$$\ast \quad d_{coLb} : \quad 0,153 \text{ cm.}$$

Número de camadas

$$N_{C_{Lb}} = \frac{N_{Lb} \cdot d_{coLb}}{h_{PC}} = \frac{108 \cdot 0,152}{3,7} \cong 5 \quad (5.36)$$

Comprimento médio de uma espira

$$MLT_{Lb} = 2 \cdot \left[(F + B) + \cdot \cdot \left(\frac{N_{C_{Lb}} \cdot d_{coLb}}{2} \right) \right] = \quad (5.37)$$

$$2 \cdot \left[(2,1 + 1,72) + \cdot \cdot \left(\frac{5 \cdot 0,152}{2} \right) \right] = 10,03 \text{ cm}$$

Área efetiva ocupada pelo enrolamento

$$A_{CuLb} = N_{Lb} \cdot nce_{Lb} \cdot \Theta d_{ceLb} = 108 \cdot 3 \cdot 0,003255 = 1,055 \text{ cm}^2 \quad (5.38)$$

$$A_{CuLbis} = N_{Lb} \cdot \frac{d_{coLb}^2}{4} = 108 \cdot \frac{0,152^2}{4} = 1,96 \text{ cm}^2 \quad (5.39)$$

Fator de ocupação

$$F_{ocu} = \frac{A_{CuLbis}}{A_w} = \frac{1,96}{2,52} = 0,78 \quad (5.40)$$

Volume de Cobre

$$V_{CuLb} = 1,055 \cdot 10,03 = 10,58 \text{ cm}^3 \quad (5.41)$$

Densidade de corrente efetiva

$$J_{máxLb} = \frac{I_{n_{efmáx}}}{nce_{Lb} \cdot \Theta d_{ceLb}} = \frac{5,27}{3 \cdot 0,003255} = 539,7 \frac{A}{\text{cm}^2} \quad (5.42)$$

Resistência dos enrolamentos

$$cobre(80^{\circ}C) = 1,708 \cdot 10^{-6} \cdot [1 + 0,00393 \cdot (80 - 20)] = 2,1107 \cdot 10^{-6} \Omega \cdot \text{cm} \quad (5.43)$$

$$R_{CCLb} = \frac{4 \cdot t_e \cdot MLT_{Lb} \cdot N_{Lb}}{d_{ceLb}^2 \cdot n_{ceLb}} = \quad (5.44)$$

$$\frac{4 \cdot 2,1107 \cdot 10^{-6} \cdot 10,03 \cdot 108}{(0,064)^2 \cdot 3} = 0,237 \Omega$$

Perdas no cobre

$$PCu_{Lb} = \text{cobre}(80) \cdot V_{CuLb} \cdot J_{máxLb}^2 = 2,1107 \cdot 10^{-6} \cdot 10,58 \cdot (539)^2 = 6,5 \text{ W} \quad (5.45)$$

Perdas no núcleo

$$P_{magLb} = \left[V_e \cdot C_m \cdot f_s^x \cdot \left(\frac{\Delta B_{acLb}}{2} \right)^y \right] \cdot 10^{-3} \quad (5.46)$$

$$= \left[42,5 \cdot 7,9292 \cdot 10^{-3} \cdot (50000)^{1,4017} \cdot \left(\frac{0,06}{2} \right)^{2,3294} \right] \cdot 10^{-3} = 0,368 \text{ W}$$

Perdas no indutor de filtragem

$$P_{Lb} = PCu_{Lb} + P_{magLb} = 6,5 + 0,368 = 6,838 \text{ W} \quad (5.47)$$

Resistência térmica do núcleo

$$R_{thTr} = \frac{59,3}{V_e^{0,544}} = \frac{59,3}{42,5^{0,544}} = 7,71 \frac{^{\circ}C}{W} \quad (5.48)$$

Elevação de temperatura

$$\Delta th_{Lb} = P_{Lb} \cdot R_{thLb} = 6,838 \cdot 7,71 = 52,72^{\circ}C \quad (5.49)$$

5.3.8 Perdas totais no conversor boost

$$P_{Boost} = P_{Drin} + P_{Db} + P_{Sb} + P_{Lb} + P_{Rsh} + P_{Co} = \quad (5.50)$$

$$P_{Boost} = 10,15 + 3,4 + 3,93 + 6,84 + 2 + 0,84 = 27,2 \text{ W}$$

5.3.9 Rendimento teórico

$$\eta_{Boost} = \frac{P_o}{P_{Boost} + P_o} \cdot 100 = \frac{960}{27,2 + 960} \cdot 100 = 97,24\% \quad (5.51)$$

5.4 Projeto do conversor CC-CC

Após a especificação do primeiro estágio de processamento de energia da fonte de alimentação, projeta-se o estágio CC-CC, responsável pela adaptação dos níveis de tensão e isolamento do circuito. É empregada a metodologia apresentada no capítulo anterior, com o objetivo de se comprovar a análise teórica.

5.4.1 Dados de Entrada

As especificações do protótipo do conversor CC-CC como segundo estágio da fonte de alimentação, são as seguintes:

- ✱ $P_o : 900 \text{ W};$
- ✱ $\Delta V_{in\text{-}p\text{-}p} : 16 \text{ V};$
- ✱ $\Delta D : 0,1;$
- ✱ $V_o : 60 \text{ V};$
- ✱ $\Delta V_{O120\text{Hz}} : 200 \text{ mV}_{p\text{-}p};$
- ✱ $V_{Dr} : 1 \text{ V};$
- ✱ $\eta : 0,95;$
- ✱ $V_{O\text{máx}CC} : 62 \text{ V};$
- ✱ $C_m : 0,0079292;$
- ✱ $f_s : 100 \text{ kHz};$
- ✱ $\Delta I_{Lo} : 1,5 \text{ A};$
- ✱ $x : 1,4017,$
- ✱ $V_{in\text{nom}} : 400 \text{ V};$
- ✱ $D_{\text{máx}} : 0,95;$
- ✱ $y : 2,3294$
- ✱ $V_{O\text{min}CC} : 58 \text{ V};$
- ✱ $\Delta V_{DC} : 16 \text{ V (4 \% } V_{in});$

5.4.2 Dimensionamento do transformador

Densidade de fluxo magnético

$$\Delta B_{Tr} = \left(\frac{PV_{\text{núcleo}}}{C_m \cdot f_s^x} \right)^{\frac{1}{y}} = \left(\frac{70}{7,9292 \cdot 10^{-3} \cdot 100000^{1,4017}} \right)^{\frac{1}{2,3294}} = 0,048 \text{ cm}^4 \quad (5.52)$$

Escolha do núcleo

$$A_e \cdot A_w = \frac{P_o}{K_u \cdot K_p \cdot K_t \cdot 2 \cdot \Delta B_{Tr} \cdot J_{\text{máx}} \cdot f_s} \cdot 10^4 \quad (5.53)$$

- ✱ $K_u : 0,4;$
- ✱ $\Delta B_{Tr} : 0,048 \text{ cm}^4;$
- ✱ $K_t : 1;$
- ✱ $J_{\text{máx}} : 350 \text{ A/cm}^2,$
- ✱ $K_p : 0,41;$
- ✱ $\eta : 0,94.$

$$A_e \cdot A_w = \frac{900}{0,94 \cdot 0,4 \cdot 0,41 \cdot 1 \cdot 2 \cdot 0,48 \cdot 350 \cdot 100000} \cdot 10^4 = 17,38 \text{ cm}^4 \quad (5.54)$$

será empregado o núcleo 65-39 material IP12 da Thornton®, com as seguintes especificações:

- ✿ $A_e = 7,98 \text{ cm}^2$;
- ✿ $A_w = 3,7 \text{ cm}^2$;
- ✿ $A = 4,42 \text{ cm}$;
- ✿ $B = 1,93 \text{ cm}$;
- ✿ $D = 2,2 \text{ cm}$;
- ✿ $E = 3,22 \text{ cm}$;
- ✿ $F = 3,99 \text{ cm}$;
- ✿ $V_e = 117,3 \text{ cm}^3$;
- ✿ $Le = 14,7 \text{ cm}$,
- ✿ $ep = 0,35 \text{ cm}$.

Altura da perna central do carretel

$$h_{PC} = 2 \cdot (D - ep) = 2 \cdot (2,2 - 0,35) = 3,7 \text{ cm} \quad (5.55)$$

Relação de transformação

$$n = \frac{N_s}{N_p} = \left[\frac{(V_{O_{máx}} + V_{Dr})}{(V_{in_{mín}} - V_{Dr}) \cdot (D_{máx} - \Delta D)} \right] = \frac{(62 + 1)}{(392 - V1) \cdot (0,95 - 0,1)} = 0,190 \quad (5.56)$$

Número de espiras do primário

$$N_p = \frac{V_{in_{mín}}}{2 \cdot A_e \cdot \Delta B_{Tr} \cdot f_s} \cdot 10^4 = \frac{392}{2 \cdot 7,98 \cdot 0,048 \cdot 100000} \cdot 10^4 \cong 51 \text{ espiras} \quad (5.57)$$

Número de espiras do secundário

$$N_s = N_p \left[\frac{(V_{O_{máx}} + V_{Dr})}{(V_{in_{mín}} - V_{Dr}) \cdot (D_{máx} - \Delta D)} \right] = 51 \frac{(62 + 1)}{(392 - V1) \cdot (0,95 - 0,1)} = 9,69 \quad (5.58)$$

Ao ajustar N_s para 9 ou para 10 espiras, a relação N_s/N_p muda muito, comprometendo a manutenção da relação de transformação nominal, assim fazendo $N_p = 48$

$$N_s = 48 \cdot \frac{(62 + 1)}{(392 - 1) \cdot (0,95 - 0,1)} \cong 9 \quad (5.59)$$

Fez-se esse ajuste no número de espiras de 52 para 48 para manutenção da relação transformação, próxima da nominal, conforme apresentado no capítulo 4. Sacrifica-se um pouco as perdas no núcleo, porém, tem-se uma diminuição no número de

espiras , volume de cobre, fator de ocupação e indutância de dispersão.

$$\Delta B_{Tr} = \frac{Vin_{min}}{2 \cdot A_e \cdot N_p \cdot f_s} \cdot 10^4 = \frac{392}{2 \cdot 7,98 \cdot 48 \cdot 100000} \cdot 10^4 \cong 0,052 \text{ Tesla} \quad (5.60)$$

Seção de cobre

$$\Theta_{pri} = \frac{I_o \cdot n}{J_{máx}} = \frac{15 \cdot 0,19}{350} = 0,0081 \text{ cm}^2 \quad (5.61)$$

Emprega-se fita de cobre para o enrolamento dos secundários, com as seguintes dimensões:

$$\ast \quad d_f = 0,02 \text{ cm}; \quad \ast \quad d_{fis} = 0,03 \text{ cm}, \quad \ast \quad L_f = 3,5 \text{ cm}.$$

$$\Theta_{fita} = d_f \cdot L_f = 0,02 \cdot 3,5 = 0,07 \text{ cm}^2 \quad (5.62)$$

$$\Theta_{fita_{iso}} = d_{fis} \cdot L_f = 0,03 \cdot 3,5 = 0,105 \text{ cm}^2 \quad (5.63)$$

Condutor elementar

$$dce_{ideal} = \frac{14,62}{\sqrt{I_s}} = \frac{14,62}{\sqrt{100000}} = 0,046 \frac{\text{cm}}{\sqrt{\text{Hz}}} \quad (5.64)$$

$$\ast \quad dce_{ideal} = 0,046 \text{ cm};$$

Escolhe-se o condutor 23 AWG [5].

$$\ast \quad dce = 0,057 \text{ cm} \quad \ast \quad \Theta dce = 0,002582 \text{ cm}, \quad \ast \quad dce_{is} = 0,064 \quad \ast \quad \Theta dce_{is} = 0,003221.$$

Número de condutores elementares

$$n_{cepri} = \frac{\Theta_{pri}}{\Theta dce} = \frac{0,008036}{0,002582} = 3 \quad (5.65)$$

Número de camadas dos enrolamentos

$$\ast \quad dco_{pri(3)} = 0,138 \text{ cm [17]}.$$

$$Nc_{prim} = \frac{h_{PC}}{(N_p \cdot d_{copri})} = \frac{3,7}{48 \cdot 0,138} = 2 \quad (5.66)$$

Nos enrolamentos secundários, cada espira enrolada é uma camada, assim:

$$Nc_{sec} = 2 \cdot Ns = 2 \cdot 9 = 18 \quad (5.67)$$

Comprimento médio de uma espira

$$\begin{aligned}
 MLT_{pri} &= 2 \cdot \left[(F + B) + \left(\frac{N_{C_{prim}} \cdot d_{copri}}{2} \right) \right] \\
 &= 2 \cdot \left[(3,99 + 1,93) + \left(\frac{2 \cdot 0,138}{2} \right) \right] = 12,71 \text{ cm}
 \end{aligned} \tag{5.68}$$

$$MLT_{sec} = 2 \cdot (3,99 + 1,93) + 2 \cdot \left[\frac{18 \cdot 0,03}{2} + (2 \cdot 0,138) \right] = 15,27 \text{ cm} \tag{5.69}$$

Área efetiva ocupada pelo enrolamento primário

$$A_{Cupri} = N_p \cdot n_{ce_{pri}} \cdot \Theta d_{ce} = 48 \cdot 3 \cdot 0,002582 = 0,372 \text{ cm}^2 \tag{5.70}$$

$$A_{Cupris} = N_p \cdot \frac{d_{copri}^2}{4} = 48 \cdot \frac{(0,138)^2}{4} = 0,718 \text{ cm}^2 \tag{5.71}$$

Área efetiva ocupada pelos enrolamentos secundários

$$A_{Cu_{sec}} = 2 \cdot N_s \cdot \Theta_{fita} = 2 \cdot 9 \cdot 0,07 = 1,26 \text{ cm}^2 \tag{5.72}$$

$$A_{Cu_{secis}} = 2 \cdot N_s \cdot \Theta_{fita_{iso}} = 2 \cdot 9 \cdot 0,105 = 1,89 \text{ cm}^2 \tag{5.73}$$

Área de cobre total no transformador

$$A_{Cu} = A_{Cupri} + A_{Cu_{sec}} = 0,372 + 1,26 = 1,63 \text{ cm}^2 \tag{5.74}$$

$$A_{Cuis} = A_{Cupris} + A_{Cu_{secis}} = 0,718 + 1,89 = 2,61 \text{ cm}^2 \tag{5.75}$$

