

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

RETIFICADOR TRIFÁSICO ISOLADO
COM ALTO FATOR DE POTÊNCIA
EMPREGANDO O CONVERSOR CC-CC ZETA
NO MODO DE CONDUÇÃO CONTÍNUA

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

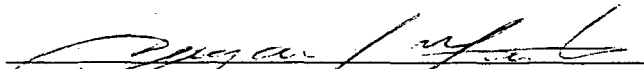
MARCIO MENDES CASARO


FLORIANÓPOLIS, DEZEMBRO DE 1996

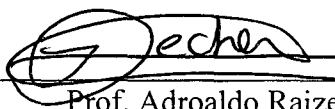
**RETIFICADOR TRIFÁSICO ISOLADO COM ALTO FATOR DE POTÊNCIA
EMPREGANDO O CONVERSOR CC-CC ZETA NO MODO DE CONDUÇÃO
CONTÍNUA.**

MARCIO MENDES CASARO

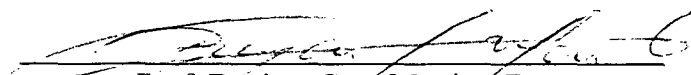
Esta dissertação foi julgada adequada para a obtenção do título de Mestre em engenharia,
especialidade Engenharia Elétrica e aprovada em sua forma final pelo curso de Pós-Graduação.

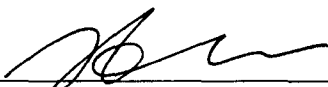

Prof. Denizar Cruz Martins, Dr.
Orientador

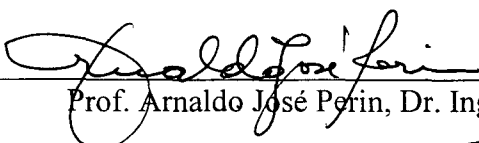

Prof. Ivo Barbi, Dr. Ing.
Co-Orientador

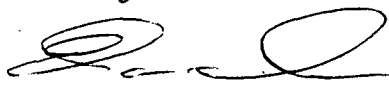
p. 
Prof. Adroaldo Raizer, Dr.
Coordenador do curso de Pós-Graduação
em Engenharia Elétrica.

BANCA EXAMINADORA:


Prof. Denizar Cruz Martins, Dr.


Prof. Ivo Barbi, Dr. Ing.


Prof. Arnaldo José Perin, Dr. Ing.


Prof. Enio Valmor Kassick, Dr.

A conscientização de quanto custa a produção de energia elétrica traz a responsabilidade de consumi-la com a maior eficiência possível.

AGRADECIMENTOS

Ao professor Denizar Cruz Martins, por me destinar este trabalho, o qual tive muita satisfação em realizar, e pelo seu empenho em me auxiliar.

Ao professor Ivo Barbi, pelos esclarecimentos, sempre seguros e precisos.

Aos professores Arnaldo José Perin e Enio Valmor Kassick, por participarem da banca examinadora e pela disposição com que me atenderam, nas minhas dificuldades, durante o cumprimento de todo o curso.

Aos demais professores do INEP, pela colaboração e pelo incentivo dispensados a minha formação.

Aos técnicos, pela competência com que desenvolvem seu trabalho.

Aos colegas de turma, pelo companheirismo na transposição deste curso.

À todos os integrantes do INEP, pela amizade.

Ao CNPq, pelo apoio financeiro.

À meus pais, Walter e Ana, que sempre se esforçaram muito na dura tarefa de formar seus filhos.

À minha esposa Vanessa e à meu filho Rafael, pelas privações a que se submeteram.

À Deus, simplesmente por tudo.

SUMÁRIO

RESUMO	x
ABSTRACT	xi
SIMBOLOGIA	xii
<i>CAPÍTULO 1 - INTRODUÇÃO</i>	1
1.1 - DEFINIÇÃO DO FATOR DE POTÊNCIA	2
1.2 - IMPORTÂNCIA DA CORREÇÃO DO FATOR DE POTÊNCIA	4
<i>CAPÍTULO 2 - CONVERSOR ZETA OPERANDO EM DCM</i>	
2.1 - INTRODUÇÃO	7
2.2 - PRINCÍPIO DE FUNCIONAMENTO	8
2.3 - ANÁLISE DAS ETAPAS DE FUNCIONAMENTO	11
2.4 - EQUACIONAMENTO DO CONVERSOR ZETA	14
2.4.1 - Razão cíclica crítica (Dc)	14
2.4.2 - Corrente média no diodo D1	15
2.4.3 - Razão cíclica de operação (D)	16
2.4.4 - Indutância equivalente crítica	17
2.4.5 - Característica de transferência estática	18
2.4.6 - Característica de saída	19
2.4.7 - Potência transferida à carga	20
2.4.8 - Análise da corrente na indutância de saída	21
2.4.9 - Corrente mínima nas indutâncias magnetizante e de saída	22
2.4.10 - Corrente de pico no diodo D1	22
2.4.11 - Corrente de pico na chave S1	23
2.4.12 - Corrente média na chave S1	23
2.4.13 - Corrente média na indutância magnetizante	24
2.4.14 - Corrente média nos diodos da ponte retificadora	24

2.4.15 - Ondulação de tensão no capacitor de acoplamento	25
2.4.16 - Ondulação de tensão no capacitor de saída	26
2.4.17 - Corrente eficaz na chave S1	27
2.4.18 - Corrente eficaz nos diodos da ponte retificadora	28
2.4.19 - Corrente eficaz no diodo D1	28
2.4.20 - Corrente eficaz na indutância magnetizante	29
2.4.21 - Corrente eficaz na indutância de saída	31
2.4.22 - Corrente eficaz no capacitor de acoplamento	32
2.4.23 - Corrente eficaz no capacitor de saída	34
2.5 - ANÁLISE DO FATOR DE POTÊNCIA E DO RENDIMENTO	36
2.6 - FILTRO DE ENTRADA	38
2.7 - METODOLOGIA DE PROJETO E EXEMPLO	39
2.8 - PRINCIPAIS ESFORÇOS NOS COMPONENTES	41
2.9 - CONCLUSÃO	43
<i>CAPÍTULO 3 - CONVERSOR ZETA OPERANDO EM CCM</i>	
3.1 - INTRODUÇÃO	44
3.2 - PRINCÍPIO DE FUNCIONAMENTO	45
3.3 - ANÁLISE DAS ETAPAS DE FUNCIONAMENTO	47
3.4 - EQUACIONAMENTO PARA UM PERÍODO DE CHAVEAMENTO	49
3.4.1 - Corrente média instantânea na chave S1	50
3.4.2 - Corrente média instantânea no diodo D1	50
3.4.3 - Corrente média instantânea no indutor Lm	50
3.4.4 - Corrente média instantânea no indutor Lo	50
3.4.5 - Corrente mínima instantânea na chave S1 e no diodo D1	51
3.4.6 - Corrente mínima instantânea no indutor Lo	51
3.4.7 - Corrente mínima instantânea no indutor Lm	51
3.5 - EQUACIONAMENTO PARA UM PERÍODO DE V_{in}	51
3.5.1 - Razão cíclica	51
3.5.2 - Característica de transferência estática	52
3.5.3 - Característica de saída	53
3.5.4 - Ondulação de corrente na indutância magnetizante	53
3.5.5 - Ondulação de corrente no indutor de saída	54

3.5.6 - Corrente média na indutância magnetizante	54
3.5.7 - Corrente média na indutância de saída	54
3.5.8 - Corrente mínima na indutância magnetizante	54
3.5.9 - Corrente mínima na indutância de saída	55
3.5.10 - Corrente de pico na indutância magnetizante	55
3.5.11 - Corrente de pico na indutância de saída	55
3.5.12 - Corrente média na chave S1	55
3.5.13 - Corrente média no diodo D1	56
3.5.14 - Corrente média nos diodos da ponte retificadora	56
3.5.15 - Corrente de pico na chave S1	57
3.5.16 - Corrente de pico no diodo D1	57
3.5.17 - Corrente de pico nos diodos da ponte retificadora	57
3.5.18 - Ondulação de tensão no capacitor de acoplamento	57
3.5.19 - Ondulação de tensão no capacitor de saída	58
3.5.20 - Indutância equivalente	59
3.5.21 - Corrente eficaz na indutância magnetizante	60
3.5.22 - Corrente eficaz na indutância de saída	61
3.5.23 - Corrente eficaz na chave S1	61
3.5.24 - Corrente eficaz no diodo D1	62
3.5.25 - Corrente eficaz nos diodos da ponte retificadora	63
3.5.26 - Corrente eficaz no capacitor de acoplamento	64
3.5.27 - Corrente eficaz no capacitor de saída	65
3.6 - ANÁLISE DO FATOR DE POTÊNCIA E DO RENDIMENTO	65
3.7 - FILTRO DE ENTRADA	67
3.8 - METODOLOGIA DE PROJETO E EXEMPLO	68
3.9 - RESULTADOS OBTIDOS POR SIMULAÇÃO	70
3.10 - COMPROVAÇÃO DA ANÁLISE TEÓRICA	76
3.11 - CONCLUSÃO	78
<i>CAPÍTULO 4 - MODELAGEM</i>	
4.1 - INTRODUÇÃO	79
4.2 - IDENTIFICAÇÃO DA CHAVE PWM NO CONVERSOR ZETA	80
4.3 - MODELAGEM DO CONVERSOR ZETA EM CCM	81

4.3.1 - Análise DC - ponto de operação	81
4.3.2 - Análise AC - pequenas perturbações em torno do ponto de operação	83
4.3.3 - Comprovação da análise AC	84
4.4 - MODELAGEM DO CONVERSOR ZETA EM DCM	85
4.4.1 - Análise DC - ponto de operação	85
4.4.2 - Análise AC - pequenas perturbações em torno do ponto de operação	87
4.4.3 - Comprovação da análise AC	88
<i>CAPÍTULO 5 - CONTROLE</i>	
5.1 - INTRODUÇÃO	89
5.2 - ESCOLHA DO COMPENSADOR	89
5.3 - PROJETO DO COMPENSADOR	90
5.4 - COMPROVAÇÃO DA ANÁLISE	94
<i>CAPÍTULO 6 - EXPERIMENTAÇÃO</i>	
6.1 - INTRODUÇÃO	96
6.2 - PROJETO	96
6.3 - CÁLCULO DOS ESFORÇOS NOS COMPONENTES	98
6.4 - ESPECIFICAÇÃO DOS COMPONENTES	99
6.4.1 - Transformador	99
6.4.2 - Indutor de saída (Lo)	103
6.4.3 - Indutores do filtro de entrada	106
6.4.4 - Capacitor de acoplamento (C1)	107
6.4.5 - Capacitor de saída (Co)	108
6.4.6 - Capacitores do filtro de entrada (Cf)	108
6.4.7 - Chave S1	109
6.4.8 - Diodo D1	109
6.4.9 - Diodos da ponte retificadora (Dr)	109
6.4.10 - Grampeador do primário	109
6.4.11 - Grampeador do secundário	110
6.4.12 - Snubber	111
6.5 - RESULTADOS OBTIDOS	111

6.6 - CONCLUSÃO	118
<i>CONCLUSÃO GERAL</i>	120
<i>ANEXO A - ANÁLISE DA PONTE RETIFICADORA</i>	121
<i>ANEXO B - ESTUDO DO FILTRO DE ENTRADA</i>	122
B.1 - TRAÇADO DAS CURVAS DE GANHO E FASE	122
B.2 - CONSIDERAÇÕES PARA O PROJETO DO FILTRO LC	125
<i>ANEXO C - MELHORANDO ASPECTOS PRÁTICOS DA ESTRUTURA</i>	127
C.1 - PROTEÇÕES	127
C.2 - RENDIMENTO	132
C.3 - RIPPLE DE 360Hz DA TENSÃO DE SAÍDA	133
<i>REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS</i>	134

RESUMO

Este trabalho apresenta o estudo do conversor CC-CC Zeta, alimentado por um retificador trifásico, sendo estabelecido o seu equacionamento matemático e o seu modelo linear, para fins de projeto.

Sua viabilidade, quando aplicado à correção do fator de potência de retificadores trifásicos convencionais, é demonstrada, uma vez que o seu emprego pode proporcionar, em um único estágio de processamento de energia, os seguintes benefícios: alto fator de potência, isolamento, regulação da tensão de saída e proteções contra falhas. Outro importante atrativo é a possibilidade do conversor operar em condução contínua, o que o torna adequado para aplicações de elevada potência.

O estudo teórico é validado através de simulação e resultados experimentais, obtidos a partir de um protótipo de 600W-10A.

ABSTRACT

This work presents a study of the DC-DC Zeta converter, establishing the mathematical equations and its linear model.

The ability of the converter, in power factor correction of classic three-phase rectifier, is demonstrated. The use of the Zeta converter may to proportionate, in only one power processing stage, the following benefits: high power factor, isolation, regulation and protections against over current, over voltage and short-circuit. Other important characteristic is the possibility of continuous conduction operation that permit high power applications.

The theoretical study is validated by simulation and experimental results, obtained from a 600W-10A prototype.

SIMBOLOGIA

a - relação de transformação do transformador

A_e - área efetiva da perna central de um núcleo EE

A_w - área da janela do carretel de um núcleo EE

$A_e.A_w$ - produto de áreas

b_1 - coeficiente da série trigonométrica da Análise de Fourier

B_{max} - máxima densidade fluxo magnético

C - capacitor

C_1 - capacitor de acoplamento

CCM - continuous conduction mode - modo de condução contínua

C_{D1} - capacitância intrínseca do diodo D_1

C_f - capacitor do filtro de entrada

C_{fb} - capacitor de feedback - parâmetro do compensador

C_g - capacitor de grampeamento

C_m - parâmetro usado para o cálculo das perdas magnéticas

C_o - capacitor de saída

D - razão cíclica

D' - $(1 - D)$

D_c - razão cíclica crítica

DCM - discontinuous conduction mode - modo de condução descontínua

d_{max} - diâmetro máximo de um condutor elementar

D_r - diodo da ponte retificadora

$D(s)$ - denominador de $G(s)$ $H(s)$

$\hat{d}(s)$ - representa a perturbação na razão cíclica, para a análise de pequenos sinais

E_{C1} - energia armazenada no capacitor de acoplamento

E_{Lm} - energia armazenada na indutância magnetizante

f - frequência de chaveamento

F - fator de correção de entreferro

f_c - frequência de cruzamento

f_{cc} - frequência de cruzamento do compensador

FP - fator de potência

f_r - frequência da rede

f_s - frequência de chaveamento

FTLA - função de transferência de laço aberto - $G(s) \cdot H(s)$

FTMF - função de transferência de malha fechada

g, g_f, g_i, g_o - grandezas definidas na referência [16]

G - ganho estático / altura da janela

$G(s)$ - representa a função de transferência do conversor Zeta

$H(s)$ - representa a função de transferência da malha de realimentação

i_A - corrente na fase A

i_a - corrente pelo terminal ativo do modelo linear da Chave PWM

\hat{i}_a - representa a perturbação da corrente pelo terminal ativo do modelo linear da Chave PWM

i_c - corrente de carga do capacitor do sensor de corrente

i_c - corrente pelo terminal comum do modelo linear da Chave PWM

\hat{i}_c - representa a perturbação da corrente pelo terminal comum do modelo linear da Chave PWM

i_{C1} - corrente no capacitor $C1$

i_{Co} - corrente no capacitor Co

i_{D1} - corrente no diodo $D1$

i_{fase} - corrente não filtrada de fase

i_{Lm} - corrente na indutância magnetizante

i_{Lo} - corrente na indutância de saída

i_o - corrente de saída

i_p - corrente pelo terminal passivo do modelo linear da Chave PWM

IP6, IP10 - material magnético

i_{rede} - corrente filtrada de fase

J - densidade de corrente

k_d, k_i, k_o - grandezas definidas na referência [16]

K - fator de utilização da área da janela

K_p - fator de ocupação da área da janela, pelo enrolamento primário

K_w - fator de enrolamento

L - indutância equivalente, resultante da associação em paralelo de L_o e L_m

L_c - indutância equivalente crítica

Ld - indutância de dispersão
Lf - indutância do filtro de entrada
lg - comprimento do entreferro
Lm2 - indutância magnetizante referida ao secundário
Lo - indutância de saída
lt - comprimento médio de uma espira
N - número de espiras de um indutor
N1, N2 - número de espiras dos enrolamentos primário e secundário
nf - número de fios em paralelo
nfp, nfs - número de fios em paralelo do enrolamento primário e secundário
Nin - potência aparente de entrada
N(s) - numerador de $G(s) \cdot H(s)$
Pc - perda no cobre de um elemento magnético
Pin - potência média de entrada
Pm - perda magnética
Po - potência de saída
r - resistividade de um fio - Ω/cm
re - grandeza definida na referência [16]
Req - resistência equivalente
Rg - resistência do grampeador
Ri - parâmetro do compensador
ripple - ondulação
Ro - resistência de carga
Ro_{CCM} - máximo valor da resistência de carga para a qual se obtém operação CCM
Rref - parâmetro do compensador
RSE1 - resistência série equivalente do capacitor C1
RSEo - resistência série equivalente do capacitor Co
Rth - resistência térmica de um núcleo EE
S - área de um condutor
S1 - chave controlada
Sp - área do condutor do enrolamento primário
Ss - área do condutor do enrolamento secundário

T - transformador

ta - tempo em que a chave S1 permanece aberta (bloqueada)

td - tempo de condução do diodo D1

TDH - taxa de distorção harmônica

tf - tempo em que a chave S1 permanece fechada (conduzindo)

Ts - período de chaveamento

VA, VB, VC - tensão da fase A, B e C

Vac - tensão entre os terminais ativo e comum do modelo linear da Chave PWM

\hat{v}_{ac} - representa a perturbação de tensão entre os terminais ativo e comum do modelo linear da Chave PWM

Vap - tensão entre os terminais ativo e passivo do modelo linear da Chave PWM

Vc - tensão de controle, da saída do compensador

V_{C1} - tensão do capacitor C1

Vcp - tensão entre os terminais comum e passivo do modelo linear da Chave PWM

$\hat{v}_c(s)$ - representa a perturbação da tensão de controle, para a análise de pequenos sinais

Vd - grandeza definida na referência [16]

V_{D1} - tensão reversa sobre o diodo D1

VDC - tensão DC

Ve - volume do núcleo de um elemento magnético

Vent - tensão sobre os capacitores do filtro de alta frequência, para o circuito equivalente do estágio de entrada do retificador

V_F - valor eficaz da tensão de fase

Vg - tensão de grampeamento

Vi - valor médio da tensão do barramento CC, refletida ao secundário

Vin - tensão do barramento CC

Vo - tensão de saída

$\hat{v}_o(s)$ - representa a perturbação da tensão de saída, para a análise de pequenos sinais

Vp - valor de pico da tensão de fase

Vpk - valor de pico da tensão dente de serra

Vs - diferença entre o valor de pico e o valor mínimo da tensão dente de serra

V_{S1} - tensão sobre a chave S1

Vv - valor mínimo da tensão dente de serra (V valley)

x - expoente usado para o cálculo das perdas magnéticas

$$X - \frac{2\pi + 3\sqrt{3}}{4\pi}$$

X_{co} - reatância do capacitor de saída

y - expoente usado para o cálculo das perdas magnéticas

Z_1, Z_o - impedâncias definidas no capítulo 4

$$\alpha - \sqrt{3} \cdot V_p / V_o$$

δ - profundidade de penetração

ΔB - variação da densidade de fluxo magnético

ΔB_{max} - máxima variação da densidade de fluxo magnético

Δi_{Co} - ondulação de 360Hz da corrente do capacitor de saída

$\Delta i_{Lm}, \Delta i_{Lo}$ - ondulação de corrente na indutância magnetizante e de saída

Δt - tempo máximo de circulação de corrente na chave S1. Parâmetro usado para o cálculo do sensor de corrente

ΔT - elevação de temperatura

$\Delta V_{C1}, \Delta V_o$ - ondulação de tensão no capacitor de acoplamento e de saída

ϕ - ângulo de defasagem entre tensão e corrente de fase

η - rendimento

λ - parâmetro usado para o cálculo do grampeador do secundário

μ - fator de amplificação, grandeza definida na referência [16]

μ_o - permeabilidade magnética no vácuo

ω_c - frequência de corte

ω_{norm} - frequência normalizada (ω/ω_c)

ζ - coeficiente de amortecimento

COMPLEMENTOS:

' - apóstrofo: representa uma grandeza referenciada ao secundário

\bar{X} - grandeza X parametrizada

ef - referente à valor eficaz

m - referente à valor mínimo

max, min - valor máximo e mínimo

med - referente à valor médio

p - referente à valor de pico

s - referente à chaveamento ou ao período de chaveamento

CAPÍTULO 1

INTRODUÇÃO

A fonte geradora de energia elétrica mais abundante no Brasil é a hidroeletricidade. Este tipo de produção de energia não polui o meio ambiente, no entanto, a construção de uma usina hidrelétrica é cara e demorada além de causar a inundação de grandes áreas, deslocando a população residente.

A conscientização de quanto custa a produção de energia elétrica traz a responsabilidade de consumi-la com a maior eficiência possível.

Nas aplicações industriais de elevada potência (acima de 1KW), onde os sistemas trifásicos de alimentação são geralmente os mais recomendados, tem-se na conversão CA-CC um exemplo de consumo de energia elétrica com baixa eficiência, uma vez que essa tarefa tem sido dominada por retificadores convencionais a diodos e retificadores controlados a tiristor. A característica não linear da corrente de entrada destes retificadores cria problemas para a rede comercial de energia elétrica e para os próprios retificadores, dentre os quais podem ser destacados:

- Injeção de elevado conteúdo harmônico na corrente de entrada;
- Distorção da tensão de alimentação, devido aos elevados picos da corrente de entrada;
- Aumento das perdas nas linhas de energia;
- Redução do fator de potência;
- Geração de grandes quantidades de potência reativa;
- Diminuição do rendimento da estrutura devido ao elevado valor eficaz da corrente de entrada.

Tentando superar estes problemas, muitos trabalhos tem sido apresentados pela comunidade científica de eletrônica de potência [1,2,3].

Normalmente a correção do fator de potência é obtida empregando-se conversores com característica de entrada como fonte de corrente. Para sistemas trifásicos esse procedimento é quase uma regra. Um dos exemplos mais cogitados atualmente, que possui essa característica, é o conversor Boost. Esse conversor apresenta um indutor Boost para cada fase, além de não ser naturalmente isolado e operar apenas como elevador de tensão.

Como nova opção para correção do fator de potência em redes trifásicas, o presente trabalho propõem a utilização do conversor CC-CC Zeta, cujas principais características são:

- Não necessita de três indutores na entrada, a não ser os de filtragem;

- Isolação natural, o que possibilita processar a energia num único estágio;
- Saída com característica de fonte de corrente, o que facilita a associação em paralelo;
- Robustez e simplicidade na estrutura de potência e no circuito de controle;
- Opera tanto como elevador quanto abaixador de tensão.

Quando essas características corresponderem aos requisitos impostos, a estrutura proposta certamente se tornará uma boa opção.

1.1 - DEFINIÇÃO DO FATOR DE POTÊNCIA

Para o processo de retificação apresentado na Fig. 1.1, define-se fator de potência como sendo:

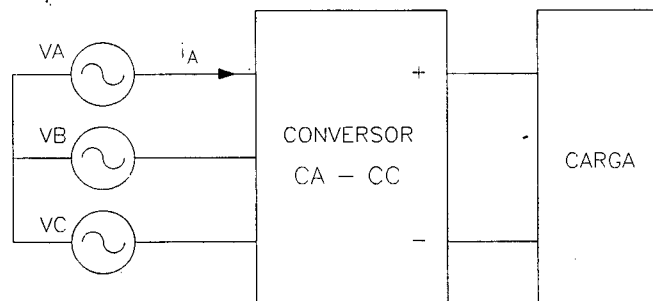


Fig. 1.1 - Retificador trifásico

$$FP = \frac{P_{in}}{N_{in}} = \frac{3 \cdot V_{A_{ef}} \cdot i_{A(1)_{ef}} \cos(\phi)_{(1)}}{3 \cdot V_{A_{ef}} \cdot i_{A_{ef}}} = \frac{i_{A(1)_{ef}}}{i_{A_{ef}}} \cos(\phi)_{(1)} \quad (1.1)$$

onde: $\Rightarrow P_{in}$: potência média de entrada;

$\Rightarrow N_{in}$: potência aparente de entrada;

$\Rightarrow V_{A_{ef}}$: valor eficaz da tensão senoidal da fase A;

$\Rightarrow i_{A(1)_{ef}}$: valor eficaz da componente fundamental da corrente na fase A;

$\Rightarrow i_{A_{ef}}$: valor eficaz da corrente na fase A;

$\Rightarrow \phi_{(1)}$: ângulo de deslocamento entre a tensão e a componente fundamental da corrente da fase A.

A corrente de fase pode ser expressa pela soma da componente fundamental com as demais componentes harmônicas:

$$i_A = i_{A(1)} + \sum i_{A(n)} \quad (1.2)$$

ou em termos de valores eficazes:

$$i_A ef^2 = i_{A(1)} ef^2 + \Sigma i_{A(n)} ef^2 \quad (1.3)$$

Substituindo (1.3) em (1.1) e considerando a fonte de alimentação senoidal ideal, chega-se à expressão:

$$FP = \frac{i_{A(1)} ef}{\sqrt{i_{A(1)} ef^2 + \Sigma i_{A(n)} ef^2}} \cos(\phi)_{(1)} \quad (1.4)$$

ou

$$FP = \frac{\cos(\phi)_{(1)}}{\sqrt{1 + \frac{\Sigma i_{A(n)} ef^2}{i_{A(1)} ef^2}}} \quad (1.5)$$

Definindo a taxa de distorção harmônica, tem-se:

$$TDH = \frac{\sqrt{\Sigma i_{A(n)} ef^2}}{i_{A(1)} ef} \quad (1.6)$$

Assim, obtêm-se a forma final da equação que define o fator de potência:

$$FP = \frac{\cos(\phi)_{(1)}}{\sqrt{1 + TDH^2}} \quad (1.7)$$

Conclui-se que fator de potência unitário requer ângulo de defasagem nulo entre a tensão e a componente fundamental da corrente, bem como a ausência de harmônicas na corrente de fase. Assim para $\cos(\phi)_{(1)} = 1$ a TDH é dada por:

$$TDH = \sqrt{\frac{1}{FP^2} - 1} \quad (1.8)$$

1.2 - IMPORTÂNCIA DA CORREÇÃO DO FATOR DE POTÊNCIA

A fim de demonstrar a importância da correção do fator de potência segue a análise de um retificador a diodo, com filtro capacitivo e indutores de linha, mostrado na Fig. 1.2. As principais formas de onda são apresentadas na Fig. 1.3.

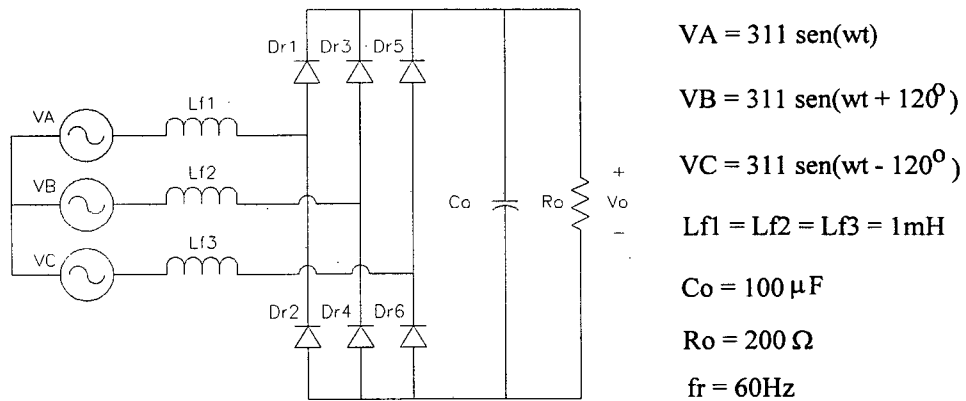


Fig. 1.2 - Retificador convencional a diodo, com filtro capacitivo e indutores de linha

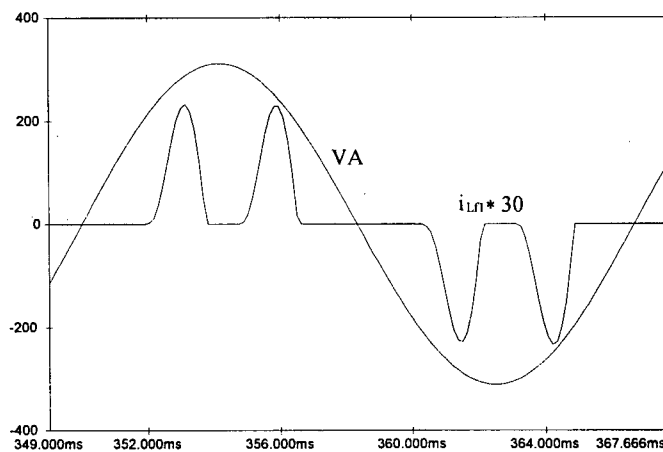


Fig. 1.3 - Tensão e corrente de fase

Na Fig. 1.4 observa-se a análise harmônica da corrente na fase A, de onde se obtém:

$$\text{TDH} = 112,72 \% \text{ e fase da fundamental da corrente} = -5,794^\circ$$

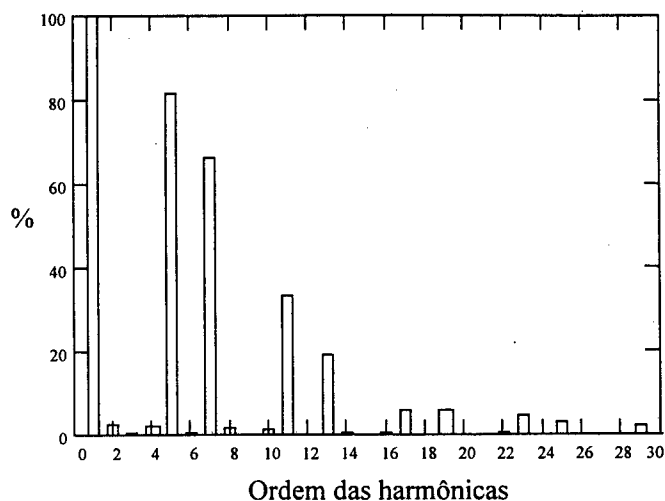


Fig. 1.4 - Análise harmônica da corrente na fase A

O fator de potência resultante é determinado segundo a equação (1.7):

$$FP = \frac{\cos(5.794^\circ)}{\sqrt{1 + (1.1272)^2}} = 0.66$$

Obteve-se também, pela simulação, a potência média de saída e a corrente eficaz na fase A, considerando-se o rendimento = 100%.

$$P_o = 1402 \text{ W} \quad i_{L_{f1}ef} = 3.24 \text{ A}$$

Se o fator de potência fosse unitário a corrente eficaz na fase A seria:

$$N_{in} = P_{in} = P_o = 1402 \text{ W}$$

$$i_{L_{f1}ef} = \frac{N_{in}}{3 \cdot V A_{ef}} = \frac{1402}{3 \cdot 220} = 2.12 \text{ A}$$

O que resulta numa circulação de corrente eficaz 52,8% maior do que circularia, caso o fator de potência fosse unitário.

Pode-se melhorar o fator de potência dessa estrutura simplesmente aumentando o valor dos indutores de linha. A Fig. 1.5 mostra os resultados de simulação para $L_f = 10 \text{ mH}$. Na Fig. 1.6 observa-se a análise harmônica da corrente na fase A, de onde se obtém:

$$TDH = 40,4 \% \text{ e fase da fundamental da corrente} = -14.1^\circ$$

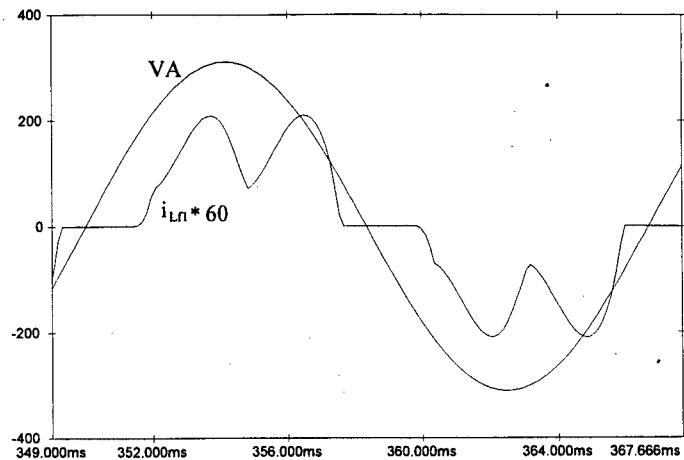


Fig. 1.5 - Tensão e corrente de fase

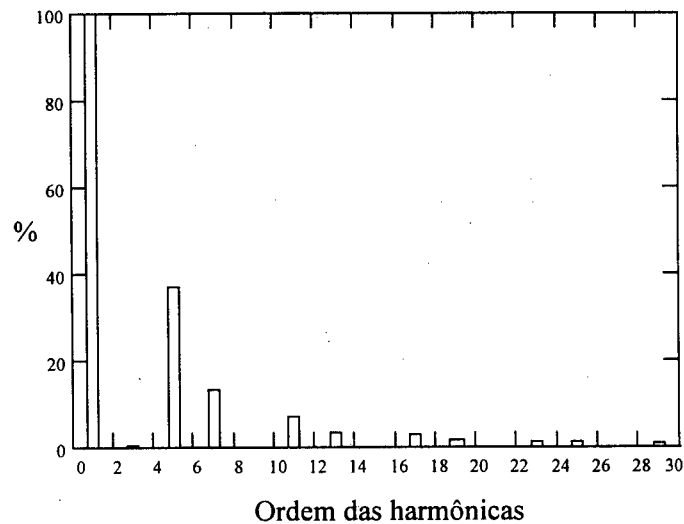


Fig. 1.6 - Análise harmônica da corrente na fase A

O fator de potência resultante é determinado por:

$$FP = \frac{\cos(14.1)}{\sqrt{1 + (0.404)^2}} = 0.9$$

Apesar da melhora no fator de potência, a estrutura da Fig. 1.2 ainda apresenta desvantagens, como:

- Estrutura não isolada;
- Tensão de saída não regulada;
- TDH relativamente alta.

CAPÍTULO 2

CONVERSOR ZETA OPERANDO EM DCM

2.1 - INTRODUÇÃO

Como foi dito no capítulo 1, a correção do fator de potência traz benefícios tanto à rede de distribuição quanto ao próprio retificador.

Visando a correção do fator de potência de retificadores trifásicos convencionais, utilizados amplamente pela indústria, o presente trabalho propõem a inclusão do “Módulo Zeta” entre o retificador trifásico e o capacitor de saída, conforme mostrado na Fig. 2.1.

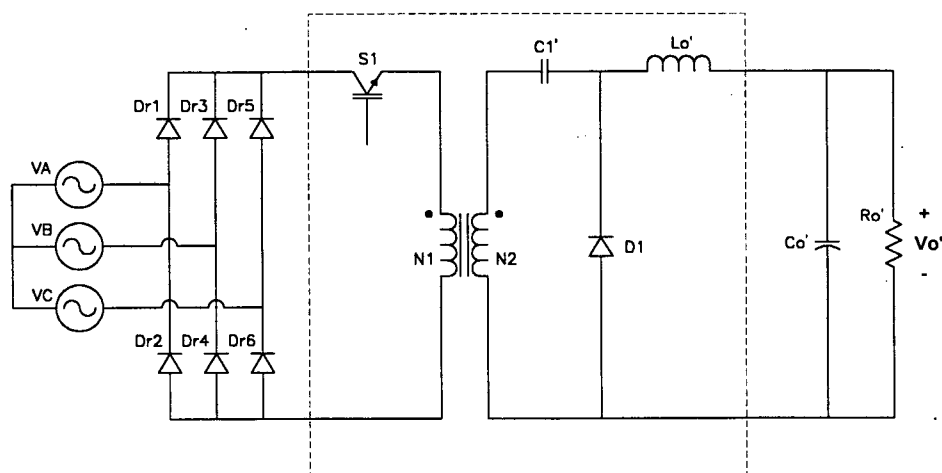


Fig. 2.1 - Retificador trifásico utilizando o Módulo ZETA

Com esta estrutura obtém-se uma corrente de fase, não filtrada, como a mostrada na Fig. 2.2. Nota-se por esta figura que a corrente de fase não possui forma senoidal, uma vez que esta existe para somente $2/3$ do período. Pode-se observar também que esta é uma corrente característica da operação DCM, que circula pela rede e pelos elementos semicondutores do circuito, o que implica em limitações de potência. Como esta corrente normalmente possui picos relativamente elevados, então conclui-se que ela não é adequada para aplicações em alta potência, pois seu valor eficaz conseqüentemente é elevado.