Fator de ocupação

$$F_{ocu} = \frac{A_{Cuis}}{A_w} = \frac{2,61}{3,7} = 0,71 \tag{5.76}$$

Volume de cobre

$$VCu_{pri} = A_{Cupri} \cdot MLT_{pri} = 0,372 \cdot 12,71 = 4,73 \text{ cm}^3 \tag{5.77}$$

$$VCu_{sec} = A_{Cu_{sec}} \cdot MLT_{sec} = 1,26 \cdot 15,27 = 19,24 \text{ cm}^3 \tag{5.78}$$

Densidade de corrente efetiva

$$J_{m\acute{a}x_{pri}} = \frac{I_o \cdot n}{n_{ce_{pri}} \cdot \Theta d_{ce}} = \frac{15 \cdot 0,19}{3 \cdot 0,002582} = 367,93 \frac{\text{A}}{\text{cm}^2} \tag{5.79}$$

$$J_{\text{máx}_{\text{sec}}} = \frac{I_o}{\sqrt{2} \cdot \Theta_{\text{fita}}} = \frac{15}{\sqrt{2} \cdot 0,07} = 151,52 \frac{\text{A}}{\text{cm}^2} \quad (5.80)$$

Resistência dos enrolamentos

$$R_{CC_{\text{pri}}} = \frac{4 \cdot t_e \cdot MLT_{\text{pri}} \cdot N_p}{d_{\text{ce}}^2 \cdot n_{\text{ce}_{\text{pri}}}} = \frac{4 \cdot 2,111 \cdot 10^{-6} \cdot 12,71 \cdot 48}{(0,057)^2 \cdot 3} = 0,168 \Omega \quad (5.81)$$

$$R_{CC_{\text{sec}}} = \frac{t_e \cdot MLT_{\text{sec}} \cdot N_s}{\Theta_{\text{fita}}} = \frac{2,111 \cdot 10^{-6} \cdot 15,27 \cdot 9}{0,07} = 0,00414 \Omega \quad (5.82)$$

Perdas no cobre

$$PCu_{Tr} = t_e \cdot \left[VCu_{\text{pri}} \cdot (J_{\text{máx}_{\text{pri}}})^2 + VCu_{\text{sec}} \cdot (J_{\text{máx}_{\text{sec}}})^2 \right] = \quad (5.83)$$

$$= 2,111 \cdot 10^3 \cdot \left[4,73 \cdot (367,93)^2 + 19,24 \cdot (151,52)^2 \right] = 2,28 \text{ W}$$

$$PCu_{Tr} = R_{CC_{\text{pri}}} \cdot \left(\frac{I_o \cdot n}{\sqrt{2}} \right)^2 = 0,168 \cdot \left(\frac{15 \cdot 0,19}{\sqrt{2}} \right)^2 = 2,3 \text{ W} \quad (5.84)$$

Perdas no núcleo

$$P_{\text{mag}_{Tr}} = [Ve \cdot Cm \cdot fs^x \cdot (\Delta B_{\text{ac}_{Tr}})^y] \cdot 10^{-3} = \quad (5.85)$$

$$= [117,3 \cdot 7,9292 \cdot 10^{-3} \cdot (100000)^{1,4017} \cdot (0,052)^y] \cdot 10^{-3} = 9,68 \text{ W}$$

Perdas no transformador

$$P_{Tr} = PCu_{Tr} + P_{\text{mag}_{Tr}} = 2,28 + 9,68 = 11,96 \text{ W} \quad (5.86)$$

Resistência térmica do núcleo

$$R_{th_{Tr}} = \frac{59,3}{V_e^{0,544}} = \frac{59,3}{117,3^{0,544}} = 4,44 \frac{^{\circ}\text{C}}{\text{W}} \quad (5.87)$$

Elevação de temperatura

$$\Delta th_{\text{Trafo}} = P_{\text{Trafo}} \cdot R_{th} = 11,96 \cdot 4,44 = 53,1 \text{ } ^{\circ}\text{C} \quad (5.88)$$

Nota-se que a elevação de temperatura ficou acima do limite de 40 °C. Em parte, isso ocorreu pela adoção de uma densidade de fluxo $\Delta B_{\text{ac}_{Tr}}$ maior que aquela tida como limite. Como salientado anteriormente, isso ocorreu pela opção em manter o fator de ocupação dentro de uma patamar que torne o transformador factível de ser montado;

fatalmente, utilizando o número de espiras calculado, a ocupação seria maior, conseqüentemente, a mudança para um núcleo de maior perfil teria que ser feita.

5.4.3 Dimensionamento do indutor ressonante

Densidade de fluxo magnético

$$\Delta B_{Lr} = \left(\frac{PV_{\text{núcleo}}}{C_m \cdot f_s^x} \right)^{\frac{1}{y}} = \left(\frac{70}{7,9292 \cdot 10^{-3} \cdot 100000^{1,4017}} \right)^{\frac{1}{2,3294}} = 0,048 \text{ cm}^4 \quad (5.89)$$

Indutância L_r

$$L_{r\text{Teórica}} = \frac{\Delta_D \cdot Vin_{\text{min}}}{4 \cdot f_s \cdot I_o \cdot n} = \frac{0,1 \cdot 392}{4 \cdot 100000 \cdot 15 \cdot 0,19} = 34,39 \text{ H} \quad (5.90)$$

* $L_{\text{dispri}} = 6,92 \text{ } \mu\text{H}$.

$$L_r = L_{r\text{teórica}} - L_{\text{dispri}} = 34,39 - 6,92 = 27,47 \text{ H} \quad (5.91)$$

Escolha do núcleo

* $\Delta I_{Lo} = 1,5 \text{ A}$ * $K_w = 0,7$. * $J_{\text{máx}} = 550 \text{ A/cm}^2$.

O núcleo é escolhido através da expressão:

$$A_e \cdot A_w = \left[L_r \cdot \frac{\left(I_o + \frac{\Delta I_{Lo}}{2} \right) \cdot I_o \cdot n^2}{K_w \cdot \Delta B_{Lr} \cdot J_{\text{máx}}} \right] \cdot 10^4 = \quad (5.92)$$

$$A_e \cdot A_w = \left[27,47 \cdot 10^{-6} \cdot \frac{\left(15 + \frac{1,5}{2} \right) \cdot 15 \cdot (0,19)^2}{0,7 \cdot 0,048 \cdot 550} \right] \cdot 10^4 = 0,126 \text{ cm}^4$$

Escolhe-se o núcleo 30-14, material IP12® da Thornton, com os seguintes dados de entrada:

* $A_e = 1,2 \text{ cm}^2$; * $A_w = 0,8 \text{ cm}^2$;
 * $A = 1,95 \text{ cm}$; * $B = 0,72 \text{ cm}$;
 * $D = 0,97 \text{ cm}$; * $E = 1,5 \text{ cm}$;
 * $F = 1,46 \text{ cm}$; * $Ve = 8 \text{ cm}^3$;
 * $Le = 6,7 \text{ cm}$, * $ep = 0,12 \text{ cm}$

Altura da perna central do carretel

$$h_{PC} = 2 \cdot (D - ep) = 2 \cdot (0,97 - 0,12) = 1,7 \text{ cm} \quad (5.93)$$

Número de espiras

$$N_{Lr} = \left[L_r \cdot \frac{\left(I_o + \frac{\Delta I_o}{2} \right) \cdot n}{\Delta B_{acLr} \cdot A_e} \right] \cdot 10^4 = \left[27,47 \cdot 10^{-6} \cdot \frac{\left(15 + \frac{1,5}{2} \right) \cdot 15 \cdot 0,19}{0,048 \cdot 1,2} \right] \cdot 10^4 \cong 13 \quad (5.94)$$

Recalculando o valor da variação da densidade de fluxo, para atender ao requisito de enrolamento de única camada:

$$\Delta B_{Lr} = \left[27,47 \cdot 10^{-6} \cdot \frac{\left(15 + \frac{1,5}{2} \right) \cdot 0,19}{13 \cdot 1,2} \right] \cdot 10^4 \cong 0,053 \quad (5.95)$$

Entreferro

$$= \frac{N_{Lr}^2 \cdot \mu_o \cdot A_e}{2 \cdot L_r} \cdot 10^{-2} = \left[\frac{(13)^2 \cdot 4 \cdot 10^{-7} \cdot 1,2}{2 \cdot 27,47 \cdot 10^{-6}} \right] \cdot 10^{-2} = 0,046 \text{ cm} \quad (5.96)$$

Seção dos condutores

$$\Theta_{Lr} = \frac{I_o \cdot n}{J_{\text{máx}}} = \frac{15 \cdot 0,19}{550} = 0,005182 \text{ cm}^2 \quad (5.97)$$

Especificação do condutor elementar

$$d_{ce_{ideal}} = \frac{14,62}{\sqrt{I_s}} = \frac{14,62}{\sqrt{100000}} = 0,046 \frac{\text{cm}}{\sqrt{\text{Hz}}} \quad (5.98)$$

✱ $d_{ce_{ideal}} = 0,046 \text{ cm}$;

Escolhe-se o condutor 23 AWG.

✱ $d_{ce} = 0,057 \text{ cm}$;

✱ $d_{ce_{Lris}} = 0,064$;

✱ $\Theta_{d_{ce_{Lr}}} = 0,002582 \text{ cm}$,

✱ $\Theta_{d_{ce_{Lris}}} = 0,003221$.

Número de condutores elementares

$$n_{ce_{Lr}} = \frac{\Theta_{Lr}}{\Theta_{d_{ce}}} = \frac{0,005182}{0,002582} = 2 \quad (5.99)$$

Número de camadas dos enrolamentos

- ✿ $d_{co_{pri(3)}} : 0,138 \text{ cm}$ [17].

$$N_{c_{Lr}} = \frac{(N_p \cdot d_{copri})}{h_{PC}} = \frac{13 \cdot 0,138}{1,7} \cong 1 \quad (5.100)$$

- ✿ Se $N_c \leq 1$, o núcleo é adequado, caso contrário, deve-se escolher um núcleo maior e efetuar todos os procedimentos, até que a condição de única camada seja atingida.

Comprimento médio de uma espira

- ✿ $d_{co_{Lr(2)}} : 0,142 \text{ cm}$

$$MLT_{Lr} = 2 \cdot \left[(F + B) + \left(\frac{N_{c_{Lr}} \cdot d_{co_{Lr}}}{2} \right) \right] = \quad (5.101)$$

$$MLT_{Lr} = 2 \cdot \left[(1,46 + 0,72) + \left(\frac{1 \cdot 0,142}{2} \right) \right] = 4,81$$

Área efetiva ocupada pelo enrolamento

$$A_{Cu_{Lr}} = N_{Lr} \cdot n_{ce_{Lr}} \cdot \Theta d_{ce_{Lr}} = 13 \cdot 2 \cdot 0,002582 = 0,067 \quad (5.102)$$

$$A_{Cu_{Lris}} = N_{Lr} \cdot \frac{d_{co_{Lr}^2}}{4} = 13 \cdot \frac{0,142^2}{4} = 0,209 \quad (5.103)$$

Fator de ocupação

$$F_{ocu} = \frac{A_{Cu_{Lris}}}{A_W} = \frac{0,209}{0,8} = 0,261 \quad (5.104)$$

Volume de Cobre

$$V_{Cu} = A_{Cu_{Lr}} \cdot MLT = 0,067 \cdot 4,81 = 0,323 \text{ cm}^3 \quad (5.105)$$

Densidade de corrente efetiva

$$J_{máx_{Lr}} = \frac{I_o \cdot n}{\sqrt{2} \cdot n_{ce_{Lr}} \cdot \Theta d_{ce_{Lr}}} = \frac{15 \cdot 0,19}{\sqrt{2} \cdot 2 \cdot 0,002582} = 390,25 \frac{\text{A}}{\text{cm}^2} \quad (5.106)$$

Resistência dos enrolamentos

$$R_{CCLr} = \frac{4 \cdot \rho_{te} \cdot MLT_{Lr} \cdot N_{Lr}}{d_{ce_{Lr}}^2 \cdot n_{ce_{Lr}}} = \frac{4 \cdot 2,111 \cdot 10^{-6} \cdot 4,81 \cdot 13}{(0,057)^2 \cdot 2} = 0,026 \Omega \quad (5.107)$$

Perdas no cobre

$$PCu_{Lr} = k_{te} \cdot V_{CuLr} \cdot J_{máxLr}^2 = 2,111 \cdot 10^{-6} \cdot 0,323 \cdot (390,25)^2 = 0,104 \text{ W} \quad (5.108)$$

$$PCu_{Lr} = R_{CCLr} \cdot \left(\frac{I_o \cdot n}{\sqrt{2}} \right)^2 = 0,026 \cdot \left(\frac{15 \cdot 0,19}{\sqrt{2}} \right)^2 = 0,105 \text{ W} \quad (5.109)$$

Perdas no núcleo

$$P_{magLr} = [V_e \cdot C_m \cdot f_s^x \cdot (\Delta B_{acLr})^y] \cdot 10^{-3} = \quad (5.110)$$

$$P_{magLr} = [8 \cdot 7,9292 \cdot 10^{-3} \cdot (100000)^{1,4017} \cdot (0,053)^{2,3294}] \cdot 10^{-3} = 0,69 \text{ W}$$

Perdas no indutor ressonante

$$P_{Lr} = PCu_{Lr} + P_{magLr} = 0,105 + 0,69 = 0,795 \text{ W} \quad (5.111)$$

Resistência térmica do núcleo

$$R_{thLr} = \frac{59,3}{V_e^{0,544}} = \frac{59,3}{8^{0,544}} = 19,13 \frac{^{\circ}C}{W} \quad (5.112)$$

Elevação de temperatura

$$\Delta th_{Lr} = P_{Lr} \cdot R_{thLr} = 0,795 \cdot 19,13 = 15,21 \text{ } ^{\circ}C \quad (5.113)$$

5.4.4 Dimensionamento do indutor de filtragem da saída**Densidade de fluxo magnético**

$$\Delta B_{Lo} = \left(\frac{PV_{núcleo}}{C_m (2f_s)^x} \right)^{\frac{1}{y}} = \left(\frac{40}{7,9292 \cdot 10^{-3} (200000)^{1,4017}} \right)^{\frac{1}{2,3294}} = 0,025 \text{ tesla} \quad (5.114)$$

Indutância L_o

$$D_{mín} = \frac{V_{o_{mín}} + V_{Dr}}{n \cdot V_{in_{máx}}} = \frac{58 + 1}{0,19 \cdot 408} = 0,776 \quad (5.115)$$

$$L_o = \frac{(V_{o_{máx}} - v_f) \cdot (1 - D_{mín})}{2 \cdot f_s \cdot \Delta i L_{o_{máx}}} = \frac{(62 - 1) \cdot (1 - 0,76)}{200000 \cdot 1,5} = 48,8 \cdot 10^{-6} \quad (5.116)$$

$$B_{ccLo} = B_{máxLo} - \frac{\Delta B_{acLo}}{2} = 0,30 - \frac{0,025}{2} = 0,2875$$

Escolha do núcleo

$$I_{Lo_{ef}} = \sqrt{I_o^2 + \Delta I_{Lo}^2} = \sqrt{(15)^2 + (1,5)^2} = 15,075 \text{ A} \quad (5.117)$$

$$AeAw = \frac{L_o \cdot (\Delta I_{Lo} + I_o) \cdot I_{Lo_{ef}}}{Kw \cdot B_{máxLo} \cdot J_{máx}} \cdot 10^4 = \quad (5.118)$$

$$AeAw = \frac{48,8 \cdot 10^{-6} \cdot (1,5 + 15) \cdot 15,075}{0,7 \cdot 0,3 \cdot 350} \cdot 10^4 = 1,65 \text{ cm}^4$$

Escolhe-se o núcleo 42-20, material IP12® da Thornton, com os seguintes dados de entrada:

- ✱ Ae = 2,4 cm²;
- ✱ Aw = 1,57 cm²;
- ✱ A = 2,95 cm;
- ✱ B = 1,22 cm,;
- ✱ D = 1,48 cm;
- ✱ E = 2,12 cm;
- ✱ F = 2 cm;
- ✱ Ve = 23.3 cm³;
- ✱ Le = 9,7 cm,
- ✱ ep = 0,185.