Este capítulo apresenta um estudo qualitativo e quantitativo da estrutura operando no modo de condução descontínua, com a finalidade de desenvolver uma metodologia de projeto

para a mesma. Será demonstrada também a sua capacidade de correção do fator de potência com a utilização de um simples filtro passivo de alta frequência na entrada.

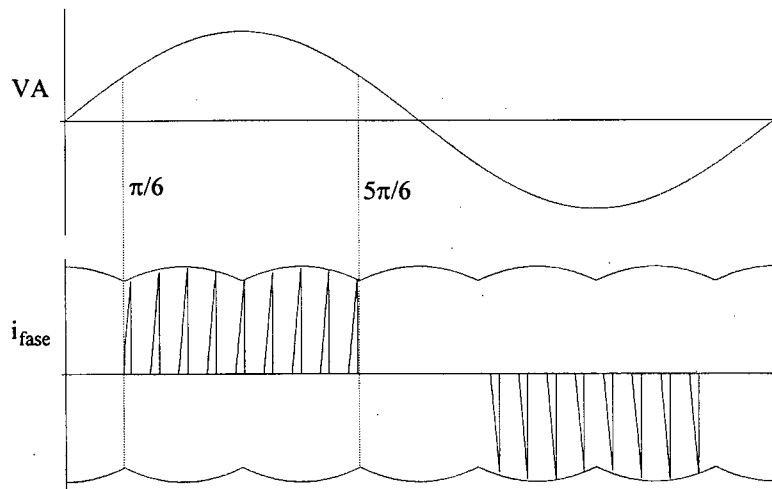


Fig. 2.2 - Formas de onda da tensão e corrente da fase A, não filtrada

2.2 - PRINCÍPIO DE FUNCIONAMENTO

A fim de simplificar a análise do circuito da Fig. 2.1 são feitas as seguintes considerações:

- a tensão de entrada é constante para um período de chaveamento;
- o circuito opera em regime permanente;
- os componentes são tomados como ideais;
- o transformador é substituído pela sua indutância magnetizante e todos os componentes são referidos ao primário;
- as capacitâncias de C_1 e C_o são grandes o suficiente para que suas tensões sejam constantes e iguais a V_o .

Diante destas considerações chega-se à versão não isolada do conversor a ser analisado, com o sentido positivo das tensões e correntes convencionado como mostra a Fig. 2.3, onde:

$$V_o = (N_1/N_2) \cdot V_o' ; C_o = (N_2/N_1)^2 \cdot C_o' ; C_1 = (N_2/N_1)^2 \cdot C_1'$$

$$L_o = (N_1/N_2)^2 \cdot L_o' ; R_o = (N_1/N_2)^2 \cdot R_o'$$

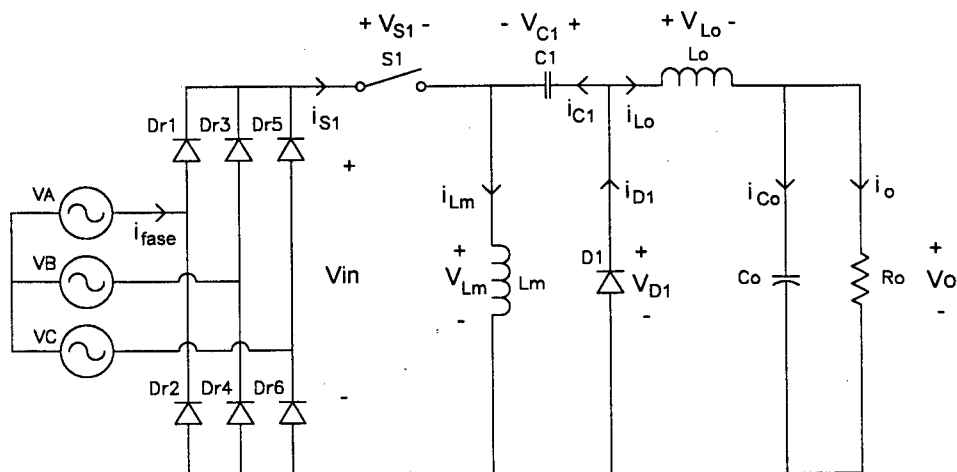


Fig. 2.3 - Conversor ZETA não isolado

O funcionamento do circuito, para um período de chaveamento (ou comutação), é descrito pelas seguintes etapas:

1ª etapa (t_0, t_1) - (Fig. 2.4): no instante t_0 , a chave (ou interruptor) S1 é habilitada e conduz a corrente i_{S1} , que cresce linearmente. Nesta etapa o diodo D1 se mantém bloqueado com tensão igual à $(V_{in} + V_o)$, portanto, a corrente i_{S1} é resultante da soma das correntes i_{Lm} e i_{Lo} . A inclinação na forma de onda das correntes i_{Lm} e i_{Lo} é proporcional às relações $\frac{V_{in}}{Lm}$ e $\frac{V_{in}}{Lo}$.

Nesta etapa ocorrem também a descarga do capacitor C1 e a carga do capacitor Co, cujas tensões são iguais a V_o .

2ª etapa (t_1, t_2) - (Fig. 2.5): no instante t_1 , a chave S1 é bloqueada e o diodo D1 entra em condução, fazendo com que as indutâncias Lm e Lo transfiram a energia armazenada em seu campo magnético para os capacitores C1 e Co, respectivamente. As correntes i_{Lm} e i_{Lo} decrescem segundo às relações $-\frac{V_o}{Lm}$ e $-\frac{V_o}{Lo}$. Nesta etapa a tensão sobre a chave S1 é igual à $(V_{in} + V_o)$.

3ª etapa (t_2, t_3) - (Fig. 2.6): esta etapa inicia-se quando as correntes i_{Lm} e i_{Lo} se igualam em módulo. É neste instante que se caracteriza a condução descontínua, pelo bloqueio do diodo D1. As tensões V_{Lm} e V_{Lo} vão a zero e não há variação no valor da corrente. O sentido da corrente depende da diferença de energia armazenada em Lm e Lo, na primeira etapa. No circuito equivalente da Fig. 2.6 representou-se condução contínua em Lo, enquanto que i_{Lm} se inverteu e decresceu a ponto de se igualar a i_{Lo} , em módulo. Este tipo de situação melhora a qualidade da corrente de saída. Nesta etapa a tensão sobre a chave S1 é igual à V_{in} e sobre o diodo D1 igual à V_o .

A seguir são mostrados os circuitos equivalentes referentes às etapas de funcionamento, considerando ωt entre 30 e 90 graus. Os sentidos assumidos pelas tensões e correntes são apresentados nas figuras.

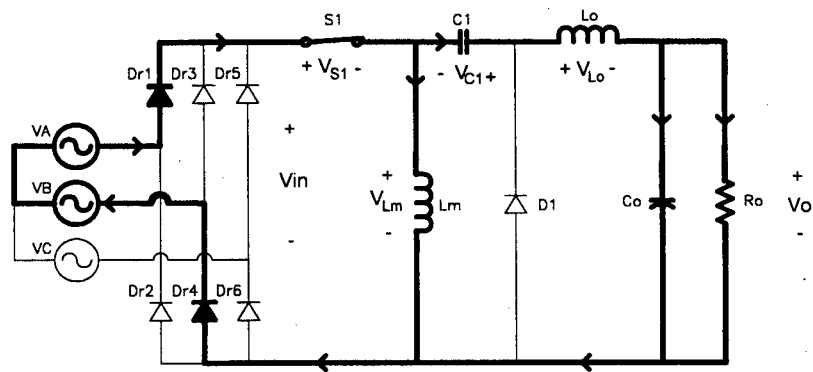


Fig. 2.4 (t_0, t_1)

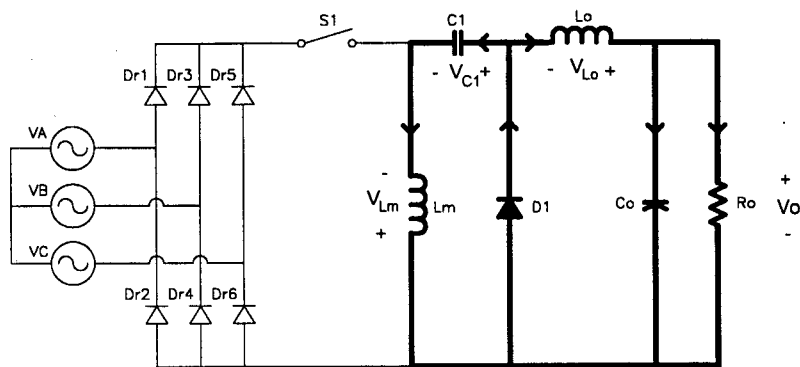


Fig. 2.5 (t_1, t_2)

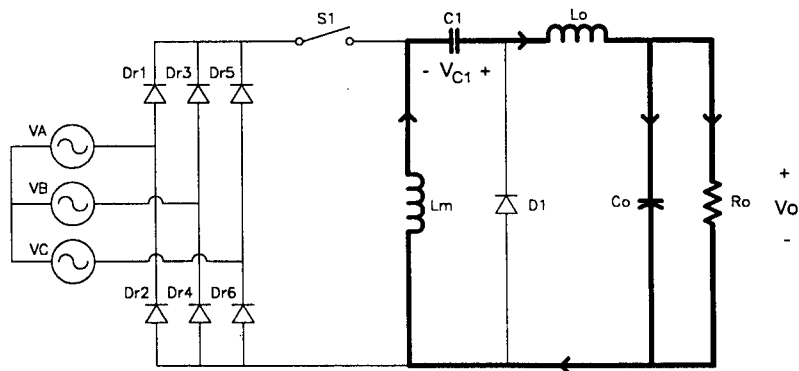


Fig. 2.6 - (t_2, t_3)

As principais formas de onda são mostradas na Fig. 2.7:

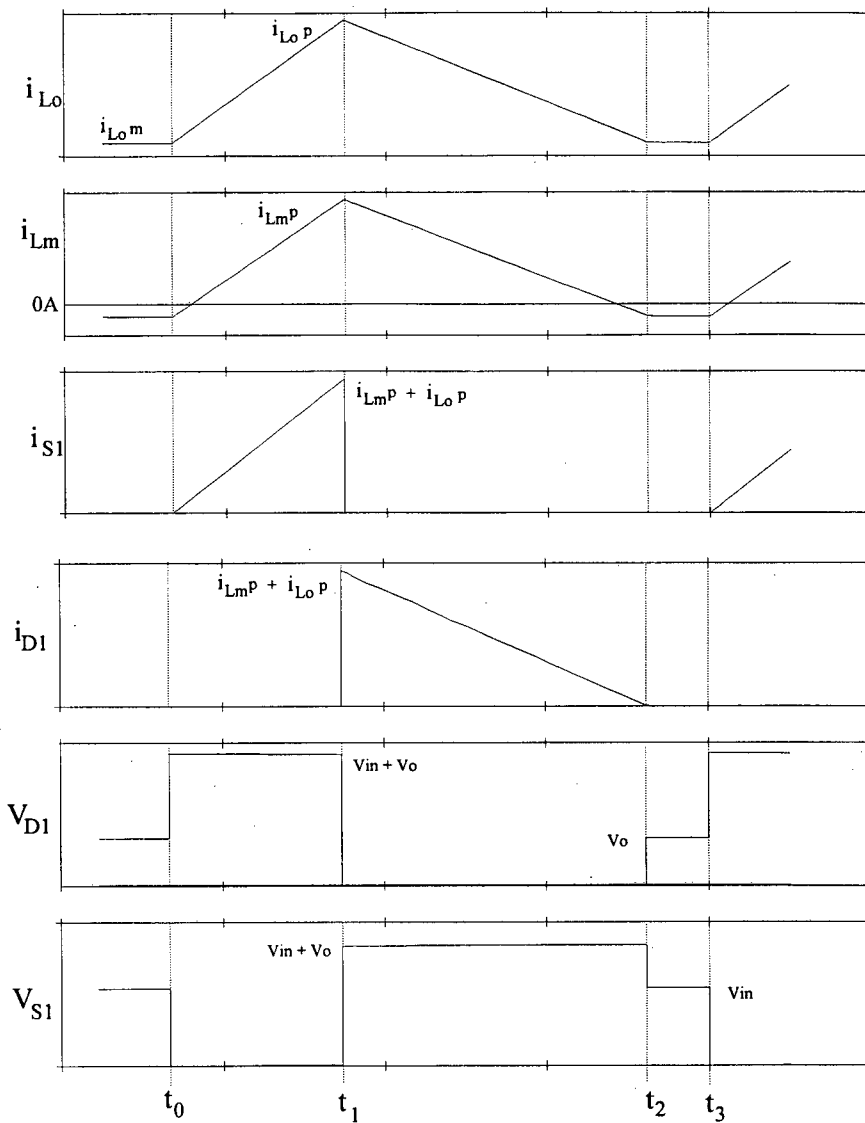


Fig. 2.7 - Principais formas de onda:

i_{Lo} : corrente na indutância de saída

i_{Lm} : corrente na indutância magnetizante

i_{S1} : corrente na chave S1

i_{D1} : corrente no diodo D1

V_{D1} : tensão reversa no diodo D1

V_{S1} : tensão na chave S1

2.3 - ANÁLISE DAS ETAPAS DE FUNCIONAMENTO

Define-se:

$$t_f = t_1 - t_0 \quad (2.1)$$

$$t_d = t_2 - t_1 \quad (2.2)$$

$$t_a = t_3 - t_1 = T_s - t_f \quad (2.3)$$

$$T_s = 1 / f_s \quad (2.4)$$

$$D = t_f / T_s \quad (2.5)$$

$$V_{in} = \sqrt{3} \cdot V_p \cdot \text{sen}(\omega t), \text{ para } \omega t \text{ variando de } \pi/3 \text{ até } 2\pi/3 \quad (2.6)$$

$$X = \frac{2\pi + 3\sqrt{3}}{4\pi} \quad (2.7)$$

2.3.1 - 1ª etapa ($0 \leq t \leq t_f$)

Condições iniciais: $i_{Lm}(t=0) = i_{Lm}m$, $i_{Lo}(t=0) = i_{Lo}m$ e $V_{Lm}(t) = V_{Lo}(t) = V_{in}$

A partir do circuito equivalente desta etapa chega-se às seguintes equações:

$$V_{Lm}(t) = L_m \frac{di_{Lm}(t)}{dt} \quad (2.8)$$

$$V_{Lm}(t) = V_{in} = \sqrt{3} \cdot V_p \cdot \text{sen}(\omega t) \quad (2.9)$$

Trabalhando estas equações, chega-se à expressão da corrente na indutância magnetizante:

$$i_{Lm}(t) = \frac{\sqrt{3} \cdot V_p \cdot t}{L_m} \text{sen}(\omega t) + i_{Lm}m \quad (2.10)$$

Para a indutância de saída L_o tem-se:

$$V_{Lo}(t) = L_o \cdot \frac{di_{Lo}(t)}{dt} \quad (2.11)$$

$$V_{Lo}(t) = V_{in} \quad (2.12)$$

Da mesma forma obtém-se a equação da corrente na indutância de saída:

$$i_{Lo}(t) = \frac{\sqrt{3} \cdot V_p \cdot t}{L_o} \text{sen}(\omega t) + i_{Lo}m \quad (2.13)$$

A corrente na chave S1 é dada pela soma das correntes nas indutâncias L_m e L_o , resultando em:

$$i_{S1}(t) = i_{Lm}(t) + i_{Lo}(t) = \left(\frac{1}{L_m} + \frac{1}{L_o} \right) \cdot \sqrt{3} \cdot V_p \cdot t \cdot \text{sen}(\omega t) + i_{Lm}m + i_{Lo}m \quad (2.14)$$

onde $i_{Lm}m + i_{Lo}m = 0$

$$\text{Define-se: } \frac{1}{L_m} + \frac{1}{L_o} = \frac{1}{L}, \text{ portanto:} \quad (2.15)$$

$$i_{s1}(t) = \frac{\sqrt{3} \cdot V_p \cdot t}{L} \text{sen}(\omega t) \quad (2.16)$$

2.3.2 - 2ª etapa ($0 \leq t \leq t_d$)

Condições iniciais: $i_{Lm}(t=0) = i_{LmP}$, $i_{Lo}(t=0) = i_{LoP}$ e $V_{Lm}(t) = V_{Lo}(t) = V_o$

A partir do circuito equivalente desta etapa chega-se às seguintes equações:

$$V_{Lm}(t) = L_m \frac{di_{Lm}(t)}{dt} \quad (2.17)$$

$$V_{Lm}(t) = -V_o \quad (2.18)$$

A exemplo da 1ª etapa, através de (2.17) e (2.18), chega-se à equação da corrente na indutância magnetizante:

$$i_{Lm}(t) = i_{LmP}(t) - \frac{V_o \cdot t}{L_m} \quad (2.19)$$

Fazendo $t = t_f$, obtém-se da equação (2.10):

$$i_{LmP}(t) = \frac{\sqrt{3} \cdot V_p \cdot t_f}{L_m} \text{sen}(\omega t) + i_{Lm}m, \text{ conseqüentemente:} \quad (2.20)$$

$$i_{Lm}(t) = \frac{\sqrt{3} \cdot V_p \cdot t_f}{L_m} \text{sen}(\omega t) - \frac{V_o \cdot t}{L_m} + i_{Lm}m \quad (2.21)$$

Para a indutância de saída L_o , tem-se:

$$V_{Lo}(t) = L_o \cdot \frac{di_{Lo}(t)}{dt} \quad (2.22)$$

$$V_{Lo}(t) = -V_o \quad (2.23)$$

Substituindo (2.23) em (2.22), chega-se à equação da corrente na indutância de saída:

$$i_{Lo}(t) = i_{LoP}(t) - \frac{V_o \cdot t}{L_o} \quad (2.24)$$

$$\text{De (2.13): } i_{LoP}(t) = \frac{\sqrt{3} \cdot V_p \cdot t_f}{L_o} \text{sen}(\omega t) + i_{Lo}m, \text{ conseqüentemente:} \quad (2.25)$$

$$i_{Lo}(t) = \frac{\sqrt{3} \cdot V_p \cdot t_f}{L_o} \text{sen}(\omega t) - \frac{V_o \cdot t}{L_o} + i_{Lo}m \quad (2.26)$$

A corrente no diodo D1 é dada pela soma das correntes nas indutâncias L_m e L_o , resultando em:

$$i_{D1}(t) = i_{Lm}(t) + i_{Lo}(t) = \frac{\sqrt{3} \cdot V_p \cdot t_f}{L} \text{sen}(\omega t) - \frac{V_o}{L} t \quad (2.27)$$

Como convencionou-se, a corrente no diodo D1 se anula quando $t = t_d$. Desta forma pode-se obter t_d a partir da equação (2.27), como segue:

$$t_d = \frac{\sqrt{3} \cdot V_p \cdot t_f}{V_o} \text{sen}(\omega t) \quad (2.28)$$

$$\text{Definindo } \alpha = \frac{\sqrt{3} \cdot V_p}{V_o} \text{ e substituindo na equação (2.28), resulta:} \quad (2.29)$$

$$t_d = \alpha \cdot t_f \cdot \text{sen}(\omega t) \quad (2.30)$$

2.3.3 - 3ª etapa ($t_f + t_d \leq t \leq T_s$)

Nesta etapa não há mudanças nos estados das grandezas que permanecem com os valores de suas condições iniciais, ou seja:

$$i_{Lm}(t) = i_{Lm}m$$

$$i_{Lo}(t) = i_{Lo}m$$

$$V_{Lm}(t) = V_{Lo}(t) = 0$$

2.4 - EQUACIONAMENTO DO CONVERSOR ZETA

O equacionamento a seguir tem como objetivo a elaboração de uma metodologia de projeto do conversor Zeta operando em DCM e também possibilitar o cálculo dos principais esforços nos componentes.

2.4.1 - Razão cíclica crítica (Dc)

Retomando a equação (2.30), tem-se: $t_d = \alpha \cdot t_f \cdot \text{sen}(\omega t)$

O máximo valor de t_d é obtido na situação crítica, ou seja, quando $\text{sen}(\omega t) = 1$ e quando $t_d + t_f = T_s$. Isto caracteriza a condução crítica no diodo D1. Substituindo os valores mencionados, na equação anterior, resulta:

$$D_c = \frac{1}{1 + \alpha} \quad (2.31)$$

Com a expressão (2.31) gera-se a Fig. 2.8.

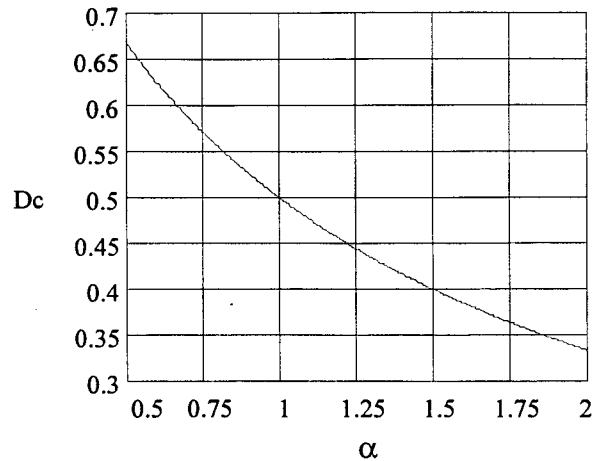


Fig. 2.8 - Razão cíclica crítica em função de α

2.4.2 - Corrente média no diodo D1

Com base na Fig. 2.7, exprime-se a corrente média no diodo D1, para um período de chaveamento:

$$i_{D1\text{med}_s} = \frac{i_{D1p} \cdot t_d}{2 \cdot T_s} \quad (2.32)$$

Fazendo $t = 0$, obtém-se da equação (2.27): $i_{D1p} = \frac{\sqrt{3} \cdot V_p \cdot t_f}{L} \text{sen}(\omega t)$ (2.33)

Substituindo (2.30) e (2.33) em (2.32), resulta:

$$i_{D1\text{med}_s} = \frac{\sqrt{3} \cdot V_p \cdot D^2 \cdot \alpha}{2 \cdot f_s \cdot L} \text{sen}^2(\omega t) \quad (2.34)$$

O valor médio da corrente no diodo D1 para um período de V_{in} é obtido através da seguinte integração:

$$i_{D1\text{med}} = \frac{3}{\pi} \int_{\frac{\pi}{3}}^{\frac{2\pi}{3}} i_{D1\text{med}_s} \cdot d\omega t \quad (2.35)$$

que resulta: $i_{D1\text{med}} = \frac{\sqrt{3} \cdot X \cdot V_p \cdot \alpha \cdot D^2}{2 \cdot f_s \cdot L}$ (2.36)

Parametrizando esta equação, define-se:

$$\overline{i_{D1\text{med}}} = \frac{i_{D1\text{med}} \cdot L \cdot f_s}{V_p} \quad (2.37)$$

Substituindo (2.36) na equação (2.37), resulta:

$$\overline{i_{D1}} = \frac{\sqrt{3} \cdot X \cdot \alpha \cdot D^2}{2} \quad (2.38)$$

Com a expressão (2.38) gera-se a Fig. 2.9.

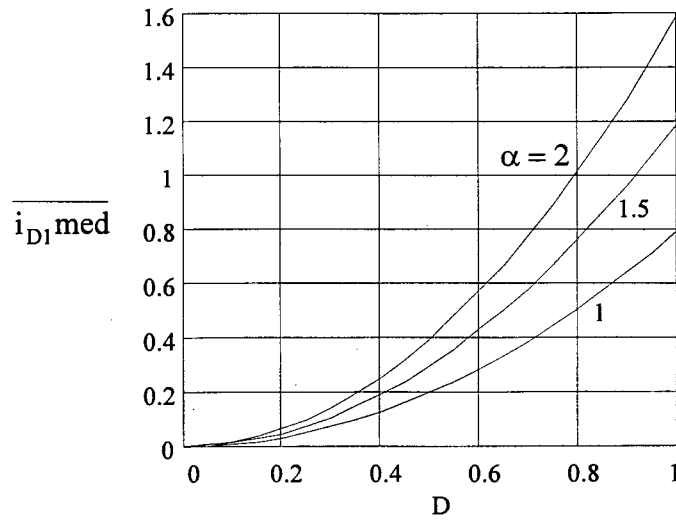


Fig. 2.9 - Corrente média no diodo D1, parametrizada

2.4.3 - Razão cíclica de operação (D)

Através da igualdade $i_o = i_{D1med}$, obtém-se a expressão:

$$D = \frac{1}{\alpha} \sqrt{\frac{2 \cdot L \cdot f_s}{X \cdot R_o}} \quad (2.39)$$

Parametrizando esta equação, define-se:

$$\bar{D} = D \cdot \sqrt{\frac{R_o}{L \cdot f_s}} \quad (2.40)$$

Substituindo (2.39) na equação (2.40), resulta:

$$\bar{D} = \frac{1}{\alpha} \sqrt{\frac{2}{X}} \quad (2.41)$$

Com a expressão (2.41) gera-se a Fig. 2.10.

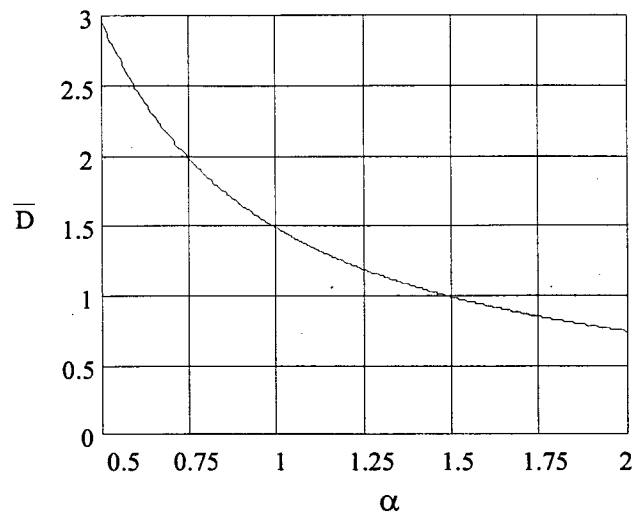


Fig. 2.10 - Razão cíclica, parametrizada

2.4.4 - Indutância equivalente crítica

Rearranjando a equação (2.39), pode-se escrever:

$$L = \frac{X.D^2.\alpha^2.Ro}{2.fs} \quad (2.42)$$

Substituindo D por Dc, resulta:

$$Lc = \frac{X.Dc^2.\alpha^2.Ro}{2.fs} \quad (2.43)$$

Parametrizando esta equação, define-se:

$$\bar{L}c = \frac{Lc.fs}{Ro} \quad (2.44)$$

Substituindo (2.43) na equação (2.44), resulta:

$$\bar{L}c = \frac{X.Dc^2.\alpha^2}{2} \quad (2.45)$$

Com a expressão (2.45) gera-se a Fig. 2.11.

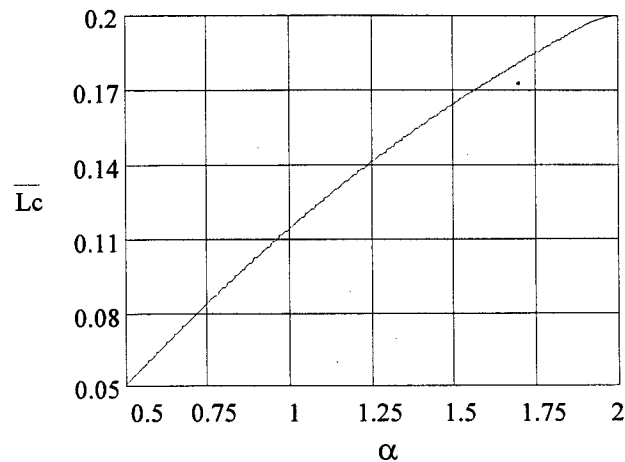


Fig. 2.11 - Indutância equivalente crítica, parametrizada

2.4.5 - Característica de transferência estática

$$\text{Define-se: } G = \frac{1}{\alpha} = \frac{V_o}{\sqrt{3} \cdot V_p} \quad (2.46)$$

$$\text{Sabe-se que: } V_o = R_o \cdot i_o = R_o \cdot i_{D1 \text{ med}} \quad (2.47)$$

Substituindo (2.36) em (2.47) e levando a (2.46), pode-se obter:

$$G = D \cdot \sqrt{\frac{X \cdot R_o}{2 \cdot f_s \cdot L}} \quad (2.48)$$

Parametrizando esta equação, define-se:

$$\bar{G} = G \cdot \sqrt{\frac{L \cdot f_s}{R_o}} \quad (2.49)$$

Substituindo (2.48) na equação (2.49), resulta:

$$\bar{G} = D \cdot \sqrt{\frac{X}{2}} \quad (2.50)$$

Com a expressão (2.50) gera-se a Fig. 2.12.

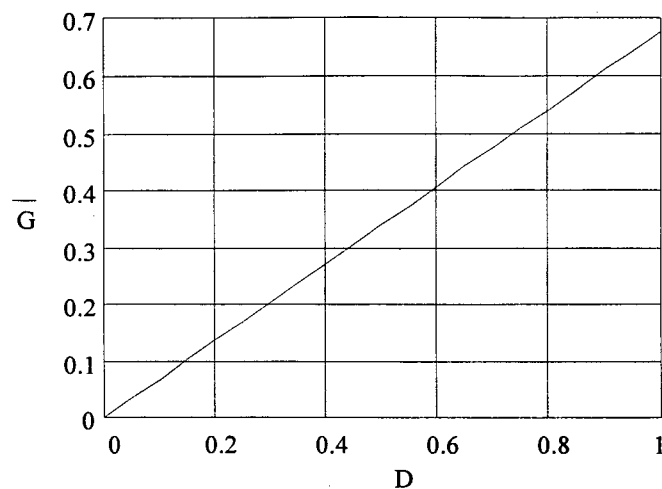


Fig. 2.12 - Ganho estático, parametrizado

2.4.6 - Característica de saída

Sabe-se que: $i_o = i_{D1 \text{ med}} = \frac{\sqrt{3} \cdot X \cdot V_p \cdot \alpha \cdot D^2}{2 \cdot f_s \cdot L}$

Pode-se reescrever a equação anterior da seguinte forma:

$$i_o = \frac{\sqrt{3} \cdot X \cdot V_p \cdot D^2}{2 \cdot f_s \cdot L \cdot G} \quad (2.51)$$

Parametrizando esta equação, define-se:

$$\bar{i}_o = \frac{i_o \cdot 2 \cdot f_s \cdot L}{\sqrt{3} \cdot V_p \cdot X} \quad (2.52)$$

Substituindo (2.51) na equação (2.52), resulta:

$$\bar{i}_o = \frac{D^2}{G} \quad (2.53)$$

Esta equação caracteriza o funcionamento do conversor no modo de condução descontinua. Substituindo D por D_c , obtém-se o limite entre DCM e CCM, a saber:

$$\bar{i}_o = \frac{G}{G^2 + 2 \cdot G + 1} \quad (2.54)$$

Utilizando a característica de transferência estática do conversor no modo CCM e as equações (2.53) e (2.54) gera-se a Fig. 2.13.

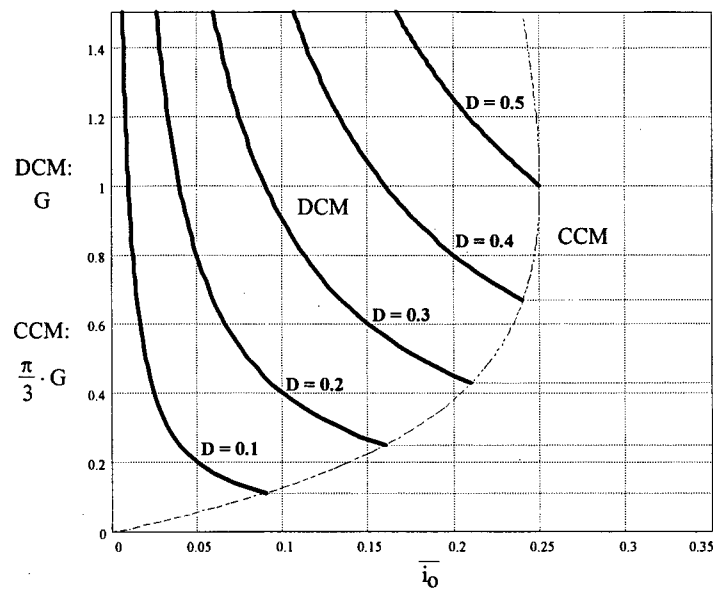


Fig. 2.13 - Característica de saída

2.4.7 - Potência transferida à carga

É importante salientar que a corrente média no diodo D1 e a corrente média no indutor de saída L_o são iguais a corrente de saída i_o ($i_{D1med} = i_{L_o med} = i_o$). Diante disso, pode-se escrever:

$$P_o = R_o \cdot i_o^2 = R_o \cdot i_{D1med}^2 \quad (2.55)$$

Substituindo (2.36) na equação anterior, resulta:

$$P_o = \frac{3 \cdot X \cdot V_p^2 \cdot D^2}{2 \cdot f_s \cdot L} \quad (2.56)$$

Parametrizando esta equação, define-se:

$$\overline{P_o} = \frac{P_o \cdot L \cdot f_s}{V_p^2} \quad (2.57)$$

Substituindo (2.56) na equação (2.57), resulta:

$$\overline{P_o} = \frac{3 \cdot X \cdot D^2}{2} \quad (2.58)$$

Com a expressão (2.58) gera-se a Fig. 2.14.

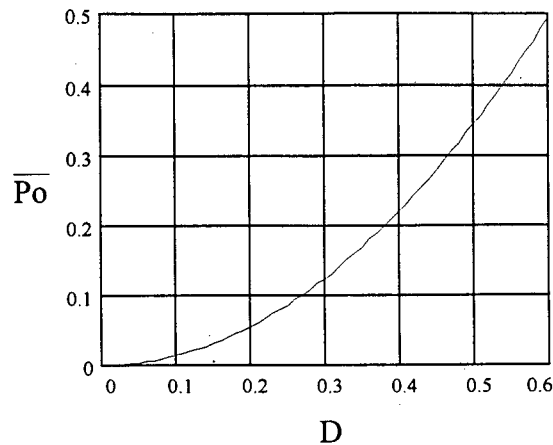


Fig. 2.14 - Potência transferida à carga, parametrizada

2.4.8 - Análise da corrente na indutância de saída

A corrente média na indutância L_o , para um período de chaveamento, é expressa por:

$$i_{L_o \text{ med } S} = \frac{(i_{L_o p} - i_{L_o m})}{2} \cdot \frac{(t_f + t_d)}{T_s} + i_{L_o m} \quad (2.59)$$

Substituindo (2.25) na equação (2.59), resulta:

$$i_{L_o \text{ med } S} = \frac{\sqrt{3} \cdot V_p \cdot D^2}{2 \cdot L_o \cdot f_s} \text{sen}(\omega t) + \frac{\sqrt{3} \cdot V_p \cdot D^2 \cdot \alpha}{2 \cdot L_o \cdot f_s} \text{sen}^2(\omega t) + i_{L_o m} \quad (2.60)$$

Sabe-se que $i_{L_o \text{ med } S} = i_{D1 \text{ med } S}$, portanto, igualando as expressões (2.34) e (2.60) e após alguns algebrismos, pode-se obter:

$$i_{L_o m} = \frac{\sqrt{3} \cdot V_p \cdot D^2 \cdot (\alpha \cdot L_o \cdot \text{sen}(\omega t) - L_m)}{2 \cdot f_s \cdot L_m \cdot L_o} \text{sen}(\omega t) \quad (2.61)$$

Caso se deseje uma corrente de saída de boa qualidade, deve-se fazer com que esta seja contínua, ou seja, $i_{L_o m} > 0$. Para que esta condição seja satisfeita, obtém-se da equação anterior:

$$\alpha \cdot L_o \cdot \text{sen}(\omega t) - L_m > 0 \quad (2.62)$$

ou:

$$L_o > \frac{L_m}{\alpha \cdot \text{sen}(\omega t)} \quad (2.63)$$

O menor valor de $\text{sen}(\omega t)$ ocorre para $\omega t = \pi/3$ ou $2\pi/3$, portanto:

$$L_o > \frac{2 \cdot L_m}{\sqrt{3} \cdot \alpha} \quad (2.64)$$

Mas, de (2.15), $L_m = \frac{L \cdot L_o}{L_o - L}$. Substituindo na expressão (2.64), resulta:

$$L_o > \frac{2 \cdot L}{\sqrt{3} \cdot \alpha} + L \quad (2.65)$$

Retomando a equação (2.25) e fazendo $\text{sen}(\omega t) = 1$, pode-se obter:

$$\Delta i_{L_o} = i_{L_o P} - i_{L_o m} = \frac{\sqrt{3} \cdot V_p \cdot D}{L_o \cdot f_s} \quad (2.66)$$

Esta equação permite que se calcule o valor de L_o para um ripple específico na corrente de saída.