Altura da perna central do carretel

$$h_{PC} = 2 \cdot (D - ep) = 2 \cdot (1,48 - 0,185) = 2,59 \text{ cm} \quad (5.119)$$

Número de espiras

O número de espiras do indutor de filtragem fica definido pela expressão:

$$N_{Lo} = L_o \cdot \frac{I_{Lopk}}{B_{máxLo} \cdot Ae} \cdot 10^4 = 48,8 \cdot 10^{-6} \cdot \frac{\left(I_o + \frac{\Delta I_{Lo}}{2}\right)}{0,3 \cdot 2,4} 10^4 \cong 11 \text{ espiras} \quad (5.120)$$

$$\Delta B_{acLo} = \frac{L_o \cdot \Delta I_{Lo}}{N_{Lo} \cdot Ae} = 48,8 \cdot 10^{-6} \cdot \frac{1,5}{11 \cdot 2,4} 10^4 = 0,027 \text{ Tesla} \quad (5.121)$$

$$B_{Lo_{cc}} = B_{máxLo} - \frac{\Delta B_{acLo}}{2} = 0,3 - \frac{0,027}{2} = 0,287 \text{ Tesla} \quad (5.122)$$

Entreferro

$$= \frac{N_{Lo}^2 \cdot L_o \cdot Ae}{2 \cdot L_o} \cdot 10^{-2} = \frac{(11)^2 \cdot 4 \cdot 2,4}{2 \cdot 48,8 \cdot 10^{-6}} \cdot 10^{-2} = 0,034 \text{ cm} \quad (5.123)$$

Seção dos condutores

$$\Theta_{Lo} = \frac{I_{Loef}}{J_{m\acute{a}x}} = \frac{15,075}{350} = 0,043 \text{ cm}^2 \quad (5.124)$$

Condutor elementar

Escolhe-se o condutor 23 AWG.

- ✱ $d_{ceLo} = 0,057 \text{ cm};$
- ✱ $d_{ceLois} = 0,064 \text{ cm};$
- ✱ $\Theta d_{ceLo} = 0,002582 \text{ cm}^2,$
- ✱ $\Theta d_{ceLois} = 0,003221 \text{ cm}^2.$

Número de condutores elementares

$$nce_{Lo} = \frac{\Theta_{Lo}}{\Theta d_{ceLo}} = \frac{0,043}{0,002582} = 17 \quad (5.125)$$

Número de camadas

- ✱ $d_{coLo(17)} = 0,32 \text{ cm [17].}$

$$N_{C_{Lo}} = \frac{N_{Lo} \cdot d_{coLo}}{h_{PCLo}} = \frac{11 \cdot 0,32}{2,59} = 2 \quad (5.126)$$

Comprimento médio de uma espira

$$MLT_{Lo} = 2 \cdot \left[(F + B) + \cdot \cdot \left(\frac{N_{C_{Lo}} \cdot d_{coLo}}{2} \right) \right] = \quad (5.127)$$

$$MLT_{Lo} = 2 \cdot \left[(2 + 1,22) + \cdot \cdot \left(\frac{2 \cdot 0,32}{2} \right) \right] = 8,45 \text{ cm}$$

Área efetiva ocupada pelo enrolamento

$$A_{CuLo} = N_{Lo} \cdot nce_{Lo} \cdot \Theta d_{ceLo} = 11 \cdot 17 \cdot 0,002582 = 0,483 \text{ cm}^2 \quad (5.128)$$

$$A_{CuLois} = N_{Lo} \cdot \frac{d_{coLo}^2}{4} = 11 \cdot \frac{(0,32)^2}{4} = 0,885 \text{ cm}^2 \quad (5.129)$$

Fator de ocupação

$$F_{ocu} = \frac{A_{CuLois}}{A_W} = \frac{0,885}{1,57} = 0,564 \quad (5.130)$$

Volume de Cobre

$$V_{CuLo} = A_{CuLo} \cdot MLT_{Lo} = 0,483 \cdot 8,45 = 4,08 \text{ cm}^3 \quad (5.131)$$

Densidade de corrente efetiva

$$J_{máxLo} = \frac{ILO_{ef}}{nce_{Lo} \cdot \Theta dce_{Lo}} = \frac{15,075}{17 \cdot 0,002582} = 343,44 \frac{\text{A}}{\text{cm}^2} \quad (5.132)$$

Resistência dos enrolamentos

$$R_{CCLo} = \frac{4 \cdot t_e \cdot MLT_{Lo} \cdot N_{Lo}}{d_{ceLo}^2 \cdot nce_{Lo}} = \frac{4 \cdot 2,111 \cdot 10^{-6} \cdot 8,41 \cdot 11}{(0,057)^2 \cdot 17} = 0,00453 \quad (5.133)$$

Perdas no cobre

$$PCu_{Lo} = t_e \cdot V_{CuLo} \cdot J_{máxLo}^2 = 2,111 \cdot 10^{-6} \cdot 4,08 \cdot (343,44)^2 = 1,02 \text{ W} \quad (5.134)$$

$$PCu_{Lor} = R_{CCLo} \cdot ILO_{ef}^2 = 0,004523 \cdot (15,075)^2 \quad (5.135)$$

Perdas no núcleo

$$P_{magLo} = \left[V_e \cdot C_m \cdot (2 \cdot f_s)^x \cdot \left(\frac{\Delta B_{acLo}}{2} \right)^y \right] \cdot 10^{-3} \quad (5.136)$$

$$= \left[23,3 \cdot 7,9292 \cdot 10^{-3} \cdot (2 \cdot 100000)^{1,4017} \cdot \left(\frac{0,027}{2} \right)^{2,3294} \right] \cdot 10^{-3} = 0,441 \text{ W}$$

Perdas no indutor de filtragem

$$P_{Lo} = PCu_{Lo} + P_{magLo} = 1,02 + 0,441 = 1,443 \quad (5.137)$$

Resistência térmica do núcleo

$$R_{thLo} = \frac{59,3}{V_e^{0,544}} = \frac{59,3}{23,3^{0,544}} = 10,69 \frac{^\circ\text{C}}{\text{W}} \quad (5.138)$$

Elevação de temperatura

$$\Delta th_{Lo} = P1 \cdot R_{thLo} = 1,02 \cdot 10,69 = 12,82 \text{ }^\circ\text{C} \quad (5.139)$$

5.4.5 Perdas nos interruptores principais

Corrente Eficaz

$$I_{SF\text{Befmáx}} = I_o \cdot n \cdot \sqrt{\frac{D_{\text{máx}}}{2}} = 15 \cdot 0,19 \cdot \sqrt{\frac{0,95}{2}} = 1,96A \quad (5.140)$$

Tensão máxima

$$V_{Sb} = V_o + \frac{\Delta V_o}{2} = 400 + 8 = 408 \text{ V} \quad (5.141)$$

A partir da definição da corrente eficaz e da tensão média sobre o interruptor pode-se efetuar a escolha deste. Assim escolhe-se o interruptor IRFPS37N50a da International Rectifier, com os seguintes especificações:

- ✱ VDSS = 500 V
- ✱ ID = 23 A @ tj = 100°C
- ✱ RDS(on) = 130 mΩ @ 25 C
- ✱ tr = 98 ns
- ✱ tf = 80 ns
- ✱ Coss = 221pf @ (bloqueio)
- ✱ Coss = 400pf @ (entrada)

Perdas

Para a temperatura na junção do interruptor, igual a 100°C.

$$R_{DSon(100^\circ C)} \cong 2 \cdot R_{DSon25^\circ C} = 2 \cdot 0,130 = 0,260 \Omega \quad (5.142)$$

$$P_{Mcond} = 2 \cdot R_{DSon(tj)} \cdot (I_o \cdot n)^2 \cdot D_{\text{máx}} = 2 \cdot 0,219 \cdot (15 \cdot 0,19)^2 \cdot 0,95 = 4,013 \text{ W} \quad (5.143)$$

5.4.6 Perdas no circuito de desacoplamento CC

Capacitor de bloqueio de nível CC

$$C_{DC} = \frac{n \cdot I_o}{2 \cdot f_s \cdot \Delta V_c} = \frac{0,19 \cdot 15}{2 \cdot 100000 \cdot 16} \cong 820 \text{ nF} \quad (5.144)$$

Será empregado capacitor de poliéster de 820 nF/630V

Resistor de amortecimento

$$R_{DC} = \frac{V_{in\text{mín}}}{n \cdot I_o \cdot D_{\text{máx}}} = \frac{392}{0,19 \cdot 15 \cdot 0,95} \cong 150\Omega \quad (5.145)$$

Perdas

$$P_{DC} \cong \frac{\Delta V_C^2}{R_{CC}} = \frac{(16)^2}{150} = 1,71 \text{ W}$$

5.4.7 Perdas nos diodos retificadores de saída**Corrente média**

$$ID_{r_{med}} = \frac{I_o}{2} = \frac{15}{2} = 7,5 \text{ A}$$

Tensão máxima

$$VD_{r_{RRM}} = 2 \cdot Vin_{m\acute{a}x} \cdot n = 2 \cdot 404 \cdot 0,19 = 153,52 \text{ V} \quad (5.146)$$

Para as grandezas dimensionadas, escolhe-se o diodo MUR 1540 da Motorola com as seguintes especificações:

- ✱ $V_f = 0,9 \text{ V @ } 100 \text{ }^\circ\text{C}$, $I_f = 10 \text{ A}$; ✱ $VD_{r_{RRM}} = 400 \text{ V}$, ✱ $ID_{med} = 8 \text{ A}$
- ✱ $R_{th_{jc}} = 1,5 \text{ }^\circ\text{C/W}$ - $R_{th_{cd}}: 0,2 \text{ }^\circ\text{C/W}$ ✱ $ID_{m\acute{a}x} = 15 \text{ A}$ ✱ $trr = 60 \text{ ns}$

Perdas totais

$$P_{Dro} = V_f \cdot I_o + \frac{(VD_{ro_{RRM}} \cdot trr)^2}{3 \cdot L_{dis_{pri}} \cdot n^2} \cdot f_s =$$

$$P_{Dro} = 0,9 \cdot 15 + \frac{(153,52 \cdot 60 \cdot 10^{-9})^2}{3 \cdot 6,92 \cdot 10^{-6} \cdot (0,19)^2} \cdot 100000 = 24,82 \text{ W}$$

5.4.8 Perdas no capacitor de saída**Capacitância**

$$C_o = \frac{\Delta I_{Lo}}{8 \cdot f_s \cdot \Delta V_o} = \frac{1,5}{8 \cdot 100000 \cdot 0,200} = 9,38 \text{ F} \quad (5.147)$$

Rse

$$R_{se_{m\acute{a}x}} = \frac{\Delta V_o}{\Delta I_{Lo}} = \frac{\Delta V_o}{\Delta I_{Lo}} = \frac{0,200}{1,5} = 0,133 \text{ } \Omega \quad (5.148)$$

Escolhe-se o capacitor B41856-A8108-M, com as seguintes especificações:

- ✱ C : 63 V/ 1000µF;
- ✱ Rse : 0,130 Ω;
- ✱ L : 3,5 cm,
- ✱ d:1,8 cm.

Perdas

$$P_{Co} = Rse_{m\acute{a}x} \cdot \Delta I_{Lo}^2 = 0,130 \cdot (1,5)^2 = 0,300 \text{ W} \tag{5.149}$$

5.4.9 Perdas no resistor de monitoramento da corrente de saída

Devido a elevada corrente de saída, opta-se pela escolha de um resistor com baixa resistência. Assim, escolhe-se: resistor shunt A-N - R010 - F1 - K1 - 0.1, da Isabellenhütte, R = 10 mΩ/ 3W.

$$P_{Rsh} = Rsh \cdot I_o^2 = 0,010 \cdot (15)^2 = 2,25 \text{ W} \tag{5.150}$$

5.4.10 Perdas totais no conversor FB-ZVS-PWM-PS

$$P_{FB} = 11,96 + 0,795 + 1,20 + 4,013 + 24,82 + 1,71 + 0,3 + 2,25 = 47,05 \text{ W} \tag{5.151}$$

5.4.11 Rendimento teórico

$$P_{FB} = \frac{P_o}{P_{FB} + P_o} \cdot 100 = \frac{900}{47,05 + 900} \cdot 100 = 95,03\% \tag{5.152}$$

5.4.12 Cálculo térmico

Como se deseja utilizar um perfil dissipador que possa servir de base de sustentação mecânica para o protótipo, o dissipador será determinado de modo a assegurar que todos os semicondutores da fonte de alimentação estejam protegidos contra aquecimento excessivo. Assim, após a determinação das perdas nos semicondutores do estágio CA-CC e do estágio CC-CC, determina-se então o dissipador único para os semicondutores da fonte de alimentação.

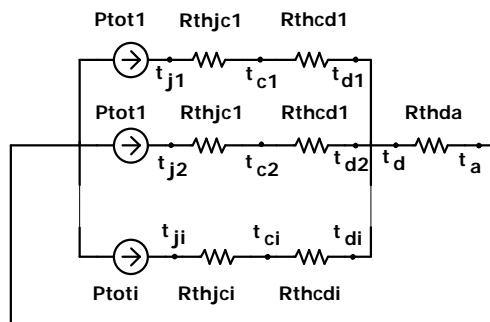


Fig. 5.1 – Diagrama de resistências térmicas para vários dispositivos discretos [40].