2.4.9 - Corrente mínima nas indutâncias magnetizante e de saída

O valor mínimo da corrente na indutância de saída, para um período de V_{in} , é obtido através da seguinte integração:

$$i_{L_o m} = \frac{3}{\pi} \int_{\frac{\pi}{3}}^{\frac{2\pi}{3}} i_{L_o m_s} \cdot d\omega t \quad (2.67)$$

Substituindo (2.61) em (2.67) e realizando a integração, resulta:

$$i_{L_o m} = \frac{V_p \cdot D^2}{f_s} \left(\frac{\sqrt{3} \cdot X \cdot \alpha}{2 \cdot L_m} - \frac{3\sqrt{3}}{2\pi \cdot L_o} \right) \quad (2.68)$$

Pela análise do funcionamento do circuito, sabe-se que $i_{L_m m} = -i_{L_o m}$, Portanto:

$$i_{L_m m} = \frac{V_p \cdot D^2}{f_s} \left(\frac{3\sqrt{3}}{2\pi \cdot L_o} - \frac{\sqrt{3} \cdot X \cdot \alpha}{2 \cdot L_m} \right) \quad (2.69)$$

2.4.10 - Corrente de pico no diodo D1

A corrente de pico no diodo D1 pode ser obtida da equação (2.33), fazendo $\text{sen}(\omega t) = 1$:

$$i_{D1 P} = \frac{\sqrt{3} \cdot V_p \cdot D}{L \cdot f_s} \quad (2.70)$$

Parametrizando esta equação, define-se:

$$\frac{i_{D1 P}}{V_p} = \frac{i_{D1 P} \cdot L \cdot f_s}{V_p} \quad (2.71)$$

Substituindo (2.70) na equação (2.71), resulta:

$$\overline{i_{D1P}} = \sqrt{3}.D \quad (2.72)$$

Com a expressão (2.72) gera-se a Fig. 2.15.

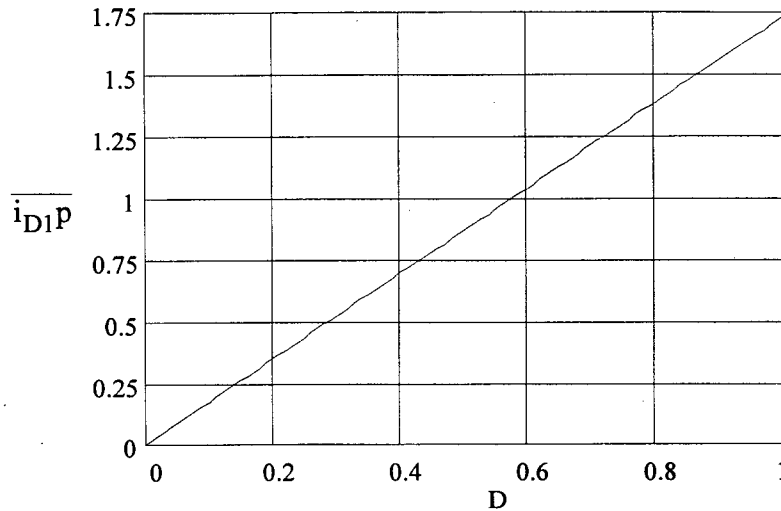


Fig. 2.15 - Corrente de pico no diodo D1, parametrizada

2.4.11 - Corrente de pico na chave S1

A corrente de pico na chave S1 é igual a corrente de pico no diodo D1:

$$i_{S1P} = \frac{\sqrt{3}.V_p.D}{L.fs} \quad (2.73)$$

2.4.12 - Corrente média na chave S1

A corrente média na chave S1, para um período de chaveamento, é expressa por:

$$i_{S1med_s} = \frac{i_{S1P}.tf}{2.T_s} \quad (2.74)$$

Fazendo $t = tf$, obtém-se da equação (2.16): $i_{S1P} = \frac{\sqrt{3}.V_p.tf}{L} \text{sen}(\omega t)$ (2.75)

Substituindo (2.75) na equação (2.74), resulta:

$$i_{S1med_s} = \frac{\sqrt{3}.V_p.D^2}{2.L.fs} \text{sen}(\omega t) \quad (2.76)$$

O valor médio da corrente na chave S1, para um período de V_{in} , é obtido através da seguinte integração:

$$i_{S1\text{med}} = \frac{3}{\pi} \int_{\frac{\pi}{3}}^{\frac{2\pi}{3}} i_{S1\text{med}_s} \cdot d\omega t \quad (2.77)$$

$$\text{Que resulta: } i_{S1\text{med}} = \frac{3\sqrt{3} \cdot V_p \cdot D^2}{2\pi \cdot L \cdot f_s} \quad (2.78)$$

Parametrizando esta equação, define-se:

$$\overline{i_{S1\text{med}}} = \frac{i_{S1\text{med}} \cdot L \cdot f_s}{V_p} \quad (2.79)$$

Substituindo (2.78) na equação (2.79), resulta:

$$\overline{i_{S1\text{med}}} = \frac{3 \cdot \sqrt{3} \cdot D^2}{2\pi} \quad (2.80)$$

Com a expressão (2.80) gera-se a Fig. 2.16.

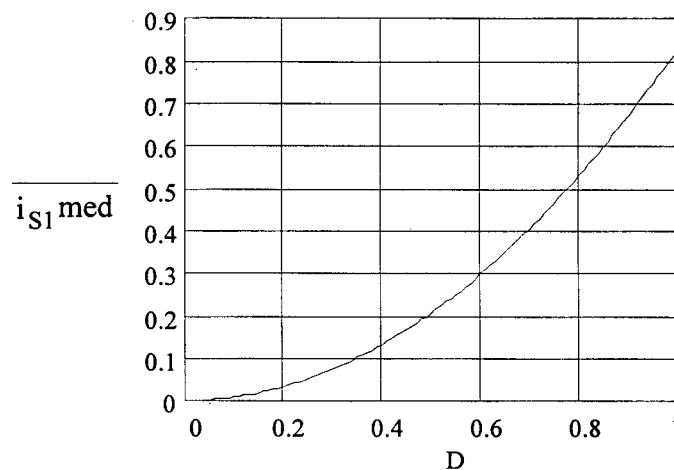


Fig. 2.16 - Corrente média na chave S1, parametrizada

2.4.13 - Corrente média na indutância magnetizante

Sabe-se que a corrente média na indutância magnetizante é igual à corrente média na chave S1, resultando:

$$i_{Lm\text{med}} = \frac{3\sqrt{3} \cdot V_p \cdot D^2}{2\pi \cdot L \cdot f_s} \quad (2.81)$$

2.4.14 - Corrente média nos diodos da ponte retificadora

A corrente média nos diodos da ponte retificadora pode ser obtida pela seguinte integração:

$$i_{Dr\ med} = \frac{1}{2\pi} \int_{\frac{\pi}{6}}^{\frac{5\pi}{6}} i_{Sl\ med} \cdot d\omega t \quad (2.82)$$

que resulta: $i_{Dr\ med} = \frac{\sqrt{3} \cdot V_p \cdot D^2}{2\pi \cdot L \cdot fs}$ (2.83)

Parametrizando esta equação, define-se:

$$\overline{i_{Dr\ med}} = \frac{i_{Dr\ med} \cdot L \cdot fs}{V_p} \quad (2.84)$$

Substituindo (2.83) na equação (2.84), resulta:

$$\overline{i_{Dr\ med}} = \frac{\sqrt{3} \cdot D^2}{2\pi} \quad (2.85)$$

Com a expressão (2.85) gera-se a Fig. 2.17.

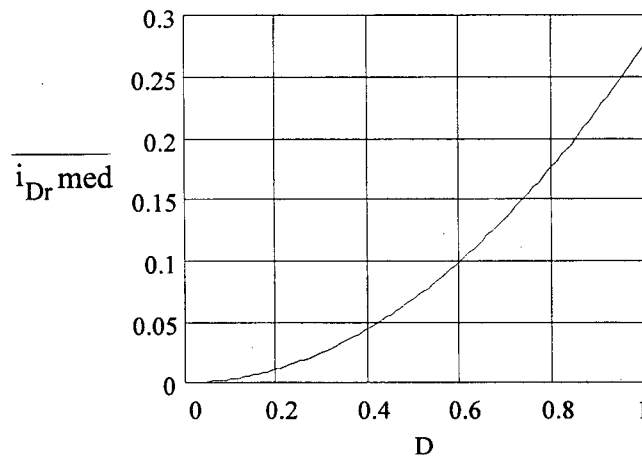


Fig. 2.17 - Corrente média nos diodos da ponte retificadora, parametrizada

2.4.15 - Ondulação de tensão no capacitor de acoplamento

A energia armazenada no capacitor de acoplamento, durante a segunda etapa de funcionamento, proveniente do indutor L_m , pode ser expressa das seguintes maneiras:

$$E_{Cl} = \frac{1}{2} C_l \cdot (V_{ClM}^2 - V_{Clm}^2) \quad (2.86)$$

$$E_{Lm} = \frac{1}{2} L_m \cdot i_{LmP}^2 \quad (2.87)$$

Retomando a equação (2.20), fazendo $\sin(\omega t) = 1$, substituindo o resultado na equação (2.87) e igualando as equações (2.86) e (2.87), obtém-se:

$$C1 = \frac{1}{V_{C1M}^2 - V_{C1m}^2} \left(\frac{3 \cdot V_p^2 \cdot D^2}{L_m \cdot f_s^2} + \frac{2 \cdot \sqrt{3} \cdot V_p \cdot D \cdot i_{Lm} m}{f_s} + i_{Lm} m^2 \cdot L_m \right) \quad (2.88)$$

Sabendo que $V_{C1M} = V_o + \frac{\Delta V_{C1}}{2}$ e $V_{C1m} = V_o - \frac{\Delta V_{C1}}{2}$, pode-se rearranjar a equação (2.88), chegando a:

$$\Delta V_{C1} = \frac{1}{2 \cdot V_o \cdot C1} \cdot \left(\frac{3 \cdot V_p^2 \cdot D^2}{L_m \cdot f_s^2} + \frac{2 \cdot \sqrt{3} \cdot V_p \cdot D \cdot i_{Lm} m}{f_s} + i_{Lm} m^2 \cdot L_m \right) \quad (2.89)$$

2.4.16 - Ondulação de tensão no capacitor de saída

Define-se o ripple de corrente sobre o capacitor C_o como:

$$\Delta i_{co} = i_{\max} - i_{\min} \quad (2.90)$$

Os valores de i_{\max} e i_{\min} podem ser obtidos da equação (2.34), que representa a ondulação resultante da retificação.

Desta forma i_{\max} é obtida fazendo $\omega t = \pi/2$:

$$i_{\max} = \frac{\sqrt{3} \cdot V_p \cdot D^2 \cdot \alpha}{2 \cdot L \cdot f_s} \quad (2.91)$$

Obtém-se i_{\min} fazendo $\omega t = \pi/3$:

$$i_{\min} = \frac{3 \cdot \sqrt{3} \cdot V_p \cdot D^2 \cdot \alpha}{8 \cdot L \cdot f_s} \quad (2.92)$$

Conseqüentemente Δi_{co} resulta:

$$\Delta i_{co} = \frac{\sqrt{3} \cdot V_p \cdot D^2 \cdot \alpha}{8 \cdot L \cdot f_s} \quad (2.93)$$

Admitindo que i_{co} seja senoidal, então a reatância capacitiva pode ser calculada pela seguinte equação:

$$X_{co} = \frac{1}{12 \cdot \pi \cdot f_r \cdot C_o} \quad (2.94)$$

A ondulação de tensão no capacitor de saída é dada pelo seguinte produto:

$$\Delta V_o = \Delta i_{co} \cdot X_{co} = \frac{\sqrt{3} \cdot V_p \cdot D^2 \cdot \alpha}{96 \pi \cdot L \cdot C_o \cdot f_s \cdot f_r} \quad (2.95)$$

2.4.17 - Corrente eficaz na chave S1

A corrente eficaz na chave S1, para um período de chaveamento, é expressa por:

$$i_{S1ef}^2 = \frac{1}{T_S} \int_0^{T_S} i_{S1}(t)^2 \cdot dt \quad (2.96)$$

Substituindo (2.16) na equação (2.96), resulta:

$$i_{S1ef} = \frac{V_p \cdot \sqrt{D^3}}{L \cdot f_s} \text{sen}(\omega t) \quad (2.97)$$

O valor eficaz da corrente na chave S1, para um período de V_{in} , é obtido através da seguinte integração:

$$i_{S1ef}^2 = \frac{3}{\pi} \int_{\frac{\pi}{3}}^{\frac{2\pi}{3}} i_{S1ef}^2 \cdot d\omega t \quad (2.98)$$

que resulta:
$$i_{S1ef} = \frac{\sqrt{X \cdot D^3} \cdot V_p}{L \cdot f_s} \quad (2.99)$$

Parametrizando esta equação, define-se:

$$\overline{i_{S1ef}} = \frac{i_{S1ef} \cdot L \cdot f_s}{V_p} \quad (2.100)$$

Substituindo (2.99) na equação (2.100), resulta:

$$\overline{i_{S1ef}} = \sqrt{X \cdot D^3} \quad (2.101)$$

Com a expressão (2.101) gera-se a Fig. 2.18.

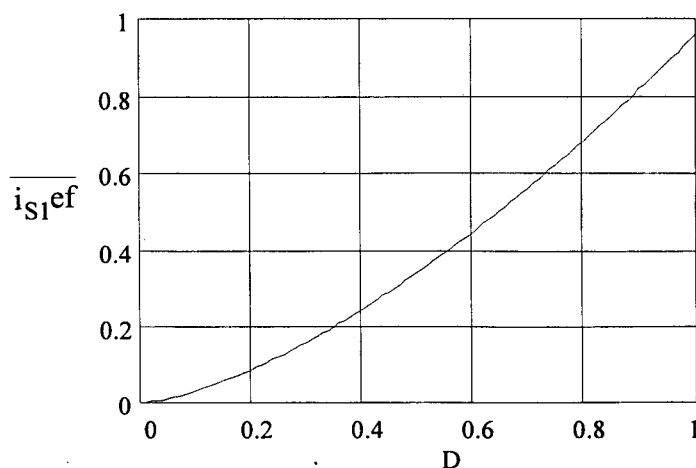


Fig. 2.18 - Corrente eficaz na chave S1, parametrizada

2.4.18 - Corrente eficaz nos diodos da ponte retificadora

A corrente eficaz nos diodos da ponte retificadora é dada pela equação:

$$i_{Dr\ ef} = \frac{i_{s1\ ef}}{\sqrt{3}} \quad (2.102)$$

resultando em:
$$\frac{V_p}{L \cdot f_s} \cdot \sqrt{\frac{D^3 \cdot X}{3}} \quad (2.103)$$

2.4.19 - Corrente eficaz no diodo D1

A corrente eficaz no diodo D1, para um período de chaveamento, é expressa por:

$$i_{D1\ ef_s^2} = \frac{1}{T_s} \int_0^{t_d} i_{D1}(t)^2 \cdot dt \quad (2.104)$$

Substituindo (2.27) na equação (2.104), resulta:

$$i_{D1\ ef_s^2} = \frac{V_p^2 \cdot D^3 \cdot \alpha}{L^2 \cdot f_s^2} \text{sen}^3(\omega t) \quad (2.105)$$

O valor eficaz da corrente no diodo D1, para um período de V_{in} , é obtido através da seguinte integração:

$$i_{D1\ ef^2} = \frac{3}{\pi} \int_{\frac{\pi}{3}}^{\frac{2\pi}{3}} i_{D1\ ef_s^2} \cdot d\omega t \quad (2.106)$$

que resulta:
$$i_{D1\ ef} = \frac{V_p}{L \cdot f_s} \sqrt{\frac{33 \cdot D^3 \cdot \alpha}{12\pi}} \quad (2.107)$$

Parametrizando esta equação, define-se:

$$\overline{i_{D1\ ef}} = \frac{i_{D1\ ef} \cdot L \cdot f_s}{V_p} \quad (2.108)$$

Substituindo (2.107) na equação (2.108), resulta:

$$\overline{i_{D1\ ef}} = \sqrt{\frac{33 \cdot D^3 \cdot \alpha}{12\pi}} \quad (2.109)$$

Com a expressão (2.109) gera-se a Fig. 2.19.

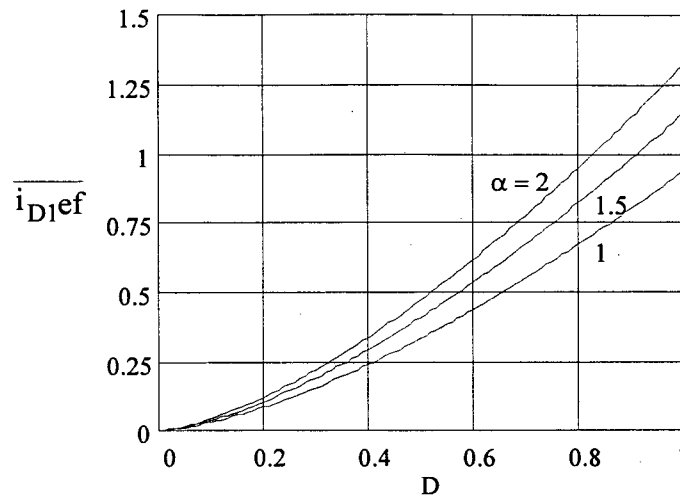


Fig. 2.19 - Corrente eficaz no diodo D1, parametrizada

2.4.20 - Corrente eficaz na indutância magnetizante

Retomando as equações (2.10) e (2.21) e sabendo que na 3ª etapa de funcionamento $i_{Lm}(t) = i_{Lm}m$, pode-se descrever a forma de onda da corrente na indutância magnetizante, para um período de chaveamento. Aplicando nestas equações a definição de valor eficaz, obtém-se a equação da $i_{Lm}ef_S$, como segue:

$$i_{Lm}ef_S^2 = \frac{1}{T_S} \int_0^{T_S} i_{Lm}(t)^2 \cdot dt \quad (2.110)$$

O valor eficaz da corrente na indutância magnetizante, para um período de V_{in} , é obtido através da seguinte integração:

$$i_{Lm}ef^2 = \frac{3}{\pi} \int_{\frac{\pi}{3}}^{\frac{2\pi}{3}} i_{Lm}ef_S^2 \cdot d\omega t \quad (2.111)$$

que resulta:
$$i_{Lm}ef = \sqrt{\frac{\sqrt{3} \cdot V_p \cdot D^2 \cdot i_{Lm}m}{f_s \cdot L_m} \left(\frac{3}{\pi} + \alpha \cdot X \right) + \frac{V_p^2 \cdot D^3}{f_s^2 \cdot L_m^2} \left(X + \frac{33\alpha}{12\pi} \right) + i_{Lm}m^2} \quad (2.112)$$

Parametrizando esta equação, define-se:

$$\overline{i_{Lm}ef} = \frac{i_{Lm}ef \cdot L \cdot f_s}{V_p} \quad (2.113)$$

Substituindo (2.112) na equação (2.113), resulta: (2.114)

$$\overline{i_{Lm}ef} = \left(\frac{1}{1 + \frac{L_m}{L_o}} \right) \sqrt{\frac{3 \cdot D^4}{2} \left(\frac{3 \cdot L_m}{\pi \cdot L_o} - \alpha \cdot X \right) \left(\frac{3}{\pi} + \alpha \cdot X \right) + \frac{3 \cdot D^4}{4} \left(\frac{9}{\pi^2} \left(\frac{L_m}{L_o} \right)^2 - \frac{6 \cdot \alpha \cdot X \cdot L_m}{\pi \cdot L_o} + \alpha^2 \cdot X^2 \right) + D^3 \left(X + \frac{33 \cdot \alpha}{12 \cdot \pi} \right)}$$

Com a expressão (2.114) gera-se a Fig. 2.20.

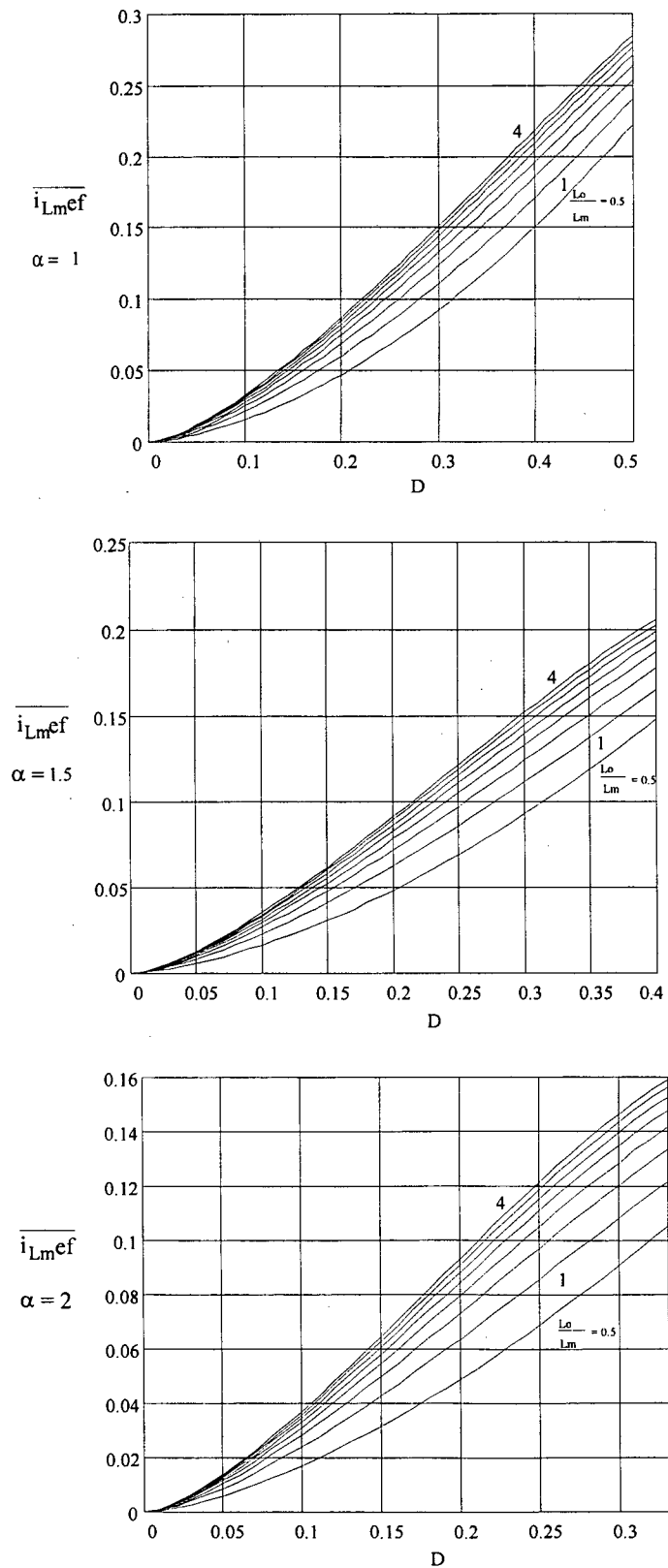


Fig. 2.20 - Corrente eficaz na indutância magnetizante, parametrizada
Para $\alpha = 1$, $\alpha = 1.5$ e $\alpha = 2$

2.4.21 - Corrente eficaz na indutância de saída

Seguindo o mesmo procedimento utilizado na obtenção da corrente eficaz na indutância magnetizante, resulta:

$$i_{L_o\text{ef}} = \sqrt{\frac{\sqrt{3} \cdot V_p \cdot D^2 \cdot i_{L_o\text{m}} \left(\frac{3}{\pi} + \alpha \cdot X \right) + \frac{V_p^2 \cdot D^3}{f_s^2 \cdot L_o^2} \left(X + \frac{33\alpha}{12\pi} \right) + i_{L_o\text{m}}^2} \quad (2.115)$$

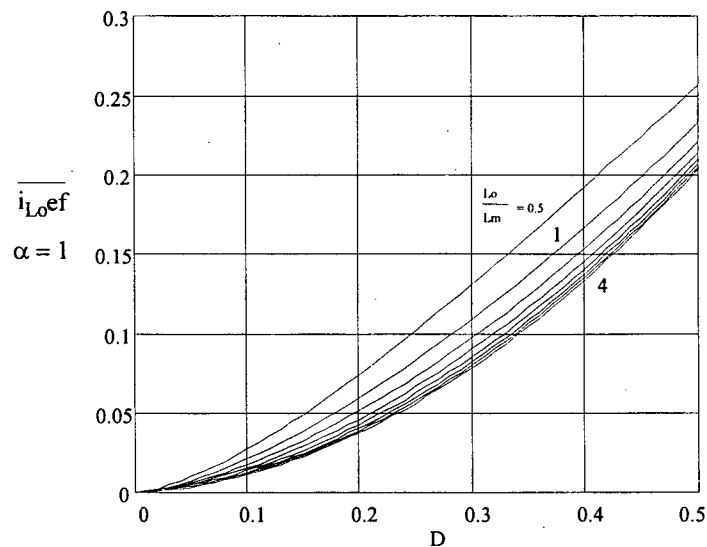
Parametrizando esta equação, define-se:

$$\overline{i_{L_o\text{ef}}} = \frac{i_{L_o\text{ef}} \cdot L \cdot f_s}{V_p} \quad (2.116)$$

Substituindo (2.115) na equação (2.116), resulta:

$$\overline{i_{L_o\text{ef}}} = \left(\frac{1}{1 + \frac{L_o}{L_m}} \right) \sqrt{\frac{3 \cdot D^4}{2} \left(\frac{\alpha \cdot X \cdot L_o}{L_m} - \frac{3}{\pi} \right) \left(\frac{3}{\pi} + \alpha \cdot X \right) + \frac{3 \cdot D^4}{4} \left(\alpha^2 \cdot X^2 \left(\frac{L_o}{L_m} \right)^2 - \frac{6 \cdot \alpha \cdot X \cdot L_o}{\pi \cdot L_m} + \frac{9}{\pi^2} \right) + D^3 \left(X + \frac{33 \cdot \alpha}{12 \cdot \pi} \right)} \quad (2.117)$$

Com a expressão (2.117) gera-se a Fig. 2.21.



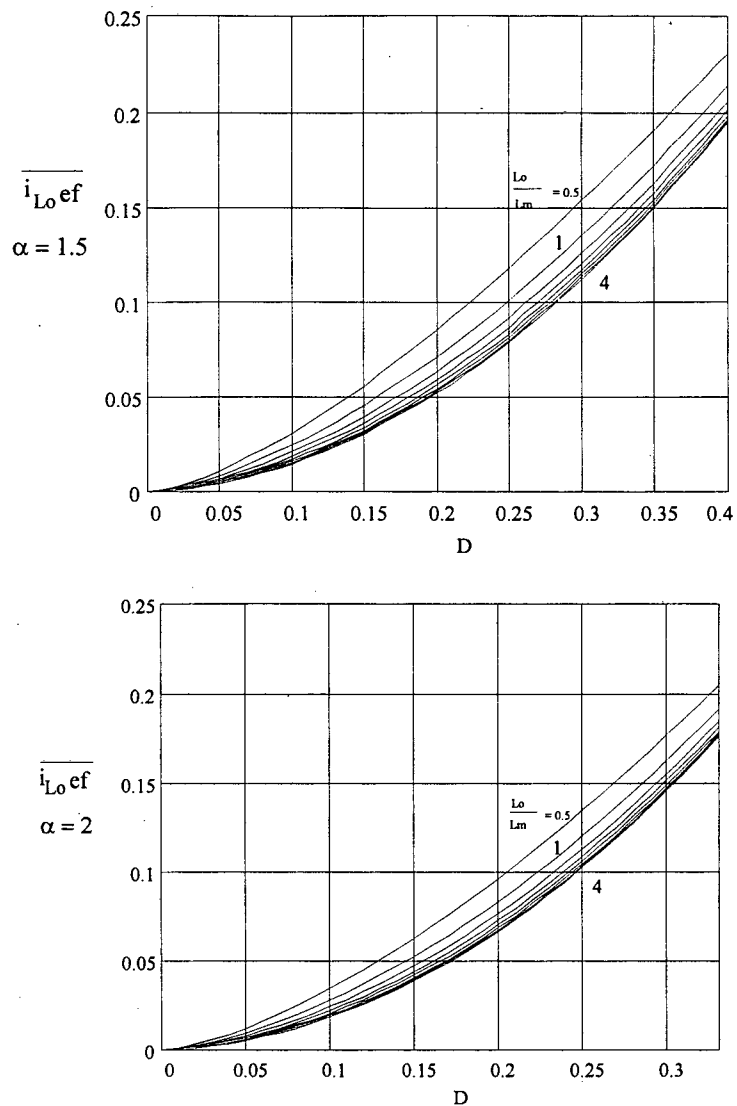


Fig. 2.21 - Corrente eficaz na indutância de saída, parametrizada

Para $\alpha = 1$, $\alpha = 1.5$ e $\alpha = 2$

2.4.22 - Corrente eficaz no capacitor de acoplamento

A corrente eficaz no capacitor C1, para um período de chaveamento, é obtida por:

$$i_{C1} ef_S^2 = \frac{1}{T_S} \cdot \left[\int_0^{t_f} i_{L_o}(t)^2 + \int_0^{t_d} i_{L_m}(t)^2 + \int_{t_f+t_d}^{T_S} i_{L_m} m^2 \right] \cdot dt \quad (2.118)$$

O valor eficaz da corrente no capacitor de acoplamento, para um período de V_{in} , é obtido através da seguinte integração:

$$i_{C1} ef^2 = \frac{3}{\pi} \int_{\frac{\pi}{3}}^{\frac{2\pi}{3}} i_{C1} ef_S^2 \cdot d\omega t \quad (2.119)$$

que resulta: $i_{C1ef} = \sqrt{\frac{Vp^2 \cdot D^3}{fs^2} \left(\frac{X}{Lo^2} + \frac{33 \cdot \alpha}{12\pi \cdot Lm^2} \right) - i_{Lm} m^2}$ (2.120)

Parametrizando esta equação, define-se:

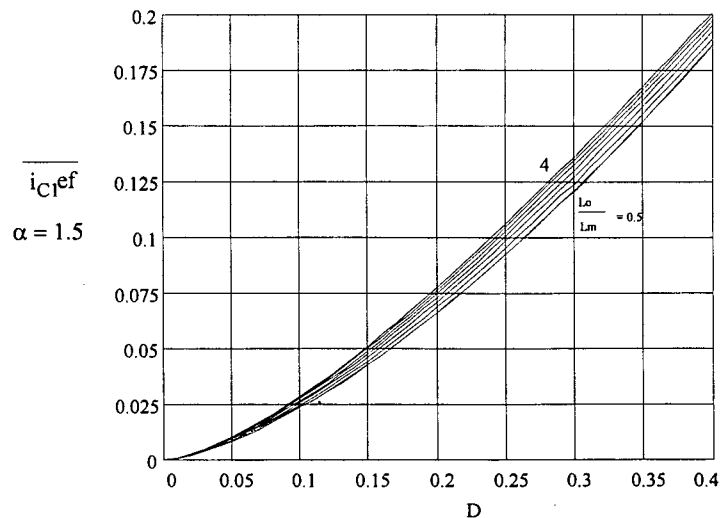
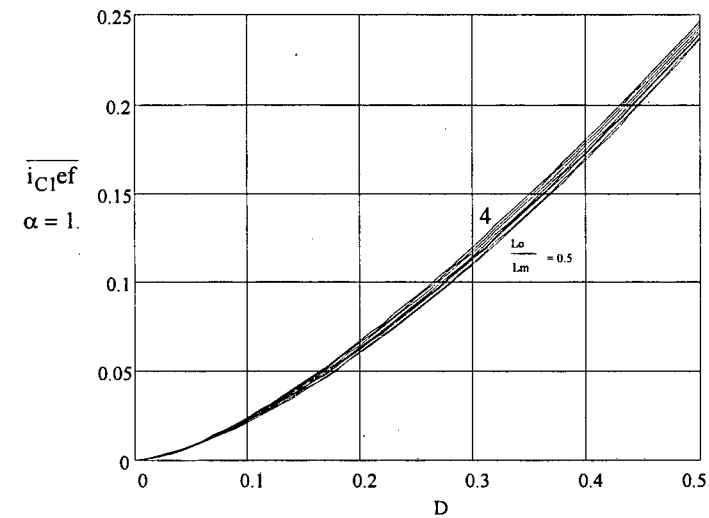
$$\overline{i_{C1ef}} = \frac{i_{C1ef} \cdot L \cdot fs}{Vp} \quad (2.121)$$

Substituindo (2.120) na equação (2.121), resulta:

$$\overline{i_{C1ef}} = \left(\frac{1}{1 + \frac{Lo}{Lm}} \right) \cdot \sqrt{D^3 \cdot \left(X + \frac{33 \cdot \alpha}{12\pi} \left(\frac{Lo}{Lm} \right)^2 \right) - \frac{3 \cdot D^4}{4} \left(\frac{9}{\pi^2} - \frac{6 \cdot \alpha \cdot X \cdot Lo}{\pi \cdot Lm} + \alpha^2 \cdot X^2 \left(\frac{Lo}{Lm} \right)^2 \right)}$$

(2.122)

Com a expressão (2.122) gera-se a Fig. 2.22.



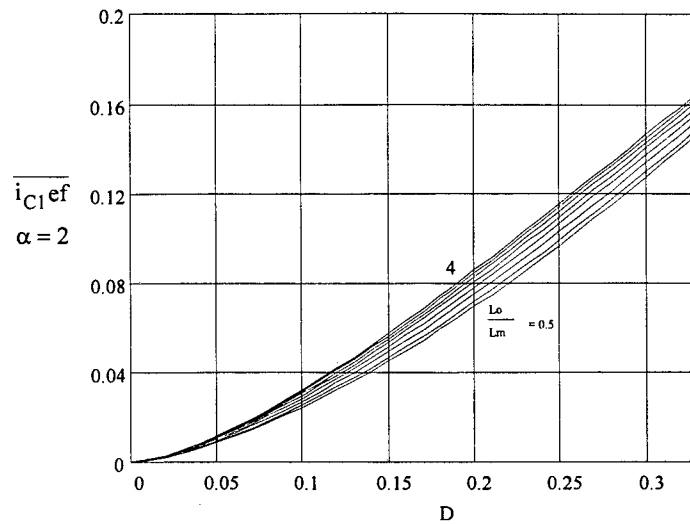


Fig. 2.22 - Corrente eficaz no capacitor de acoplamento, parametrizada
Para $\alpha = 1$, $\alpha = 1.5$ e $\alpha = 2$

2.4.23 - Corrente eficaz no capacitor de saída

A corrente eficaz no capacitor de saída é obtida por:

$$i_{C_0\text{ef}}^2 = i_{L_0\text{ef}}^2 - i_o^2 \quad (2.123)$$

Substituindo a equação (2.115) na equação (2.123), resulta:

$$i_{C_0\text{ef}} = \sqrt{\frac{\sqrt{3} \cdot V_p \cdot D^2 \cdot i_{L_0\text{m}} \left(\frac{3}{\pi} + \alpha \cdot X \right) + \frac{V_p^2 \cdot D^3}{f_s^2 \cdot L_0^2} \left(X + \frac{33\alpha}{12\pi} \right) + i_{L_0\text{m}}^2 - i_o^2} \quad (2.124)$$

Parametrizando esta equação, define-se:

$$\overline{i_{C_0\text{ef}}} = \frac{i_{C_0\text{ef}} \cdot L \cdot f_s}{V_p} \quad (2.125)$$

Substituindo (2.124) na equação (2.125), resulta:

$$\overline{i_{C_0\text{ef}}} = \left(\frac{1}{1 + \frac{L_0}{L_m}} \right) \cdot \sqrt{D^3 \cdot \left(X + \frac{33\alpha}{12\pi} \right) - \frac{3 \cdot D^4}{4} \left(\frac{9}{2\pi^2} - \frac{3\alpha \cdot X}{\pi} + \frac{\alpha^2 \cdot X^2}{2} \right)} \quad (2.126)$$

Com a expressão (2.126) gera-se a Fig. 2.23.