A partir da Fig. 5.1, onde são representados os semicondutores dispostos em um único dissipador, escolhe-se uma temperatura máxima para a junção dos componentes e calcula-se a temperatura do dissipador para os "i" semicondutores, através da equação (5.153).

Adotando 100 °C como sendo a temperatura máxima da junção,

$$T_{di} = T_{ji} - P_{medi} \cdot (Rth_{jci} + Rth_{cdi}) \quad (5.153)$$

Para os semicondutores do estágio CA-CC:

$$T_{dDrin} = 100 - 10,15 \cdot (1 + 0,3) = 86,81 \text{ } ^\circ\text{C} \quad (5.154)$$

$$T_{dDb} = 100 - 3,4 \cdot (2 + 0,2) = 93,13 \text{ } ^\circ\text{C} \quad (5.155)$$

$$T_{dSb} = 100 - 3,93 \cdot (0,28 + 0,24) = 97,96 \text{ } ^\circ\text{C} \quad (5.156)$$

Para os semicondutores do estágio CC-CC:

$$T_{M1} = 100 - 1,003 \cdot (0,28 + 0,24) = 99,48 \quad (5.157)$$

$$T_{M2} = 100 - 1,003 \cdot (0,28 + 0,24) = 99,48 \quad (5.158)$$

$$T_{M3} = 100 - 1,003 \cdot (0,28 + 0,24) = 99,48 \quad (5.159)$$

$$T_{M4} = 100 - 1,003 \cdot (0,28 + 0,24) = 99,48 \quad (5.160)$$

$$T_{Dr1} = 100 - 12,41 \cdot (1,5 + 0,2) = 78,9^{\circ}\text{C} \quad (5.161)$$

$$T_{Dr2} = 100 - 12,41 \cdot (1,5 + 0,2) = 78,9^{\circ}\text{C} \quad (5.162)$$

Determina-se a temperatura média do dissipador:

$$T_{dmed} = \frac{T_{M1} + T_{M2} + T_{M3} + T_{M4} + T_{Dr1} + T_{Dr2} + T_{Drin} + T_{Sb} + T_{Db}}{9} = \quad (5.163)$$

$$T_{dmed} = \frac{99,48 + 99,48 + 99,48 + 99,48 + 78,9 + 78,9 + 86,81 + 93,13 + 97,96}{9} = 92,62^{\circ}\text{C}$$

Determina-se a temperatura na junção de cada componente:

$$T_{ji} = T_{di} + P_{medi} \cdot (Rth_{jci} + Rth_{cdi}) \quad (5.164)$$

$$T_{jDr1} = 92,62 + 12,41 \cdot (1,5 + 0,2) = 113,72^{\circ}\text{C} \quad (5.165)$$

$$T_{jM} = 92,62 + 1,003 \cdot (0,28 + 0,24) = 93,14 \text{ } ^\circ\text{C} \quad (5.166)$$

$$T_{jDrin} = 92,62 + 10,15 \cdot (1 + 0,3) = 105,82 \text{ } ^\circ\text{C} \quad (5.167)$$

$$T_{jDb} = 92,62 + 3,4 \cdot (2 + 0,2) = 100,1 \text{ } ^\circ\text{C} \tag{5.168}$$

$$T_{jSb} = 92,62 + 3,93 \cdot (0,28 + 0,24) = 94,66 \text{ } ^\circ\text{C} \tag{5.169}$$

Determina-se a R_{thda} .

$$R_{thda} = \frac{T_{d_{fonte}} - T_a}{\sum_1^n P_{totn}} = \frac{94,66 - 40}{4,013 + 24,82 + 3,93 + 7,41 + 3,4} = 1,18 \frac{^\circ\text{C}}{\text{W}} \tag{5.170}$$

Dissipador

O perfil dissipador escolhido é o BR1500/250 da Brasele eletrônica, com as seguintes especificações:

- * $R_{hda} = 1 \text{ } ^\circ\text{C}/\text{W}$ com 172 mm x 32 mm x 250 mm.

5.5 Resultados de simulação

Com objetivo de comprovar os dados de projeto, são apresentadas as principais formas de onda das simulações do estágio CA-CC e do estágio CC, realizadas no simulador ORCAD® 9.0. São enfatizadas as principais comutações dos elementos ativos. Procurou-se utilizar componentes com características que se assemelhem aos componentes efetivamente empregados.

5.5.1 Simulações para o estágio CA-CC

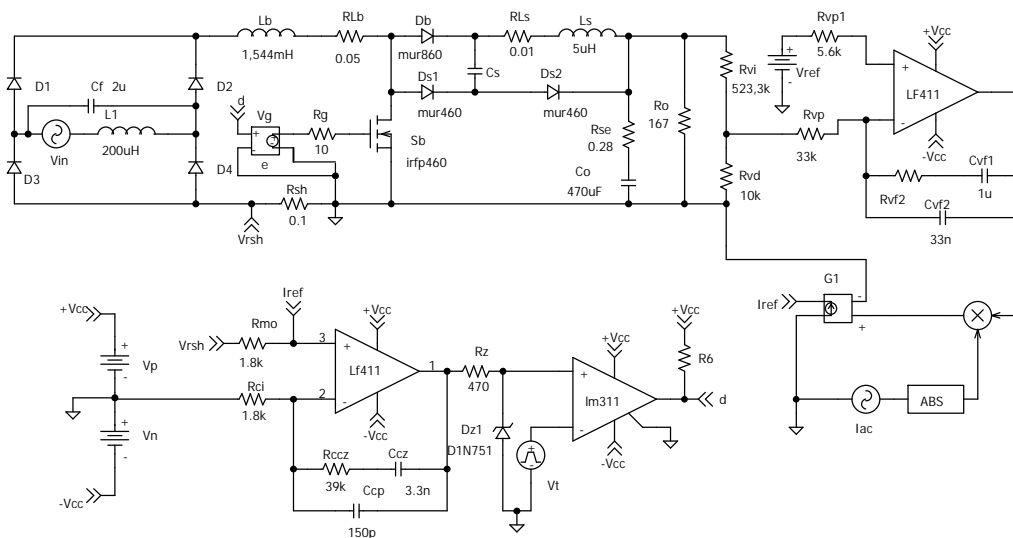


Fig. 5.2 – Circuito simulado do estágio CA-CC.

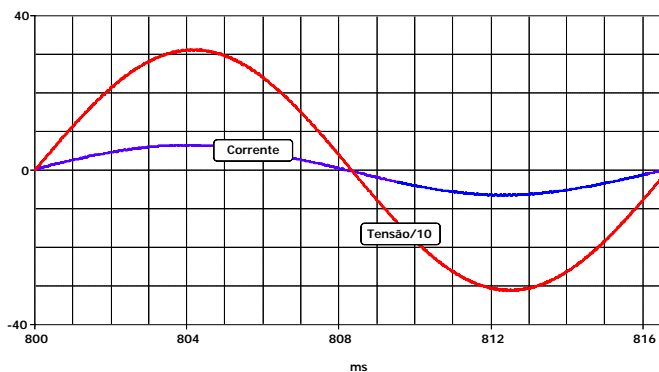


Fig. 5.3 – Tensão e corrente de entrada do estágio CA-CC.

Para o estágio CA-CC representado na Fig. 5.2, tem-se as formas de onda da tensão e corrente de entrada conforme Fig. 5.3. Observa-se a conformidade entre as grandezas, conferindo à estrutura um elevado fator de potência. Através da análise do espectro harmônico da forma de onda da tensão e da corrente de entrada, foram obtidos os dados, apresentados na tabela a seguir.

Tabela 5.1 – Análise harmônica da tensão e corrente de entrada

	V_{in}	I_{in}
TDH (%)	0,233	1,394
$\cos\phi$	0,998452	
FP	0,998	

Na Fig. 5.4, tem-se representada a máxima ondulação na tensão de saída do conversor elevador, observa-se a conformidade com o projeto.

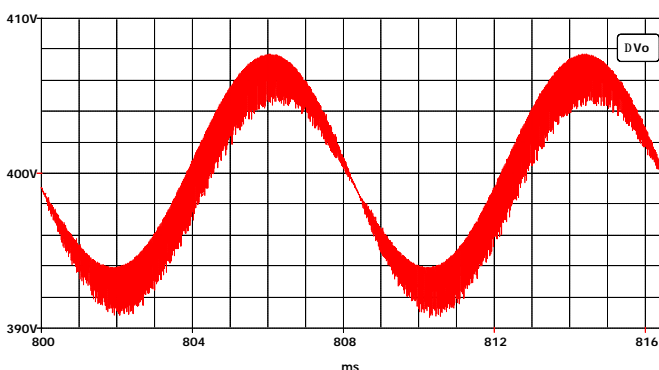


Fig. 5.4 – Máxima ondulação na tensão de saída do conversor elevador.

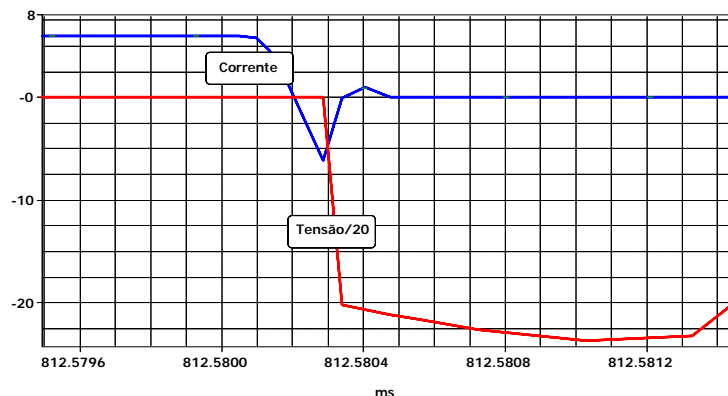


Fig. 5.5 - Bloqueio do diodo D_b .

A Fig. 5.5 representa, em detalhe, a comutação do diodo principal. Pode-se observar que a comutação é dissipativa durante o bloqueio do diodo.

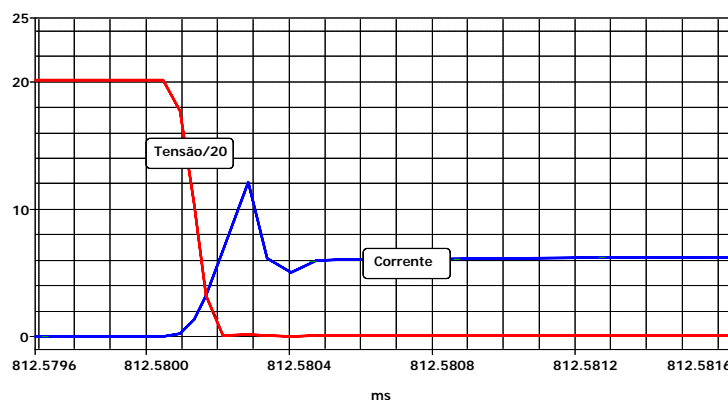


Fig. 5.6 - Entrada em condução do interruptor S_b .

A Fig. 5.6 representa a entrada em condução do interruptor principal; observa-se a atuação do circuito de auxílio a comutação, através da limitação da derivada da corrente de recuperação reversa do diodo. Na Fig. 5.7, tem-se o bloqueio do interruptor principal, com a comutação sendo dissipativa.

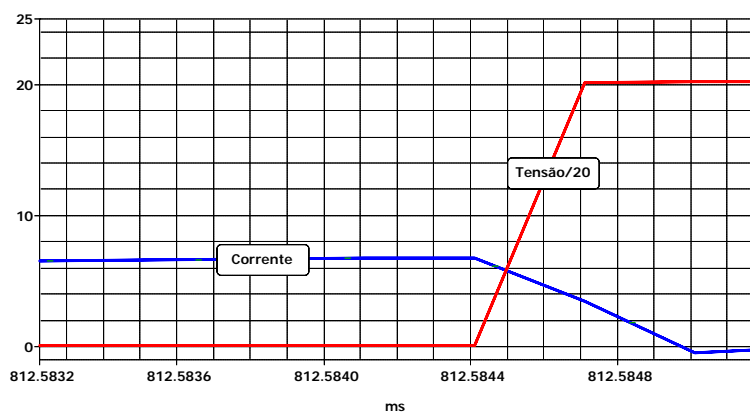


Fig. 5.7 - Bloqueio do interruptor S_b .

5.5.2 Simulação do estágio CC-CC

Na Fig. 5.8, tem-se representado o circuito de potência do conversor FB-ZVS-PWM-PS simulado; como o objetivo principal é a observância das comutações, optou-se somente pela simulação do circuito de potência. Na Fig. 5.9, é apresentada a tensão V_{ab} e a corrente, através do indutor de comutação, onde observa-se a perda da razão cíclica, devido ao indutor ressonante nos instantes onde ocorre transição linear da corrente neste.

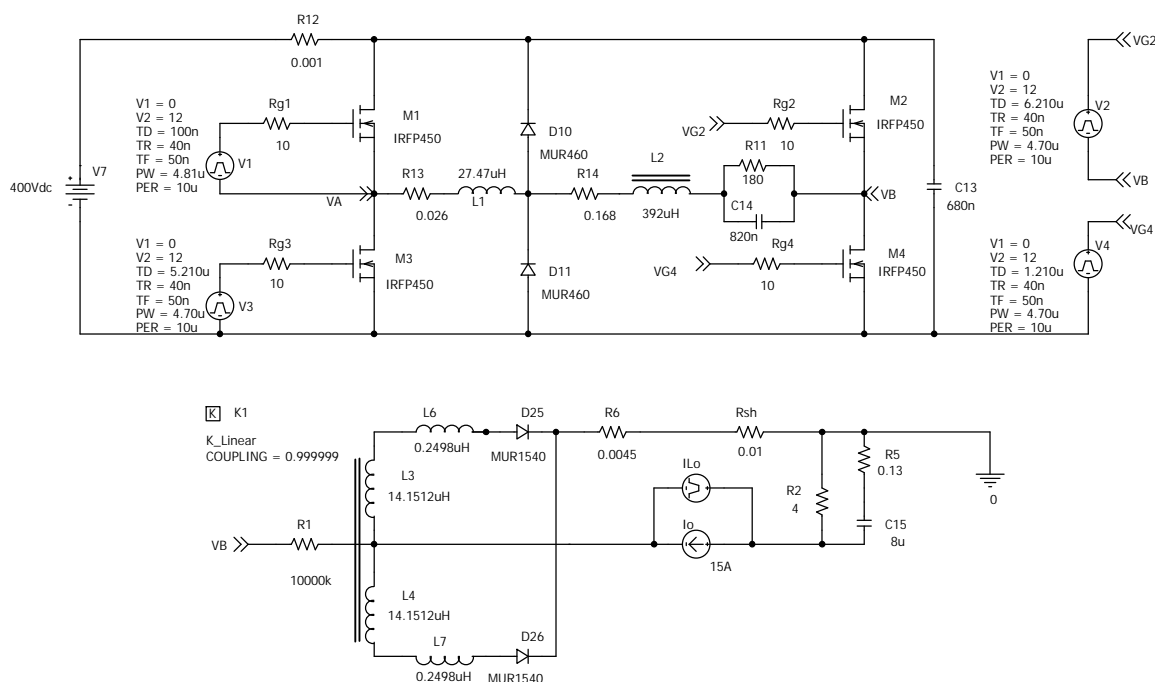


Fig. 5.8 - Circuito de potência do conversor FB-ZVS-PWM-PS.

Na Fig. 5.10, tem-se a comutação nos interruptores do braço crítico, pois esta é feita somente com a energia armazenada na indutância ressonante. Quando há a necessidade de manutenção da comutação suave para uma grande variação de carga, em geral, indutores auxiliares de comutação são empregados [7]. A comutação do braço não crítico é favorecida, pois esta ocorre com a máxima corrente de saída referida para o primário, fornecendo energia suficiente para a carga e descargas das capacitâncias intrínsecas dos interruptores, conforme Fig. 5.11.

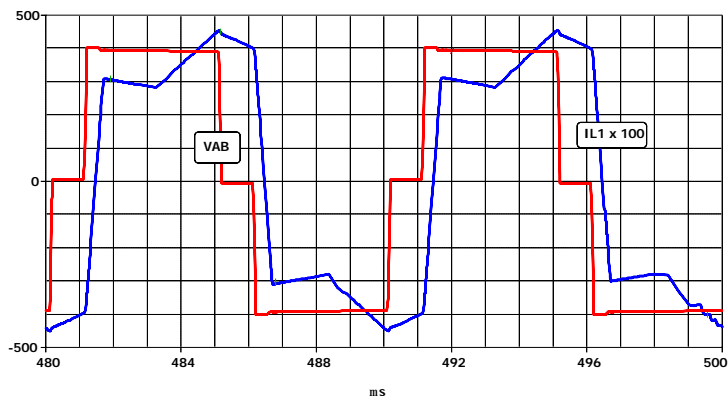


Fig. 5.9 – Tensão Vab e corrente através do indutor de comutação.

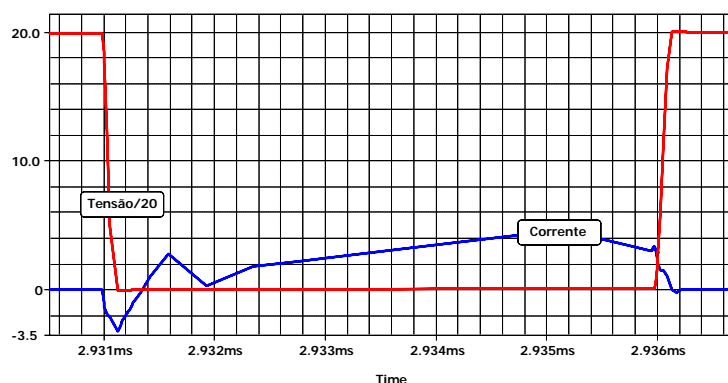


Fig. 5.10 - Comutação nos interruptores do braço crítico para carga nominal.

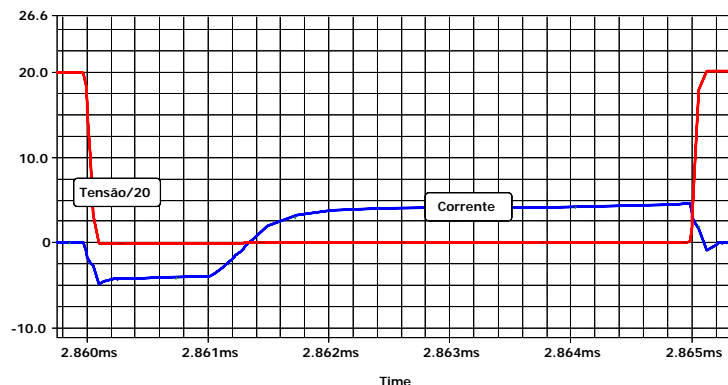


Fig. 5.11 – Comutação no braço não crítico para potência nominal.

Como apresentado na análise teórica, durante o bloqueio dos diodos retificadores de saída ocorrem perdas durante a recuperação reversa dos diodos, os tempos de recuperação são pequenos. Porém, a 100 kHz de frequência de comutação, as perdas ficam acentuadas.

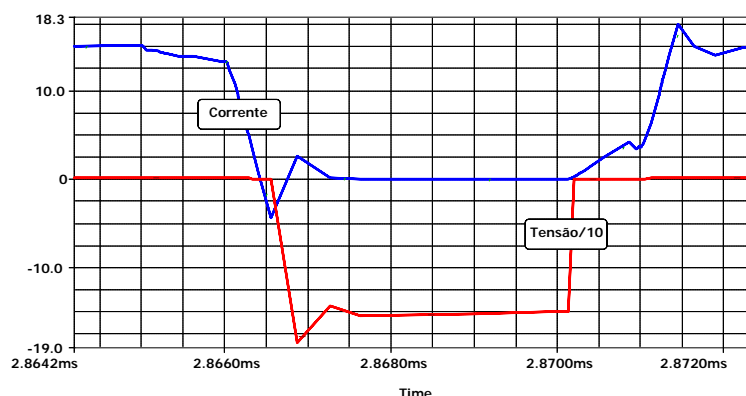


Fig. 5.12 - Comutação dos diodos retificadores de saída.

A seguir, são mostradas as formas de onda de corrente e tensão sobre os diodos de grampeamento pelo lado primário. Observa-se a existência de uma pequena perda durante a comutação, no entanto, para essa faixa de potência e frequência de operação estas podem ser desprezadas. Durante a experimentação não foi necessário o emprego de dissipadores para esses componentes.

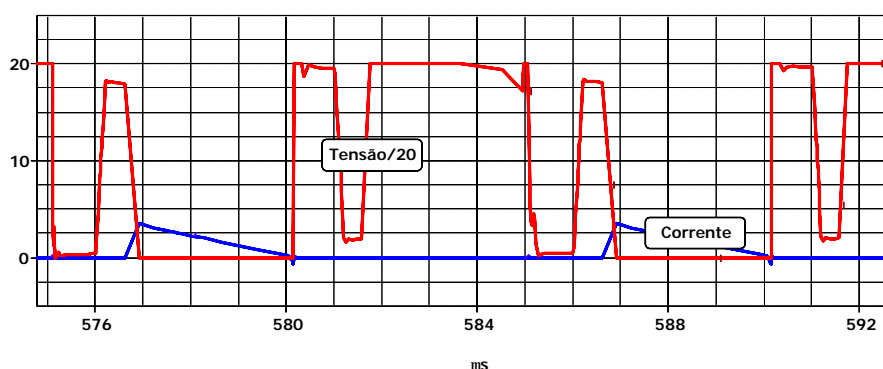


Fig. 5.13 - comutação dos diodos grampeadores pelo lado primário.

5.6 Resultados experimentais

Para os dados do protótipo apresentados no item 5.2, tem-se, a seguir, alguns resultados experimentais.

O circuito de comando e controle é realizado pelo circuito integrado UC-3854, cuja metodologia de projeto utilizada é a tradicional, empregada e descrita em [4], [6], [11], [9], [1] e [8]. As malhas de controle são implementadas com as metodologias apresentadas em [11].

1	R18	Resistor	1/8 W	27 k Ω
1	R19	Resistor	1/8 W	18 k Ω
1	R20	Potenciômetro	1/8 W	50 k Ω
1	R21	Resistor	1/8 W	18 k Ω
1	R22	Resistor	1/8 W	470 k Ω
1	C1	Capacitor	Polipropileno	56 nF / 100V
4	C2	Capacitor Eletrolítico	84900 ICOTRON	470 μ F / 250V
1	C3	Capacitor Eletrolítico	Comum	470 μ F / 50V
1	C4	Capacitor	polipropileno	100nF / 25V
1	C5	Capacitor	multicamada	68 pF
1	C6	Capacitor	multicamada	100 pF
1	C7	Capacitor	multicamada	5,6 μ F
1	C8	Capacitor	multicamada	180 nF
1	C9	Capacitor	multicamada	100 pF
1	C10	Capacitor	multicamada	1 μ F
1	C11	Capacitor	multicamada	330 nF
1	C12	Capacitor	polipropileno	470 nF
1	C13	Capacitor	multicamada	1 μ F
1	C14	Capacitor	Polipropileno	1nF
1	C15	Capacitor Eletrolítico		4,7 μ F / 25V
1	D1	Diodo Ultra-Rápido	MUR860	4 A 600 V
1	D2	Diodo Ultra-Rápido	MUR460	4 A 600 V
1	D3	Diodo Ultra-Rápido	MUR460	4 A 600 V
1	D4	Diodo Schottky	1N5817	1 A 20V
1	D5	Diodo Schottky	1N5817	1 A 20 V
1	D6	Diodo Zener	1N755	7,5 V ½ W
1	D7	Diodo de Sinal	1N4148	
1	D8	Diodo de Sinal	1N4148	
1	D9	Diodo Schottky	1N5820	1 A 40V
1	M1	Transistor MOSFET	IRFPS37n50a	23 A 500V @ 100 C Rds(on) = 130 m Ω
1	Q1	Transistor de Sinal	2N2907 PNP	50 mA 60V
1	RELÉ	SCHRACK	SPDT	12V / 10A250V
1	UC-3854	Circuito Integrado		
1	L1	Indutor Boost	Núcleo EE-55/21 (THORNTON) IP12	L1=(100kHz) 772,91 μ H Ne= 46 7 x 22AWG δ = 0.61mm
1	L2	Indutor Ressonante	Núcleo EE-30/07 (THORNTON) IP12	L1(50kHz)= 1,544m μ H Ne= 108 3 x 22AWG δ = 0.46mm
				L2 = 5 μ H Ne =12 espiras. 6 condutores 25 AWG entreferro = 0,10mm

5.6.2 Principais formas de onda para o conversor elevador

São apresentadas as principais formas de onda obtidas na experimentação em laboratório para o conversor elevador.

A Fig. 5.15 apresenta a entrada em condução do interruptor S_b do conversor elevador; observa-se que a simultaneidade entre a tensão e corrente se dá em baixos valores, devido a atuação do circuito de auxílio à comutação, o que reduz as perdas na comutação, neste componente.

Na Fig. 5.16, é demonstrado o bloqueio do interruptor, onde fica evidenciada a ocorrência de perdas nesta comutação. Além das perdas no interruptor principal, as perdas no diodo principal também sofrem influência com a variação da frequência de

comutação. A Fig. 5.17 apresenta a comutação do diodo D_b do conversor elevador, onde se observa a comutação dissipativa durante a recuperação reversa.

Fator de potência

A Fig. 5.18 apresenta a tensão e corrente no estágio de entrada da fonte de alimentação, onde se observa que a corrente de entrada está praticamente em fase e com formato senoidal, conferindo à estrutura um elevado fator de potência.

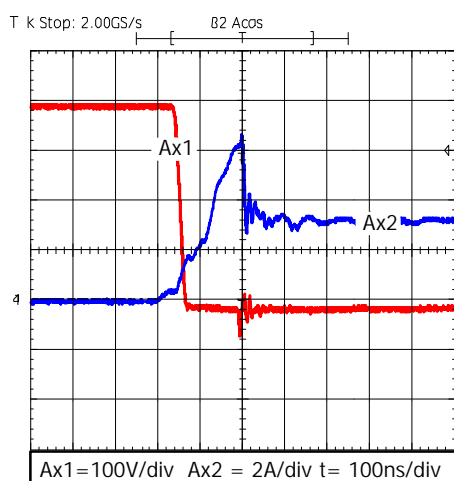


Fig. 5.15 – Entrada em condução do interruptor S_b .

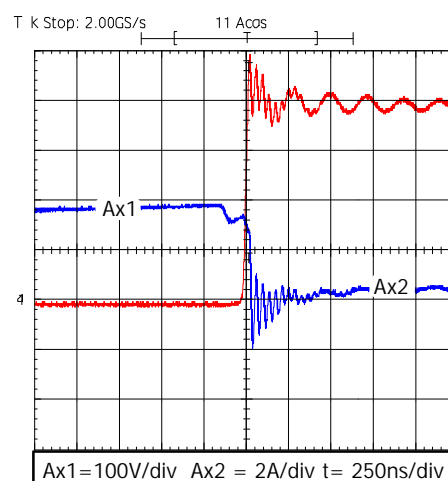


Fig. 5.16 – Bloqueio do interruptor S_b .

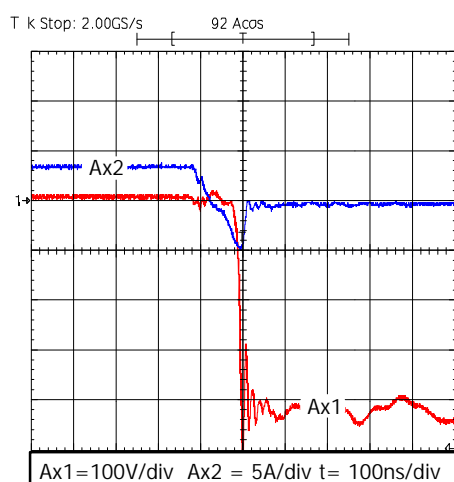


Fig. 5.17 – Perdas durante a recuperação reversa do diodo D_b

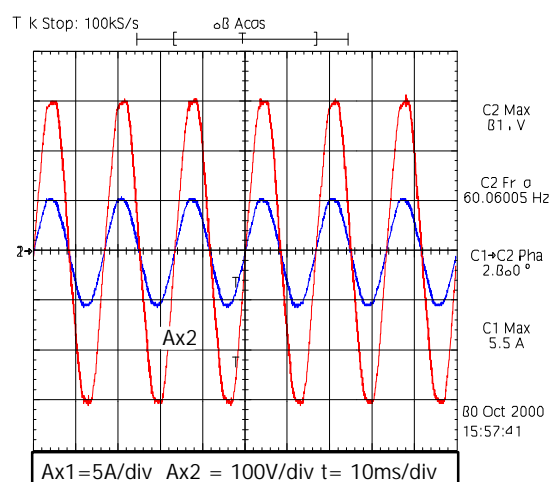


Fig. 5.18 – Tensão e corrente de entrada do estágio CA-CC.