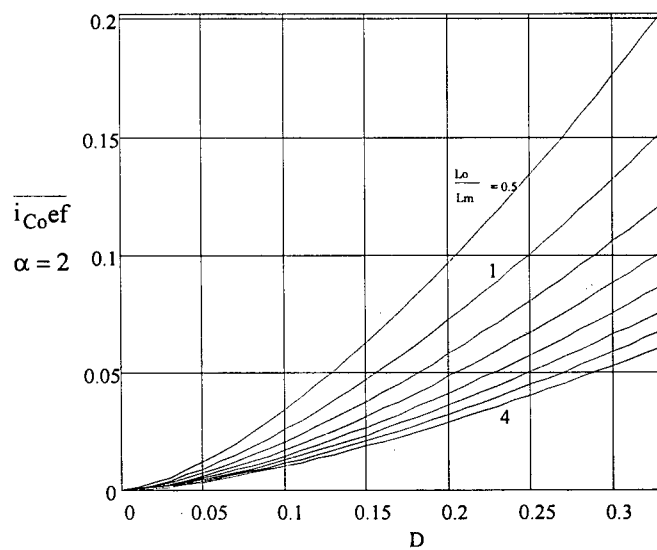
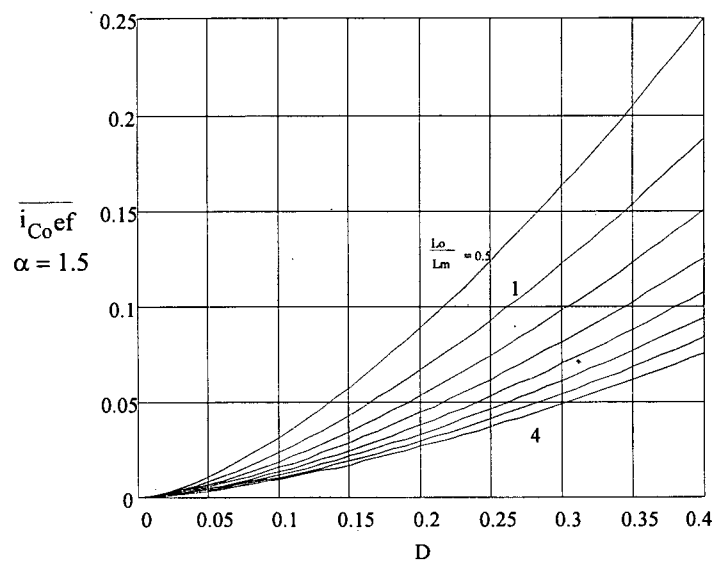
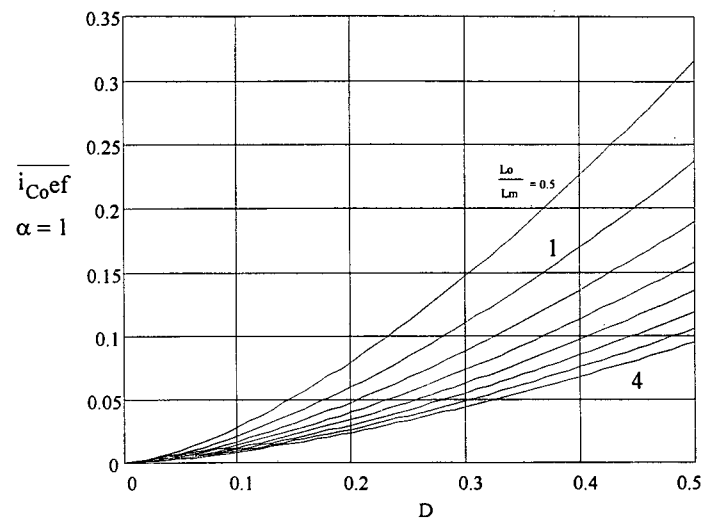


Fig. 2.23 - Corrente eficaz no capacitor de saída, parametrizada
Para $\alpha = 1$, $\alpha = 1.5$ e $\alpha = 2$

2.5 - ANÁLISE DO FATOR DE POTÊNCIA E DO RENDIMENTO

Retomando a definição do fator de potência, expressa no capítulo 1, pode-se escrever:

$$FP = \frac{i_{rede(1)ef}}{i_{rede}ef} \cos(\phi)_{(1)} \quad (2.127)$$

onde: $\Rightarrow i_{rede(1)ef}$: valor eficaz da componente fundamental da corrente de fase.

$\Rightarrow i_{rede}ef$: valor eficaz da corrente filtrada de fase.

$\Rightarrow \cos(\phi)_{(1)}$: fator de deslocamento entre a tensão e a componente fundamental da corrente de fase.

A Fig. 2.24 proporciona uma melhor compreensão das grandezas definidas acima.

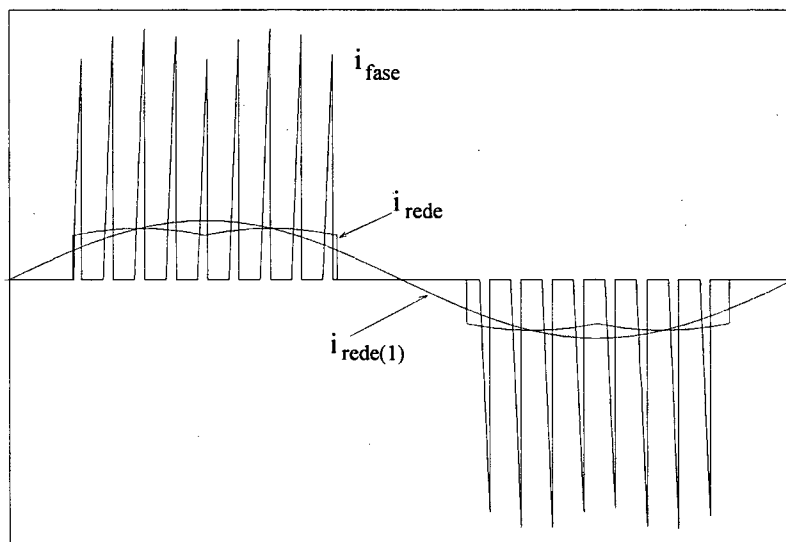


Fig. 2.24 - Ondas utilizadas no cálculo do fator de potência

2.5.1 - Cálculo de $i_{rede(1)ef}$

Admite-se que a corrente de fase, quando filtrada, adquira uma forma aproximadamente retangular e esteja contida no intervalo de 30° até 150° , para meio período da rede. O pico dessa corrente tem o mesmo valor da corrente média na chave S1 (considerando i_{rede} retangular), e será definido como i_{redeP} . Portanto:

$$i_{redeP} = \frac{3\sqrt{3} \cdot V_p \cdot D^2}{2\pi \cdot L \cdot fs} \quad (2.128)$$

Fazendo a Análise de Fourier dessa onda retangular de amplitude $i_{rede p}$, pode-se determinar o coeficiente b_1 da série trigonométrica, da seguinte maneira:

$$b_1 = \frac{2}{\pi} \int_{\frac{\pi}{6}}^{\frac{5\pi}{6}} i_{rede p} \cdot \text{sen}(\omega t) \cdot d\omega t \quad (2.129)$$

que resulta: $b_1 = \frac{9 \cdot V_p \cdot D^2}{\pi^2 \cdot L \cdot fs}$ (2.130)

Com isso determina-se:

$$i_{rede(1)} = \frac{9 \cdot V_p \cdot D^2}{\pi^2 \cdot L \cdot fs} \text{sen}(\omega t) \quad (2.131)$$

O valor eficaz dessa corrente é obtido pela divisão de (2.131) por $\sqrt{2}$:

$$i_{rede(1)ef} = \frac{9 \cdot V_p \cdot D^2}{\sqrt{2} \cdot \pi^2 \cdot L \cdot fs} \quad (2.132)$$

2.5.2 - Cálculo de i_{redeef}

A corrente i_{rede} é descrita pela equação:

$$i_{rede} = i_{S1medS} = \frac{\sqrt{3} \cdot V_p \cdot D^2}{2 \cdot L \cdot fs} \text{sen}(\omega t), \text{ para } \omega t \text{ variando de } \pi/3 \text{ até } 2\pi/3. \quad (2.133)$$

Assim o seu valor eficaz pode ser obtido pela seguinte integração:

$$i_{redeef}^2 = \frac{2}{\pi} \int_{\frac{\pi}{3}}^{\frac{2\pi}{3}} i_{rede}^2 \cdot d\omega t \quad (2.134)$$

que resulta: $i_{redeef} = \frac{V_p \cdot D^2}{L \cdot fs} \sqrt{\frac{X}{2}}$ (2.135)

2.5.3 - Cálculo do Fator de Potência

Desconsiderando o deslocamento entre tensão e fundamental da corrente de fase, o Fator de Potência é dado pela divisão entre as equações (2.132) e (2.135), resultando:

$$FP \cong 0.95$$

Desta forma, o fator de potência obtido se deve exclusivamente à taxa de distorção harmônica, que pode ser calculada pela seguinte expressão:

$$TDH = \sqrt{\frac{1}{FP^2} - 1} \cong 31\% \quad (2.136)$$

2.5.4 - Cálculo da potência média de entrada

O valor da potência de entrada pode ser obtido através da seguinte integração:

$$Pin = \frac{3}{\pi} \int_{\frac{\pi}{3}}^{\frac{2\pi}{3}} Vin \cdot i_{SI} med_s \cdot d\omega t \quad (2.137)$$

que resulta: $Pin = Po = \frac{3 \cdot X \cdot Vp^2 \cdot D^2}{2 \cdot L \cdot fs}$ (2.138)

Isto confirma a consideração de que os componentes seriam tomados como ideais, ou seja, rendimento 100%.

2.6 - FILTRO DE ENTRADA

O cálculo do filtro de entrada apresentado no ANEXO B, é realizado pelas seguintes equações:

Req \Rightarrow O valor de Req é determinado pela relação entre a tensão de pico e corrente de pico,

ambas de fase: $Re q = \frac{Vp}{i_{rede(1)P}}$ (2.139)

Substituindo a equação (2.131), com $\sin(\omega t) = 1$, em (2.139), resulta:

$$Re q = \frac{\pi^2 \cdot L \cdot fs}{9 \cdot D^2} \quad (2.140)$$

Cf1 = Cf2 = Cf3 \Rightarrow O valor de Cf1 é determinado simplesmente por:

$$Cf1 = \frac{1}{2 \cdot \omega_c \cdot Re q \cdot \zeta} \quad (2.141)$$

Lf1 = Lf2 = Lf3 \Rightarrow O valor de Lf1 é determinado simplesmente por:

$$Lf1 = \frac{1}{\omega_c^2 \cdot Cf1} \quad (2.142)$$

Maiores informações sobre a escolha de ζ e de $fc \left(\frac{\omega_c}{2\pi} \right)$ podem ser obtidas no ANEXO B.

2.7 - METODOLOGIA DE PROJETO E EXEMPLO

2.7.1 - Especificações:

$$V_F = 220V; P_o = 3KW; V_o' = 60V; f_r = 60Hz; f_s = 20KHz.$$

2.7.2 - Relação de transformação (a):

$$a = \frac{N_1}{N_2} = 5 \quad \therefore \quad V_o = 300V$$

2.7.3 - Ganho estático (G):

$$G = \frac{V_o}{\sqrt{3} \cdot V_p}$$

sendo $V_p = \sqrt{2} \cdot V_F = 311V$, resulta: $G = 0,557$.

Por definição $\alpha = 1/G$, conseqüentemente $\alpha = 1,796$.

2.7.4 - Corrente de saída (i_o) e resistência de carga (R_o), referidas ao lado primário:

$$i_o = \frac{P_o}{V_o} = 10A \quad \therefore \quad R_o = \frac{V_o}{i_o} = 30\Omega$$

2.7.5 - Indutância equivalente (L):

O valor da razão cíclica crítica é obtida por:

$$D_c = \frac{1}{1 + \alpha} = 0,358$$

Desta forma, pode-se calcular a indutância equivalente crítica:

$$L_c = \frac{X \cdot D_c^2 \cdot \alpha^2 \cdot R_o}{2 \cdot f_s} = 283 \mu\text{H}$$

O valor de L deve ser menor que L_c , para que seja obtida operação DCM. Adota-se:

$$L = 0,9 \cdot L_c = 255 \mu\text{H}$$

2.7.6 - Razão cíclica de operação (D):

A partir da equação (2.39), tem-se:
$$D = \frac{1}{\alpha} \cdot \sqrt{\frac{2 \cdot L \cdot f_s}{X \cdot R_o}} = 0,34$$

2.7.7 - Indutância de saída (L_o) e indutância magnetizante (L_m):

Admitindo uma ondulação de 10% (1A), pico a pico, na corrente de saída, tem-se:

$$L_o = \frac{\sqrt{3} \cdot V_p \cdot D}{f_s \cdot \Delta i_{L_o}} = 9,2 \text{mH}$$

Como se sabe:

$$\frac{1}{L} = \frac{1}{L_o} + \frac{1}{L_m} \quad \therefore L_m = 262 \mu\text{H}$$

2.7.8 - Capacitor de saída (C_o) e de acoplamento (C_1):

Adota-se para ambos os capacitores uma ondulação de 10% do valor médio de suas tensões (30V). Desse modo, a partir da equação (2.95), tem-se:

$$C_o = \frac{\sqrt{3} \cdot V_p \cdot D^2 \cdot \alpha}{96\pi \cdot L \cdot \Delta V_o \cdot f_s \cdot f_r} = 40,4 \mu\text{F}$$

Antes do cálculo de C_1 é necessário que se obtenha a corrente mínima na indutância magnetizante, através da seguinte equação:

$$i_{Lm} = \frac{V_p \cdot D^2}{f_s} \left(\frac{3\sqrt{3}}{2\pi \cdot L_o} - \frac{\sqrt{3} \cdot X \cdot \alpha}{2 \cdot L_m} \right) = -9,59 \text{ A}$$

A partir da equação (2.89), calcula-se:

$$C_1 = \frac{1}{2 \cdot V_o \cdot \Delta V_{C1}} \cdot \left(\frac{3 \cdot V_p^2 \cdot D^2}{L_m \cdot f_s^2} + \frac{2 \cdot \sqrt{3} \cdot V_p \cdot D \cdot i_{Lm}}{f_s} + i_{Lm}^2 \cdot L_m \right) = 9,36 \mu\text{F}$$

2.7.9 - Filtro de entrada:

Com base no ANEXO B, adota-se $\zeta = 2,25$ e $\omega_c = 2 \cdot \pi \cdot 2000$ (uma década abaixo de f_s).

Assim os parâmetros do filtro podem ser determinados através das seguintes equações:

$$R_{eq} = \frac{\pi^2 \cdot L \cdot f_s}{9 \cdot D^2} = 48,4 \Omega$$

$$C_{f1} = \frac{1}{2 \cdot \omega_c \cdot R_{eq} \cdot \zeta} = 365 \text{ nF} \quad (\text{configuração em estrela})$$

$$L_{f1} = \frac{1}{\omega_c^2 \cdot C_{f1}} = 17,3 \text{ mH}$$

OBSERVAÇÃO: Este projeto de filtro foi otimizado para se obter o melhor fator de potência, com carga nominal, quando o conversor Zeta opera em CCM.

2.8 - PRINCIPAIS ESFORÇOS NOS COMPONENTES

Através dos dados e parâmetros apresentados no item 2.7 simulou-se o conversor cuja estrutura é mostrada na Fig. 2.25.

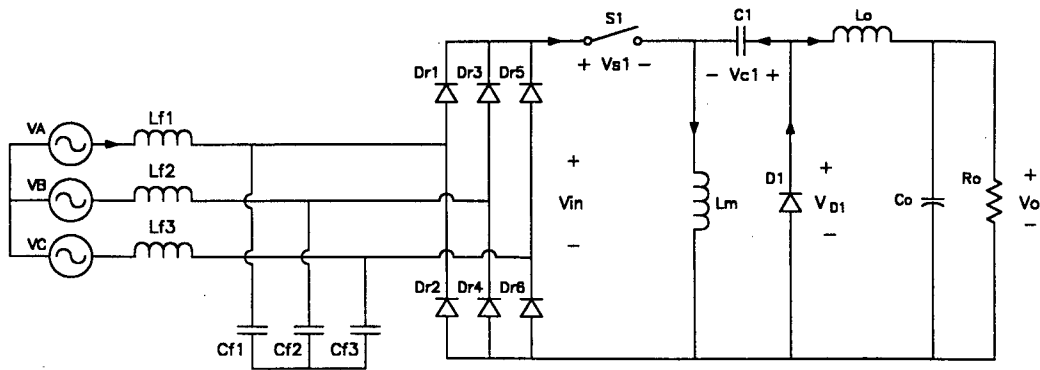


Fig. 2.25 - Estrutura simulada

Foram obtidos resultados satisfatórios em termos de fator de potência e TDH. No entanto, a operação DCM foi descartada pela observação de que em CCM poder-se-ia obter um fator de potência bastante próximo ao aqui obtido.