A Fig. 5.19 apresenta o espectro harmônico da corrente de entrada; observa-se que a TDH da corrente, calculada através de análise do espectro harmônico via *software*, é da ordem de 2,32% para um fator de deslocamento de 3,1°, o que resulta num fator de potência de 0,998, como esperado, muito próximo da unidade.

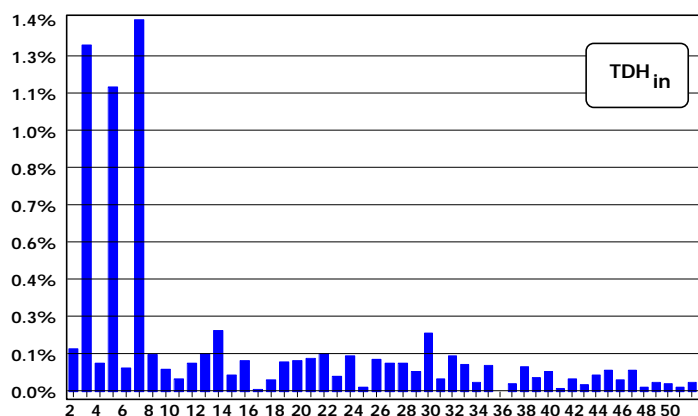


Fig. 5.19 - Espectro harmônico da corrente de entrada no estágio CA-CC.

Rendimento do estágio CA-CC

A Fig. 5.20 representa o rendimento obtido para ambas as estruturas implementadas do conversor elevador no estágio de correção de fator de potência.

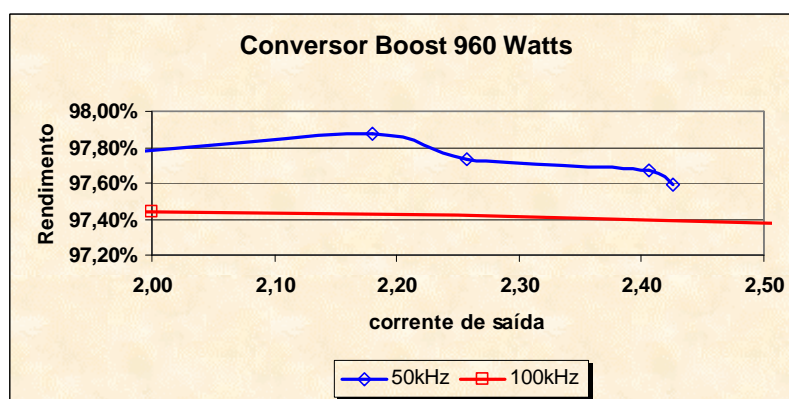


Fig. 5.20 - Rendimento das estruturas do estágio CA-CC.

As perdas totais no conversor elevador são divididas, entre as perdas nos elementos ativos e passivos, a partir da elevação de temperatura medida nesses elementos, conforme a Tabela 5.3. A topologia, com frequência de 50 kHz, apresentou o maior rendimento. Para a frequência de 100 kHz, as perdas no bloqueio, tanto do interruptor como do diodo principal, são sensivelmente alteradas para mais. As perdas nos elementos magnéticos sofrem pouca influência da variação da frequência de comutação, pois esta tem mais influência nas perdas do núcleo como ressaltado; devido à pequena ondulação da corrente na indutância de entrada, a variação do fluxo magnético também é menor. Desse modo, a maior parte das perdas ocorre no enrolamento, cuja influência da frequência de comutação é menor. Finalmente, observa-se a conformidade entre os resultados teóricos e os resultados obtidos através da experimentação.

Tabela 5.3 – Composição experimental das perdas no conversor elevador em 50 kHz.

Elemento	50 kHz - Experimental $T_{amb} = 31,8 \text{ }^{\circ}\text{C}$				50 kHz - Teórico $T_{amb} = 40 \text{ }^{\circ}\text{C}$			
	Rth [$^{\circ}\text{C}/\text{W}$]	ΔT [$^{\circ}\text{C}$]	Perdas [W]	η	Rth [$^{\circ}\text{C}/\text{W}$]	ΔT [$^{\circ}\text{C}$]	Perdas [W]	η
Indutor	7,713	38,5	4,99	97,67	7,713	52,76	6,84	97,25
Dissipador	1	16,8	16,8		3,56	53,6	17,48	

Através da divisão aproximada das perdas, obtida via medição da temperatura dos dispositivos, obtém-se a separação das perdas ocorridas nos elementos passivos e ativos que compõem o estágio de correção do fator de potência da fonte de alimentação.

As medições da elevação da temperatura foram coletadas através do emprego de termopares e de leitura digital com equipamento especial. Quando efetuado com termopares, eram utilizados dois termopares que registravam a temperatura ambiente um posicionado próximo ao elemento medido e outro, à distância de uma metro do elemento sob análise.

As elevações de temperatura obtidas para o indutor de entrada do conversor elevador ficaram dentro do calculado; finalmente, os resultados são condizentes com os rendimentos teórico e experimental obtidos.

5.6.3 Estágio CC-CC, conversor FB-ZVS-PWM-PS

De posse da análise teórica, optou-se pela implementação de dois conversores, sendo um com frequência de comutação de 100 kHz e outro, com frequência de 120 kHz. Foram escolhidas essas duas frequências de operação pelos motivos a seguir:

- ✱ Pela análise teórica, a faixa de máxima eficiência encontra-se entre 100 kHz e 140 kHz;
- ✱ O volume do transformador, que é o maior magnético da aplicação, não se altera para as frequências dentro da faixa de máxima eficiência demonstrada pela análise. Assim, como as perdas nos semicondutores aumentam com o aumento da frequência, é incoerente trabalhar com uma frequência mais elevada, se não se está conseguindo uma diminuição do volume dos elementos passivos, ou seja, se tem uma maior quantidade de perdas com o mesmo volume.

Diagrama Elétrico

Os protótipos implementados do conversor FB-ZVS-PWM-PS são representados pelo diagrama esquemático da Fig. 5.21. O circuito de comando e controle é realizado pelo circuito integrado UC-3875, cuja metodologia de projeto utilizada é a mesma empregada e descrita em, [1], [9], [14], [15], As malhas de controle são implementadas com as metodologias apresentadas em [1], [9], [10].

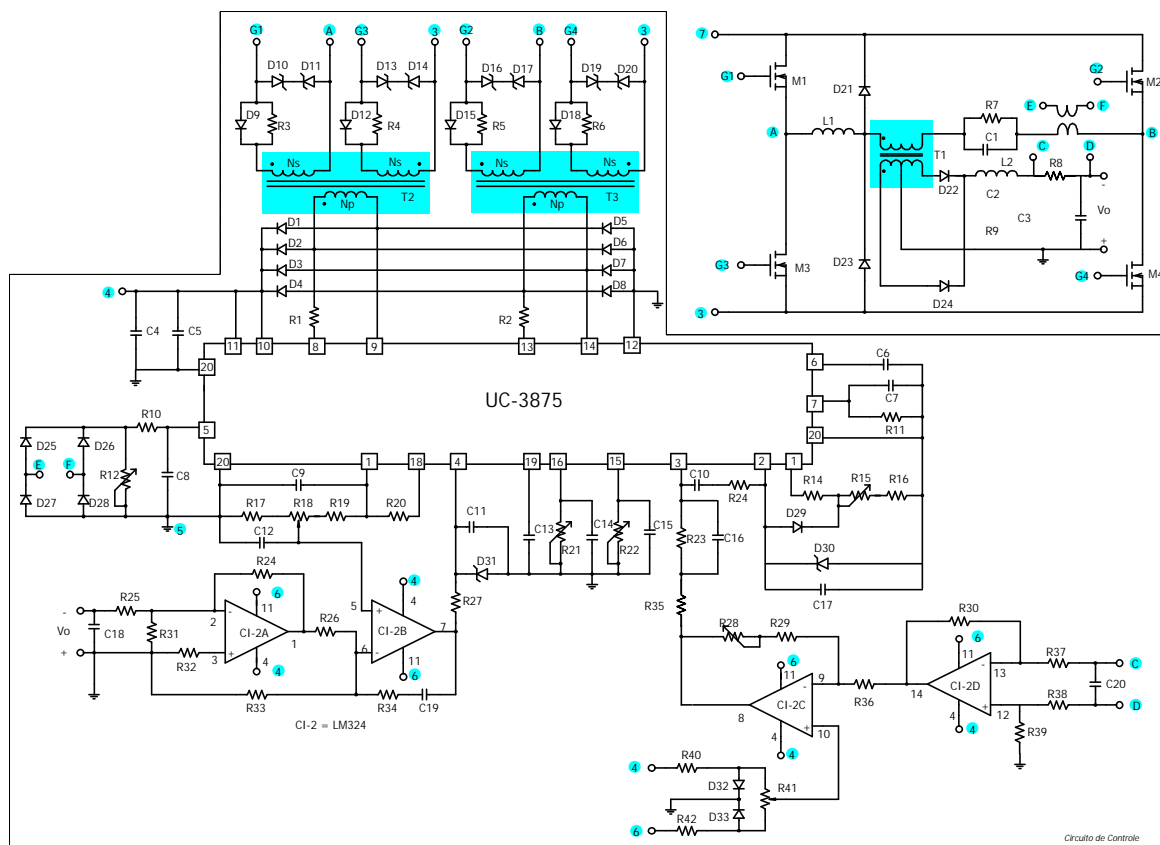


Fig. 5.21 – Diagrama elétrico do conversor FB-ZVS-PWM-PS implementado.

O circuito da Fig. 5.21, também é empregado em [1], [9], com pequenas mudanças, porém as malhas de controle são implementadas seguindo os mesmos critérios de controle.

Layout do circuito

A implementação do circuito do conversor FB-ZVS-PWM-PS deve ser cercada de cuidados com respeito a técnicas de confecção do *layout*, pois, são freqüentes os problemas nos circuitos de comando e controle do conversor, devido a ruídos de modo comum, que podem prejudicar o correto funcionamento dos circuitos. Por essa razão,

tomou-se o cuidado de efetuar um *layout*, respeitando as distâncias envolvidas, principalmente no circuito de potência. Também atentou-se para não serem criadas trilhas muito longas, de modo a incrementar indutâncias parasitas. Os sinais de tensão e corrente do estágio de saída devem ser monitoradas de forma diferencial, o que melhora muito a qualidade do sinal monitorado.

5.7 Especificações dos componentes do conversor CC-CC

A tabela a seguir traz as especificações dos componentes utilizados no protótipo de 100 kHz do conversor FB-ZVS-PWM-PS

Tabela 5.4- Especificações do Conversor CC-CC FB-ZVS-PS – 100 kHz.

Quantidade	Referência	Descrição	Tipo	Valor
1	R1	Resistor	1/8 W	10 Ω
1	R2	Resistor	1/8 W	10 Ω
1	R3	Resistor	1/8 W	27 Ω
1	R4	Resistor	1/8 W	27 Ω
1	R5	Resistor	1/8 W	27 Ω
1	R6	Resistor	1/8 W	27 Ω
1	R7	Resistor	2 W	180 Ω
1	R8	Resistor Shunt	3 W	10 Ω
1	R9	Resistor	2 W	22 k Ω
1	R10	Resistor	1 W	1 k Ω
1	R11	Potenciômetro	1/8 W	50 k Ω
1	R14	Resistor	1/8 W	12 k Ω
1	R15	Resistor	1/8 W	820 Ω
1	R16	Resistor	1/8 W	27 k Ω
1	R17	Resistor	1/8 W	10 k Ω
1	R18	Potenciômetro	1/8 w	10 k Ω
1	R19	Resistor	1/8 W	10 k Ω
1	R20	Potenciômetro	1/8 w	50 k Ω
1	R21	Potenciômetro	1/8 w	20 k Ω
1	R22	Potenciômetro	1/8 w	50 k Ω
1	R23	Resistor	1/8 W	8.2 Ω
1	R24	Resistor	1/8 W	27 k Ω
1	R25	Resistor	1/8 W	150 k Ω
1	R26	Resistor	1/8 W	12 k Ω
1	R27	Resistor	1/8 W	470 n Ω
1	R28	Potenciômetro	1/8 W	20 k Ω
1	R29	Resistor	1/8 W	1 k Ω
1	R30	Resistor	1/8 W	100 k Ω
1	R31	Resistor	1/8 W	22 k Ω
1	R32	Resistor	1/8 W	22 k Ω
1	R33	Resistor	1/8 W	4.7 k Ω
1	R34	Resistor	1/8 W	27 k Ω
1	R35	Resistor	1/8 W	2.2 k Ω
1	R36	Resistor	1/8	10kQ
1	R37	Resistor	1/8 W	10 k Ω
1	R38	Resistor	1/8 W	10 k Ω
1	R39	Resistor	1/8 W	10 k Ω
1	R40	Resistor	1/8 W	27 k Ω
1	R41	Potenciômetro	1/8 W	100 k Ω
1	R42	Resistor	1/8 W	10 k Ω
1	C1	Capacitor	Polipropileno	820 nF / 630 V

1	C2	Capacitor	Multicamadas	820 pF / 630 V
2	C3	Capacitor eletrolítico	EPCOS B41856	470 uF / 100 V
1	C4	Capacitor eletrolítico		3.3 uF / 35 V
1	C5	Capacitor	Polipropileno	0.1 uF / 25 V
1	C6	Capacitor	Tântalo	1.8 uF / 25 V
1	C7	Capacitor	Polipropileno	1nF / 16 V
1	C8	Capacitor	Cerâmico	330pF / 50 V
1	C9	Capacitor	Polipropileno	68 nF / 25 V
1	C10	Capacitor	Polipropileno	100n / 16 V
1	C11	Capacitor	Cerâmico	270 pF/25 V
1	C12	Capacitor	Polipropileno	100 nF/ 16V
1	C13	Capacitor	Multicamadas	470 pF/25
1	C14	Capacitor	Cerâmico	4.7nF/15 V
1	C15	Capacitor	Polipropileno	820 nF / 50 V
1	C19	Capacitor	Polipropileno	6.8 nF/25 V
1	C17	Capacitor	Cerâmico	100 pF/ 16V
1	C18	Capacitor	Multicamadas	820 uF/25
1	C19	Capacitor	Cerâmico	820 nF/25 V
1	C20	Capacitor	Polipropileno	0.470 uF / 50 V
1	D1	Diodo Shottky	D1N5819	1A / 30V
1	D2	Diodo Shottky	D1N5819	1A / 30V
1	D3	Diodo Shottky	D1N5819	1A / 30V
1	D4	Diodo Shottky	D1N5819	1A / 30V
1	D5	Diodo Shottky	D1N5819	1A / 30V
1	D6	Diodo Shottky	D1N5819	1A / 30V
1	D7	Diodo Shottky	D1N5819	1A / 30V
1	D8	Diodo Shottky	D1N5819	1A/ 30 V
1	D9	Diodo sinal	1N4148	
1	D10	Diodo zener	1N963B	12 V
1	D11	Diodo zener	1N963B	12 V
1	D12	Diodo sinal	1N4148	
1	D13	Diodo zener	1N963B	12 V
1	D14	Diodo zener	1N963B	12 V
1	D15	Diodo sinal	1N4148	
1	D16	Diodo zener	1N963B	12 V
1	D17	Diodo zener	1N963B	12 V
1	D18	Diodo sinal	1N4148	
1	D19	Diodo zener	1N963B	12 V
1	D20	Diodo zener	1N963B	12 V
1	D21	Diodo Ultra-rápido	MUR 460	4A / 600
1	D22	Diodo Ultra-rápido	MUR 1520	15A / 200
1	D23	Diodo Ultra-rápido	MUR 460	4A / 600
1	D24	Diodo Ultra-rápido	MUR 1520	15A / 200
1	D25	Diodo sinal	1N4148	
1	D26	Diodo sinal	1N4148	
1	D27	Diodo sinal	1N4148	
1	D28	Diodo sinal	1N4148	
1	D29	Diodo sinal	1N4148	
1	D30	Diodo zener	1N751	4.7 V
1	D31	Diodo zener	1N751	4.7 V
4	M1,M2,M3 e MA	Transistor MOSFET	IRFPS37n50a	23A 500V Rds(on) = 130 mΩ
1	UC-3875	Circuito Integrado		
1	CI-2	Amp.Op	LM-324	
1	T1	Transformador	EE-6539 Np=48 espiras.	3 x 23 AWG Secundários Ns1 = Ns2 = 9 esp. confeccionado com fita de cobre de espessura = 0.02 cm Largura = 3 cm Seção = 0.060 cm ²
1	L1	Indutor Ressonante	EE-30/14 Mat. IP12	L1=27,92 μH Ne = 13 espiras

				2 x 23 AWG Entferro = 0.046 cm
1	L2	Indutor de Filtragem	EE-42/20 Mat. IP12	L2=48,04 μ H Ne = 11 espiras 17x23 AWG Entferro = 0.038 cm

5.8 Principais formas de onda para o conversor FB-ZVS-PWM-PS

São apresentadas as principais formas de onda obtidas na experimentação em laboratório para o conversor FB-ZVS-PWM-PS. Na Fig. 5.22 é apresentada, em detalhe, a corrente no indutor de comutação do conversor FB-ZVS-PWM-PS, além da tensão VAB. Através desta informação, pode-se determinar a perda de razão cíclica do conversor, causada pela variação linear da corrente na indutância de comutação.

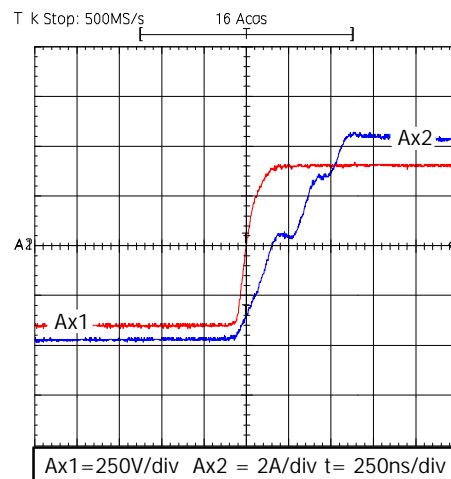


Fig. 5.22 – Detalhe: Tensão VAB, corrente iLr .

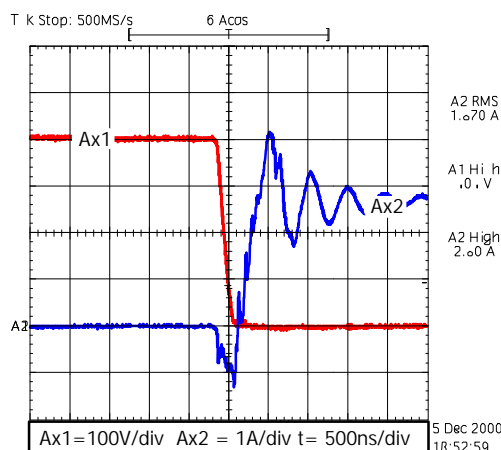


Fig. 5.23 – Comutação no braço crítico.

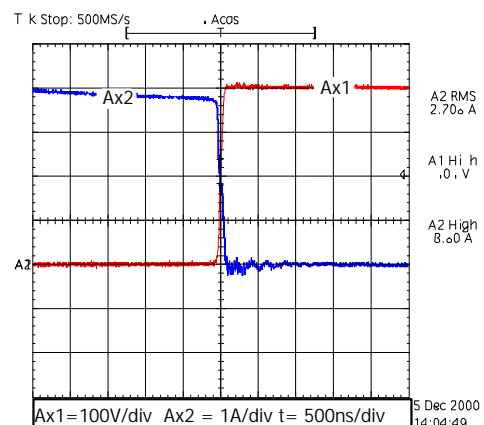


Fig. 5.24 – Bloqueio dos interruptores do braço não crítico.

Na Fig. 5.23 é apresentada a entrada em condução dos interruptores do braço crítico. Em condição nominal, a comutação é totalmente suave. Com a redução da carga, essa comutação se torna dissipativa. Na Fig. 5.24, tem-se o bloqueio dos interruptores do braço não-crítico; nota-se a quase inexistência de perdas.

5.8.1 Rendimento do estágio CC-CC

A Fig. 5.25 representa o rendimento obtido para as duas estruturas do conversor FB-ZVS-PWM-PS implementadas. A topologia com frequência de comutação em 100 kHz foi a que apresentou o maior rendimento, muito embora, na análise teórica, o rendimento entre as topologias de 120 e 100 kHz fosse maior para a topologia de 120 kHz, evidenciando a tendência exposta na análise teórica, onde se nota uma redução do rendimento da estrutura, à medida que a frequência aumenta.

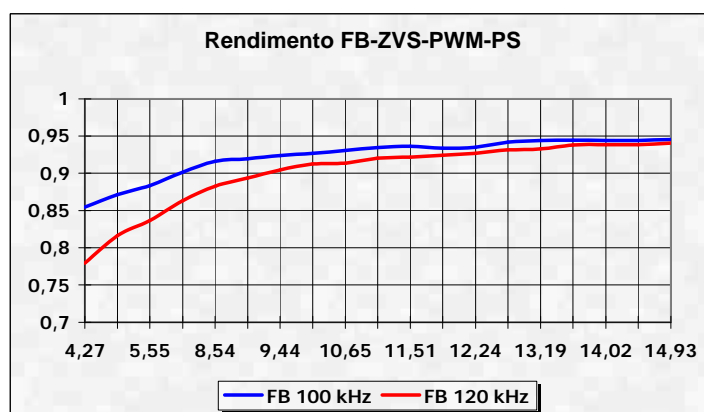


Fig. 5.25 – Rendimento das estruturas do estágio CC-CC

A partir da elevação de temperatura medida nos elementos passivos e no dissipador, as perdas totais no conversor FB-ZVS-PWM-PS podem ser separadas, conforme a Tabela 5.5.

Tabela 5.5 – divisão aproximadas das perdas no conversor FB-ZVS-PWM-PS, em 100 kHz.

Elemento	100 kHz - Experimental $T_{amb} = 30,8\text{ }^{\circ}\text{C}$				100 kHz - Teórico $T_{amb} = 40\text{ }^{\circ}\text{C}$			
	Rth [$^{\circ}\text{C}/\text{W}$]	ΔT [$^{\circ}\text{C}$]	Perdas [W]	η	Rth [$^{\circ}\text{C}/\text{W}$]	ΔT [$^{\circ}\text{C}$]	Perdas [W]	η
Transformador	4,44	62,2	14,01	94,4	4,44	53,10	11,96	95,01
Indutor Lr	19,13	90,5	4,73		19,13	15,21	0,795	
Indutor Lo	10,69	28,2	2,64		10,69	12,82	1,02	
Dissipador Brasele 1500/25	1	22,2	22,2		2,7	77,89	28,85	

Conforme descrito na Tabela 5.5, as elevações de temperatura monitoradas fornecem uma aproximação das perdas no circuito. Porém, através da elevação de temperatura registrada no indutor ressonante (Lr) para o protótipo de 100 kHz, deve-se ponderar com respeito aos dados obtidos, pois a temperatura nesse elemento atingiu patamares próximos a 120 °C. Em vários experimentos feitos no laboratório do INEP, já se comprovou a complexidade de dimensionamento deste elemento. Para os protótipos não foram empregados o enrolamento com fio Litz, o que comprometeu o desempenho deste.

No tocante as perdas em elementos magnéticos, variações da ordem de 20 a 30% podem ocorrer, seja pela qualidade dos materiais empregados, seja pelo erro na caracterização dos materiais e também pelo erro decorrente das várias simplificações feitas pela metodologia empregada. Finalmente, a dinâmica térmica dos elementos magnéticos e do dissipador requerem, de ensaios desse tipo, longos períodos de funcionamento da estrutura, onde esta deve ficar sob análise, para depois serem feitas as medições com uma diminuição do erro ocasionado pelo processo de medição

5.9 Conclusão

Foram projetados, de acordo com as metodologias apresentadas, dois protótipos de cada topologia que compõe a fonte de alimentação com aplicação direta para centrais de telecomunicações. Para o conversor elevador, foram projetados dois protótipos de 960 W/ 400 V de saída, com frequência de comutação de 50 kHz e 100 kHz.

Para o conversor CC-CC, foram projetados dois conversores de 900 W - 15 A de saída, com frequência de comutação de 100 kHz e 120 kHz. Na implementação do conversor elevador, os melhores resultados ficaram para o protótipo implementado com frequência de 50 kHz, embora pequena tenha sido a diferença, quando comparada ao protótipo de 100 kHz. Quanto às características construtivas do protótipo, atenção especial deve ser tomada quanto ao *layout* dos circuitos como:

- ✿ A adoção de um plano de terra;
- ✿ retorno de corrente do circuito de potência separado;
- ✿ os componentes do circuito de leitura de corrente devem estar no menor caminho possível entre os circuitos de potência e o de controle,
- ✿ o barramento CC-CC, que serve de ligação entre os dois estágios, deve ser o menor possível, evitando com isso, sobretensões devido às indutâncias parasitas.

Na implementação do conversor em ponte completa, a frequência de comutação ótima, segundo à metodologia da análise volumétrica ficou em 120 kHz, muito embora os melhores resultados foram para o conversor operando em 100 kHz. A análise tem grande dependência das tecnologias dos materiais empregados. Desse modo, algumas considerações de projeto tornam-se muitos importantes:

- ✿ nos dissipadores, por exemplo, o ideal seria que, a partir da definição da resistência térmica dissipador ambiente média, ter um dissipador com a resistência térmica o mais próximo do valor teórico calculado, o que na realidade não ocorre quando se usa, como dados, produtos de linha, cujo passo de variação do valor da resistência é pré-determinado, ou seja, não se consegue aproveitar o máximo do dissipador e fatalmente, estar-se-á sub-utilizando o mesmo;
- ✿ o mesmo ocorre para a grande diferença entre o tamanho e, conseqüentemente, o volume dos elementos magnéticos. Entre uma escolha e outra, geralmente se utiliza

um núcleo muito maior do que o realmente necessário, pois conforme o procedimento de cálculo do volume dos elementos magnéticos, quando se assume que o volume total do magnético é cerca de duas vezes o volume do núcleo, está se admitindo que todo o espaço disponível para o enrolamento será utilizado. Os elementos capacitivos freqüentemente acabam sendo dimensionados pela máxima resistência série equivalente admissível, e não pela variação da freqüência de comutação.

Quanto às características construtivas do protótipo, os mesmos cuidados com relação ao *layout* devem ser tomados:

- ✿ o posicionamento dos componentes do estágio de saída é estratégico e influencia em maior ou menor escala na geração de ruídos que, fatalmente, são transferidos para os circuitos de controle do conversor,
- ✿ a utilização da fita de cobre nos enrolamentos secundários do transformador proporcionou um melhor acoplamento entre os enrolamentos, além de diminuir a indutância de dispersão. No entanto, o dimensionamento do indutor ressonante necessita ser melhor avaliado, de modo a evitar os elevados gradientes de temperatura e, conseqüentemente, diminuir as perdas neste componente.

Finalmente, aconselha-se, como primeiro procedimento de projeto da estrutura da fonte de alimentação, o dimensionamento e medição dos parâmetros do transformador, seguido do dimensionamento dos demais elementos magnéticos do conversor CC-CC, para depois, sim, dimensionar os semicondutores desse estágio e, em seguida, deve-se então dimensionar o estágio pré-regulador.

A metodologia apresentada foi capaz de proporcionar um projeto ótimo dos conversores, conforme comprovação através da experimentação em laboratório, sendo os melhores rendimentos obtidos da ordem de 97,7% para o conversor elevador e de 94,4% para o conversor FB-ZVS-PWM-PS.

CONCLUSÃO GERAL

Este trabalho apresentou o estudo teórico e a implementação prática de uma fonte de alimentação para centrais de telecomunicações, enfatizado na definição de uma metodologia de determinação da frequência ótima de comutação dos conversores. A metodologia de definição da frequência ótima de comutação dos conversores, pressupõe que, seja atendido o compromisso inerente a um sistema comutado em alta frequência entre o aumento da frequência de comutação, buscando a diminuição do volume dos elementos passivos e o aumento das perdas ocorrido nas comutações dos semicondutores. O compromisso reside na ponderação sobre quão elevada pode ser a frequência do sinal sobre o elemento magnético, de modo que exista área suficiente para a dissipação da energia gerada no núcleo desse elemento. Ou ainda, aumentar tanto a frequência de comutação dos interruptores, de modo que as perdas ocorridas na comutação destes, requeira um volume extra de dissipadores, maior que a redução conseguida no volume de capacitores indutores e transformadores.

Neste sentido, a metodologia buscou o equilíbrio entre o volume total dos elementos passivos e o volume dos dissipadores de calor para os elementos ativos. Fez-se um estudo onde se tinha a frequência de comutação como variável de atuação e, mediante sua variação, realizou-se uma série de projetos de uma fonte de alimentação para centrais de telecomunicações. A cada projeto, eram levantadas as perdas nos principais elementos que compõem a estrutura da fonte de alimentação, por meio dos quais, traçou-se uma equivalência entre os volumes dos indutores, transformadores e capacitores com o volume dos dissipadores utilizados pelos semicondutores da fonte. A esse ponto de igualdade, chamou-se de ponto ótimo de equivalência volumétrica. Com a definição deste ponto, precisava-se da comprovação experimental da metodologia empregada. Neste sentido, foram projetadas duas estruturas de cada topologia que compõe a fonte de alimentação.

No conversor elevador, a frequência ótima ficou em 50 kHz; no conversor CC-CC entre 100 kHz e 140 kHz. A eficiência obtida no conversor elevador foi excelente, para ambos os protótipos implementados, com vantagem para o protótipo de 50 kHz. Essa vantagem não se trata somente da maior eficiência. Cita-se, também, que a operação do conversor com frequência menor se torna atraente, quando se objetiva o atendimento das

regulamentações contra a geração de interferência eletromagnética e de radiofrequências.

Qualitativamente, a operação do conversor elevador em frequências mais elevadas é atrativa do ponto de vista da taxa de distorção harmônica total da corrente de entrada, que, para o protótipo de 50 kHz, apresentou uma distorção harmônica maior do que para protótipo de 100 kHz. Uma vez que a indutância L_b é maior em 50 kHz e do ponto de vista da distorção harmônica, tem-se uma deterioração da forma de onda do sinal de corrente da entrada, que passa a demonstrar mais acentuadamente o efeito cuspide. No entanto, este aumento na TDH não é significativo.

Para o conversor CC-CC, observou-se a tendência de menor eficiência com o aumento da frequência de operação, o que conforma com a análise teórica, salientando-se as maiores perdas ocorridas nos diodos retificadores de saída. Os resultados obtidos demonstraram que a metodologia foi suficiente para a determinação do ponto de máxima eficiência dos conversores, uma vez que os rendimentos obtidos - tanto em caráter teórico como experimental - apresentam bastante consistência, salvo as diferenças das perdas totais no conversor CC-CC que, na opinião do autor, podem ser decorrentes de uma série de fatores, tais como:

- ✱ a grande quantidade de elementos magnéticos empregados e devido as idealidades dos modelos empregados para a caracterização desses, contribuem para o surgimento de um erro significativo entre os resultados teóricos e os experimentais,
- ✱ a caracterização dos materiais magnéticos, por ser limitada a uma determinada faixa de frequência, é uma fonte de erro, pois, toda a análise de perdas nos elementos magnéticos é feita para um único material, cujos coeficientes foram obtidos via caracterização experimental, sob certas restrições de frequência e de temperatura. Naturalmente são esperados erros para determinadas condições de operação.

A metodologia empregada, embora possua simplificações e, por conta dessas, apresente um erro aceitável nas grandezas medidas, mostrou-se capaz de apontar para uma frequência ótima de operação dos conversores, proporcionando uma redução do peso e tamanho global de uma fonte de alimentação para aplicações em centrais de telecomunicações. O rendimento global da fonte de alimentação ficou acima do esperado, próximo de 92%. A aplicação de novas geometrias de materiais magnéticos é incentivada, bem como, de novos semicondutores que possam levar a resultados mais positivos.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] HELDWEIN, Marcelo L. **Unidade trifásica de alta potência e alto desempenho para aplicações em centrais de telecomunicações**. Florianópolis,1999. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) - Centro tecnológico, Universidade Federal de Santa Catarina.
- [2] TELEBRÁS, **Especificações gerais de unidades retificadoras chaveadas em alta frequência**. Sistema de Documentação Telebrás (Prática telebrás SDT 240-510 ***, série engenharia de 01/10/1997).
- [3] IEC 61000-3-2, **Electromagnetic compatibility (EMC) Part 3-2: Limits for harmonic current emissions (equipment input current \leq 16 A per phase)**. International Electrotechnical Commission. Ed. 1.2, 1998-04.
- [4] BARBI, Ivo ; SOUZA, Alexandre F. de. **Correção do fator de potência de fontes de alimentação**. Florianópolis, 1995. Apostila (INEP) – Centro Tecnológico, Universidade Federal de Santa Catarina.
- [5] BARBI, Ivo. **Projeto de fontes chaveadas**. Florianópolis, 1990. Apostila (INEP) – Centro Tecnológico, Universidade Federal de Santa Catarina.
- [6] SOUZA, Alexandre F. de. **Retificadores monofásicos de alto fator de potência com reduzidas perdas de condução e comutação**. Florianópolis,1998. TESE (Doutorado em Engenharia Elétrica) – Centro Tecnológico, Universidade Federal de Santa Catarina.
- [7] BARBI, I ; SOUZA, Fabiana P. de. **Conversores CC-CC isolados de alta frequência com comutação suave**. Edição dos autores. Florianópolis. 1999.
- [8] TODD, Philip C. **UC3854 Controller power factor correction circuit design, U-134**. Unitrode-Texas Instruments. Disponível em: <http://www-s.ti.com/sc/psheets/slua144/slua144.pdf>. Acesso em: 23/01/2001.
- [9] GAINDZINSKI, Paulo R. **Unidade retificadora de alta performance,1500 W - 25 A, para telecomunicações**. Florianópolis,1993. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) - Centro tecnológico, Universidade Federal de Santa Catarina.

- [10] LOURENÇO, Elizete M. **Análise e projeto de compensadores para conversores Full - bridge ZVS - PWM - PS**. Florianópolis,1994. DISSERTAÇÃO (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Centro Tecnológico, Universidade Federal de Santa Catarina.
- [11] JÚNIOR, Elias T. da S. **Análise e projeto de compensadores para conversor Boost**. Florianópolis, 1994. DISSERTAÇÃO (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Centro Tecnológico, Universidade Federal de Santa Catarina.
- [12] VORPÉRIAN, Vatché. **Simplified analysis of PWM converters, using the model of PWM switch - Part. 1: Continuous conduction mode – CCM**. VPEC news letter current. Fall 1988. P. 1-9.
- [13] KASSICK, Enio W. **EEL 6502 - Modelagem e controle de conversores estáticos**. jun. - ao 1999. Notas de aula. Apostila.
- [14] ANDREYCAK, Bill. **Phase shifted zero voltage transition, design considerations and UC3875 PWM controller**. Unitrode – Texas Instruments. Disponível em: <http://www-s.ti.com/sc/psheets/slua107/slua107.pdf>. Acesso em: 23/01/2001.
- [15] ANDREYCAK, Bill. **Designing a phase shifted zero voltage transition (ZVT) power converter**. In: Unitrode switching regulated power supply design seminar Manual (SEM-900, 1993) p. 3.1.
- [16] FAGUNDES, João C. S. **Transformadores para operação em alta frequência**. EEL-6507 - modelagem e projeto de transformadores e indutores de alta frequência. set - dez 1999. Notas de aula. Apostila 03/1998.
- [17] EBERT, Cláudio L. **Programa Computacional para Projeto de Transformadores Utilizados em Fontes de Alimentação Chaveadas**. Florianópolis,1997. DISSERTAÇÃO (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Centro Tecnológico, Universidade Federal de Santa Catarina.
- [18] VIEIRA, Luiz C. de F. **Modelagem de conversores CC-CC, PWM e ressonantes para análise dinâmica sob perturbações de pequenos e grandes amplitudes**. Florianópolis, 1992. TESE (Doutorado em Engenharia Elétrica) – Centro Tecnológico, Universidade Federal de Santa Catarina.
- [19] SEMIKRON **Manual Semikron 1997/98**, pág. A-47.

- [20] BATISTA, Adalberto J. **Modelagem e Otimização de Projeto de Componentes Magnéticos Utilizados em conversores de alta frequência** Florianópolis,1998. TESE (Doutorado em Engenharia Elétrica) – Centro Tecnológico, Universidade Federal de Santa Catarina.
- [21] SNELLING, Eric C. **Soft Ferrites, properties and applications**. 2 Ed. New York: Butterworths & Co. Ltd. 1988.
- [22] McLYMAN, Colonel Wm. **Designing magnetic components for high frequency dc-dc converters**. Pasadena, Cal.: Library of Congress Catalog in publication. November, 1992.
- [23] SEVERNS, Rudy. **HF core losses for non-sinusoidal waveforms**. In: HFPC (21st Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference, Proceedings Volume 1, Jun/1991, Texas) IEEE Service Center, Piscataway, NJ, 1990. P 162-172.
- [24] MASSERANT, Brian J; BEANS, E. William ; STUART, Thomas A. **A study of volume versus frequency for soft switching IGBT converters**. In: IEEE Transactions on aerospace and electronic systems. Volume 31, nº 01, Jan/1995. p. 280-287.
- [25] BASCOPE, René P. T. **Conversores CC-CC ZVS-PWM duplo forward com acoplamento magnético**. Florianópolis,2000. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) - Centro tecnológico, Universidade Federal de Santa Catarina.
- [26] THORNTON. Materiais magnéticos e núcleos de ferrites. Disponível em: <http://www.thornton.ind.br/menu.htm> . Acesso em: 22/01/2001.
- [27] EPCOS - Electronic Parts and Components: **PDF-Documents (Ferrites, Capacitors, etc.)** Disponível em: http://194.221.15.99/scripts/xlnisapi.dll/publikationen/html/pdf_apass_e.htm?ber_eich=General. Acesso em: 22/01/2001.
- [28] PHILIPS. **Soft Ferrites** - www.acm.components.philips.com. Acesso em: 20/09/2000.
- [29] MAGNETICS®, **Ferrite Cores custom components FC-601.9F**. Disponível em: www.mag-inc.com. Acesso em: 22/01/2001.
- [30] Jr. DIXON, Lloyd H. **Filter inductor and flyback transformer design for switching power supplies**. In: POWER SUPPLY DESIGN SEMINAR SEM-900, M6-2. Merrymack, NH – 1993.

- [31] GUERRA, Alberto ; ANDOH, Kohji ; FIMIANI, Silvestro. **Ultra-fast recovery diodes meet today's requirements for high frequency operation and power ratings in SMPS application.** International Rectifier. Disponível em: <http://www.irf.com/technical-info/whitepaper/murdiodes.pdf>. Acesso em: 22/01/2001.
- [32] AMBARIAN, Cris; CHAO, Chesley. **WARP Speed IGBTs - Fast enough to replace Power MOSFET's in switching power supplies at over 100 kHz.** International Rectifier. Disponível em: <http://www.irf.com/technical-info/whitepaper/wpwarp.pdf>. Acesso em: 22/01/2001.
- [33] BLAKE, Carl; BULL, Chris. **IGBT or MOSFET? : Choose wisely.** International Rectifier. Disponível em: http://www.irf.com/_FKK4aEd/technical-info/whitepaper/choosewisely.pdf. Acesso em: 02/02/2001.
- [34] REDL, Richard; SOKAL, Natan O; BALOGH, Laszlo. **A novel soft-switching full-bridge DC/DC converter: Analysis, design considerations and experimental results at 1.5 kW - 100 kHz.** In: PESC'90 (21st Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference, Proceedings Volume 1, Jun/1990, Texas) IEEE Service Center, Piscataway, NJ, 1990. P 162-172.
- [35] HELDWEIN, Marcelo L. ; SOUZA, Alexandre F. de ; BARBI, Ivo. **A primary side clamping circuit applied to the ZVS_PWM asymmetrical half-bridge converter.** In: PESC'00 (31st Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference, Proceedings Volume 1, Jun/2000, Galway, Ireland) IEEE Service Center. Piscataway, NJ, 2000.
- [36] JITARU, Ionel D. **Soft transitions power factor correction circuit.** In: HFPC (21st Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference, Proceedings Volume 1, May/1993, Texas) IEEE Service Center, Piscataway, NJ, 1990. p 162-172.
- [37] LEVY, Hanan; ZAFRANY, Isaac; IVENSK, Gregory et al. **Analysis and evaluation of a lossless turn-on snubber.** In: APEC97 (12th Applied Power Electronics Conference and Exhibition, Proceedings Volume 2, Feb. 23-27, 1997) Atlanta Georgia. p. 757-763.
- [38] CRUZ, Cícero M.T. **Estudo de retificadores monofásico e trifásico não reversíveis de três níveis, operando com fator de potência unitário: comutação, modulação e controle.** Florianópolis, 1999. Exame de Qualificação (Doutorado em Engenharia Elétrica) - Centro tecnológico, Universidade Federal de Santa Catarina.

- [39] DÁVILA, José G. C. **Estudo de uma fonte de alimentação trifásica, alto fator de potência, comutação suave, com um único estágio de processamento de potência.** Florianópolis, 1997. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) - Centro tecnológico, Universidade Federal de Santa Catarina.
- [40] BASCOPE, René P. T. ; PERIN, Arnaldo J. **O transistor IGBT aplicado em Eletrônica de Potência.** Porto Alegre. 1997. Sagra Luzzato, p.100 - 115
- [41] LOTFI, A. ; TANG, W. ; LEE, Fred C. et al. **Computer aided design and analysis of the full bridge ZVS-PWM Converter - Phase II.** Blacksburg, VA. 1990.
- [42] UNITRODE. **UC3842/3/4/5 Provides low cost current-mode control.** Unitrode - Texas Instruments. Disponível em: <http://www-s.ti.com/sc/psheets/slva143/slva143.pdf>. Acesso em: 23/01/2001.
- [43] DIXON, Lloyd. **Average current mode control of switching power supplies.** Unitrode - Texas Instruments. Disponível em: <http://www-s.ti.com/sc/psheets/slva079/slva079.pdf>. Acesso em: 23/01/2001.
- [44] OLIVEIRA, Sérgio V. G. ; SOUZA, Alexandre F. de. **Projeto INEP 7.02.00.** (Relatórios de dissertação de mestrado), Florianópolis. 1999/2000.
- [45] ZÜRN, Hans H. ; SILVEIRA, Fabíola S. V. ; AGOSTINI, Marcelo N. **Proposta de normas para apresentação de dissertações e teses.** Universidade Federal de Santa Catarina - Pós-graduação em Engenharia Elétrica Florianópolis, 1999.
- [46] ALVES, Maria B. M. ; ARRUDA, Suzana M. **Como fazer referências bibliográficas.** Universidade Federal de Santa Catarina - Biblioteca Universitária. Disponível em: <http://www.bu.ufsc.br/framerefer.html>. Acesso em: 22/01/2001.
- [47] RUIZ, João A. **Metodologia científica - Guia para eficiência nos estudos.** São Paulo, Atlas, 1986.