O objetivo principal deste trabalho é beneficiar o funcionamento de retificadores trifásicos convencionais que normalmente trabalham com altas potências. Então a operação DCM fica inviabilizada, uma vez que o elevado valor de pico de corrente nos elementos do circuito, principalmente nos semicondutores, é bastante alto, como mostram os resultados de simulação a seguir:

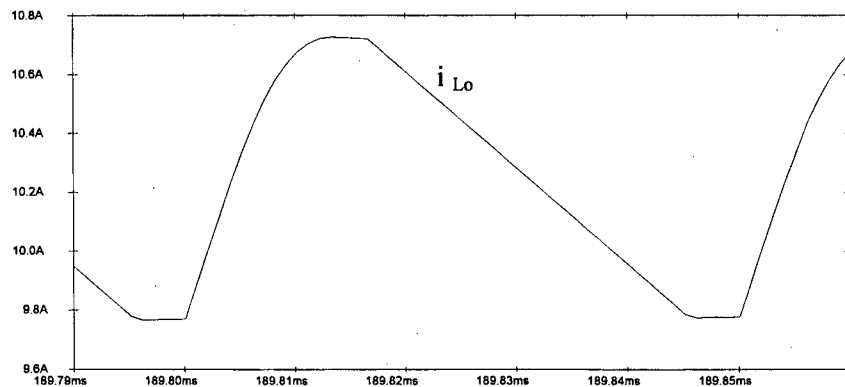


Fig. 2.26 - Corrente na indutância de saída

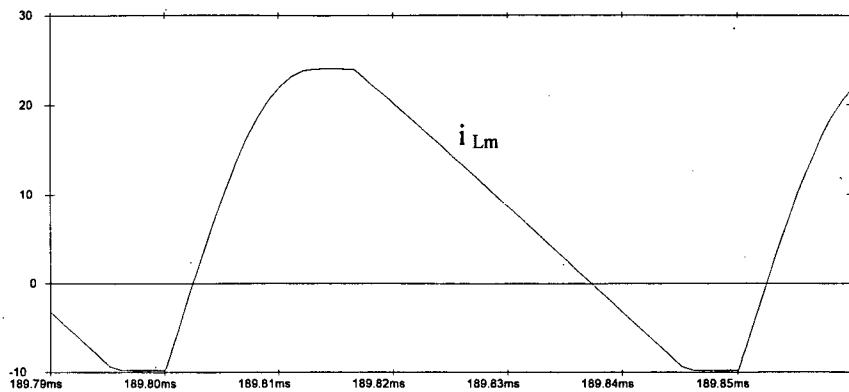


Fig. 2.27 - Corrente na indutância magnetizante

$$i_{Lmef} = 14A$$

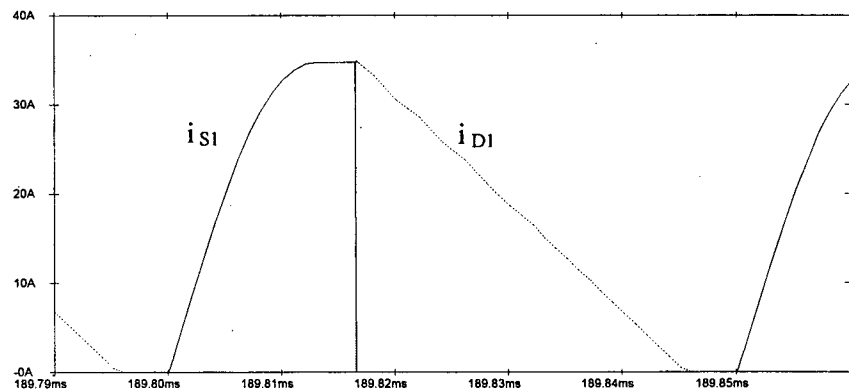


Fig. 2.28 - Corrente na chave S1 (—) e no diodo D1 (- - - -)

$$i_{S1p} = 35,5A ; i_{S1ef} = 15,3A ; i_{D1ef} = 15,2A$$

2.9 - CONCLUSÃO

Como se observa pela Fig. (2.26), pode-se conseguir a mesma qualidade da corrente de saída obtida para CCM. Porém, quando se comparam as correntes das figuras (2.27) e (2.28) com as suas correspondentes CCM (capítulo 3), observa-se uma grande diferença, o que torna mais atrativa a operação CCM, já que em DCM as perdas por condução e por comutação nas chaves seriam muito maiores. Além das elevadas perdas magnéticas no transformador, devido à ondulação na corrente magnetizante.

CAPÍTULO 3

CONVERSOR ZETA OPERANDO EM CCM

3.1 - INTRODUÇÃO

A operação CCM é a mais adequada para conversores que atuam em altas potências, uma vez que esta implica em menores valores eficazes de correntes nos componentes, em especial nos semicondutores.

Não existe grande diferença na forma de onda da corrente de entrada entre a operação CCM e DCM, quando se está corrigindo o fator de potência em redes trifásicas (com a presença do filtro de alta frequência), o que torna a operação DCM sem interesse, já que a CCM pode ser empregada sem “custos” adicionais.

A corrente, não filtrada, que circula em uma das fases possui a forma mostrada na Fig. 3.1. Pode-se observar que esta é semelhante a da Fig. 2.2, obtida para DCM, com a vantagem de não ter picos tão elevados de corrente.

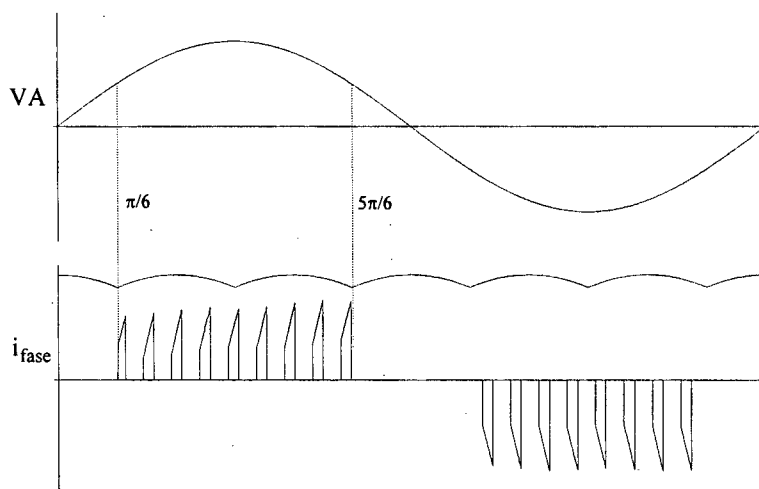


Fig. 3.1 - Tensão e corrente de fase, sem filtro de alta frequência

Este capítulo apresenta um estudo qualitativo e quantitativo da estrutura operando no modo de condução contínua, com a finalidade de desenvolver uma metodologia de projeto para a mesma. Será demonstrada também a sua capacidade de correção do fator de potência com a utilização de um simples filtro passivo de alta frequência na entrada, sem a necessidade de malha de realimentação para correção ativa.

3.2 - PRINCÍPIO DE FUNCIONAMENTO

Adotando as mesmas considerações feitas para a operação DCM (capítulo 2), pode-se descrever o funcionamento do circuito, para um período de chaveamento, pelas seguintes etapas:

1ª etapa (t_0, t_1) - (Fig. 3.2): no instante t_0 , a chave S1 é habilitada e conduz a corrente i_{S1} , que cresce linearmente. Nesta etapa o diodo D1 se mantém bloqueado com tensão igual à $(V_{in} + V_o)$, portanto, a corrente i_{S1} é resultante da soma das correntes i_{Lm} e i_{Lo} . A inclinação na forma de onda das correntes i_{Lm} e i_{Lo} é proporcional às relações $\frac{V_{in}}{L_m}$ e $\frac{V_{in}}{L_o}$. Nesta etapa ocorrem também a descarga do capacitor C1 e a carga do capacitor C_o , cujas tensões são iguais a V_o .

2ª etapa (t_1, t_2) - (Fig. 3.3): no instante t_1 , a chave S1 é bloqueada e o diodo D1 entra em condução, fazendo com que as indutâncias L_m e L_o transfiram a energia armazenada em seu campo magnético para os capacitores C1 e C_o , respectivamente. As correntes i_{Lm} e i_{Lo} decrescem segundo às relações $-\frac{V_o}{L_m}$ e $-\frac{V_o}{L_o}$. Nesta etapa a tensão sobre a chave S1 é igual à $(V_{in} + V_o)$.

A seguir são mostrados os circuitos equivalentes referentes às etapas de funcionamento, considerando ωt entre 30 e 90 graus. Os sentidos assumidos pelas tensões e correntes são representados nas figuras.

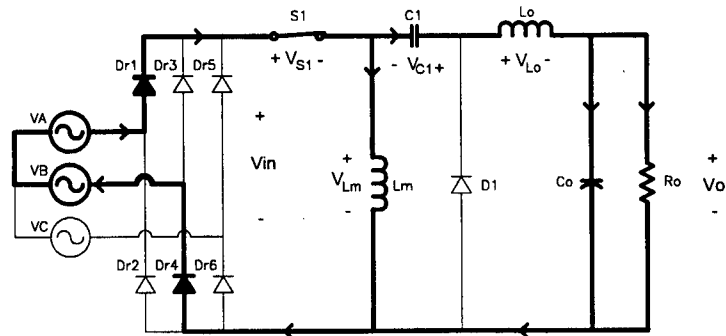


Fig. 3.2 - (t_0, t_1)

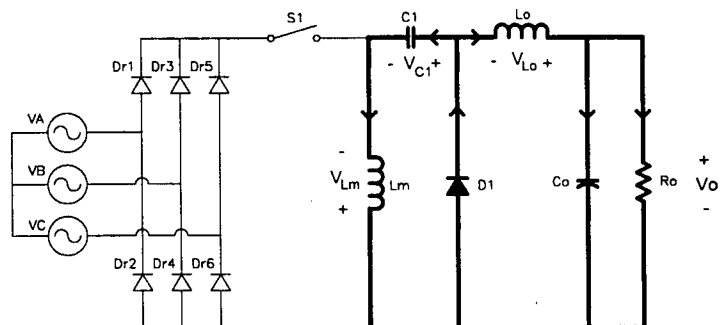


Fig. 3.3 - (t_1, t_2)

As principais formas de onda são mostradas na Fig. 3.4:

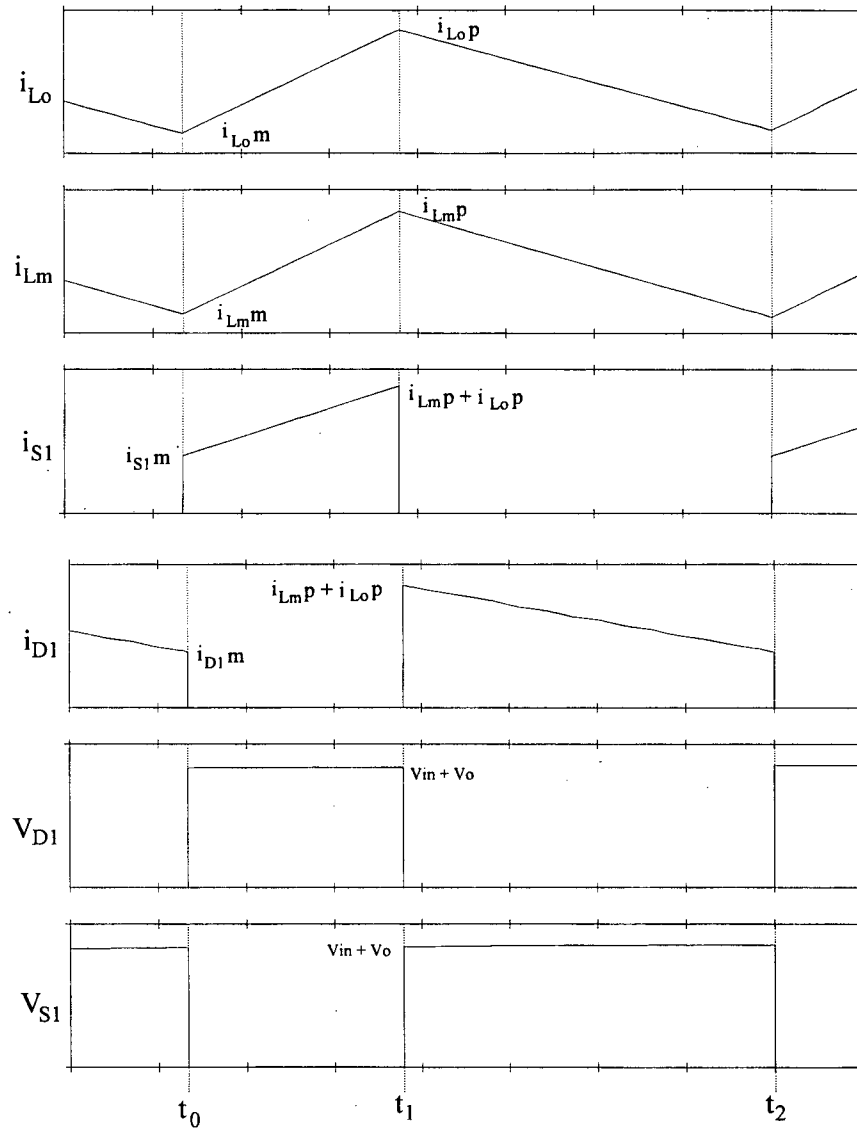


Fig. 3.4 - Principais formas de onda:

i_{Lo} : corrente na indutância de saída

i_{Lm} : corrente na indutância magnetizante

i_{S1} : corrente na chave S1

i_{D1} : corrente no diodo D1

V_{D1} : tensão reversa no diodo D1

V_{S1} : tensão na chave S1

3.3 - ANÁLISE DAS ETAPAS DE FUNCIONAMENTO

Define-se:

$$t_f = t_1 - t_0 \quad (3.1)$$

$$t_a = t_2 - t_1 = T_s - t_f \quad (3.2)$$

$$T_s = 1 / f_s \quad (3.3)$$

$$D = t_f / T_s \quad (3.4)$$

$$V_{in} = \sqrt{3} \cdot V_p \cdot \text{sen}(\omega t), \text{ para } \omega t \text{ variando de } \pi/3 \text{ até } 2\pi/3 \quad (3.5)$$

$$X = \frac{2\pi + 3\sqrt{3}}{4\pi} \quad (3.6)$$

3.3.1 - 1ª etapa ($0 \leq t \leq t_f$)

Condições iniciais: $i_{Lm}(t = 0) = i_{Lm}m$, $i_{Lo}(t = 0) = i_{Lo}m$ e $V_{Lm}(t) = V_{Lo}(t) = V_{in}$

A partir do circuito equivalente desta etapa chega-se às seguintes equações:

$$V_{Lm}(t) = L_m \frac{di_{Lm}(t)}{dt} \quad (3.7)$$

$$V_{Lm}(t) = V_{in} = \sqrt{3} \cdot V_p \cdot \text{sen}(\omega t) \quad (3.8)$$

Trabalhando estas equações, chega-se à equação da corrente na indutância magnetizante:

$$i_{Lm}(t) = \frac{\sqrt{3} \cdot V_p \cdot t}{L_m} \text{sen}(\omega t) + i_{Lm}m \quad (3.9)$$

Para a indutância de saída L_o tem-se:

$$V_{Lo}(t) = L_o \cdot \frac{di_{Lo}(t)}{dt} \quad (3.10)$$

$$V_{Lo}(t) = V_{in} \quad (3.11)$$

Da mesma forma, obtém-se a equação da corrente na indutância de saída:

$$i_{Lo}(t) = \frac{\sqrt{3} \cdot V_p \cdot t}{L_o} \text{sen}(\omega t) + i_{Lo}m \quad (3.12)$$

A corrente na chave S1 é dada pela soma das correntes nas indutâncias L_m e L_o , resultando em:

$$i_{S1}(t) = i_{Lm}(t) + i_{Lo}(t) = \left(\frac{1}{L_m} + \frac{1}{L_o} \right) \cdot \sqrt{3} \cdot V_p \cdot t \cdot \text{sen}(\omega t) + i_{Lm}m + i_{Lo}m \quad (3.13)$$

onde $\frac{1}{L_m} + \frac{1}{L_o} = \frac{1}{L}$, portanto:

$$(3.14)$$

$$i_{s1}(t) = \frac{\sqrt{3} \cdot V_p \cdot t}{L} \text{sen}(\omega t) + i_{L_m} m + i_{L_o} m \quad (3.15)$$

3.3.2 - 2ª etapa ($0 \leq t \leq t_a$)

Condições iniciais: $i_{L_m}(t=0) = i_{L_m p}$, $i_{L_o}(t=0) = i_{L_o p}$ e $V_{L_m}(t) = V_{L_o}(t) = V_o$

A partir do circuito equivalente desta etapa chega-se às seguintes equações:

$$V_{L_m}(t) = L_m \frac{di_{L_m}(t)}{dt} \quad (3.16)$$

$$V_{L_m}(t) = -V_o \quad (3.17)$$

A exemplo da 1ª etapa, através de (3.16) e (3.17), chega-se à equação da corrente na indutância magnetizante:

$$i_{L_m}(t) = i_{L_m p}(t) - \frac{V_o \cdot t}{L_m} \quad (3.18)$$

Fazendo $t = t_f$, obtém-se da equação (3.9):

$$i_{L_m p}(t) = \frac{\sqrt{3} \cdot V_p \cdot t_f}{L_m} \text{sen}(\omega t) + i_{L_m} m, \text{ conseqüentemente:} \quad (3.19)$$

$$i_{L_m}(t) = \frac{\sqrt{3} \cdot V_p \cdot t_f}{L_m} \text{sen}(\omega t) - \frac{V_o \cdot t}{L_m} + i_{L_m} m \quad (3.20)$$

Para a indutância de saída L_o tem-se:

$$V_{L_o}(t) = L_o \cdot \frac{di_{L_o}(t)}{dt} \quad (3.21)$$

$$V_{L_o}(t) = -V_o \quad (3.22)$$

Substituindo (3.22) em (3.21), chega-se à equação da corrente na indutância de saída:

$$i_{L_o}(t) = i_{L_o p}(t) - \frac{V_o \cdot t}{L_o} \quad (3.23)$$

De (3.12): $i_{L_o p}(t) = \frac{\sqrt{3} \cdot V_p \cdot t_f}{L_o} \text{sen}(\omega t) + i_{L_o} m$, conseqüentemente:

$$(3.24)$$

$$i_{L_o}(t) = \frac{\sqrt{3} \cdot V_p \cdot t_f}{L_o} \text{sen}(\omega t) - \frac{V_o \cdot t}{L_o} + i_{L_o} m \quad (3.25)$$

A corrente no diodo D1 é dada pela soma das correntes nas indutâncias L_m e L_o , resultando em:

$$i_{D1}(t) = i_{Lm}(t) + i_{Lo}(t) = \frac{\sqrt{3} \cdot V_p \cdot t_f}{L} \text{sen}(\omega t) - \frac{V_o \cdot t}{L} + i_{Lm} m + i_{Lo} m \quad (3.26)$$

Retomando a equação (3.25), pode-se dizer que para $t = t_a \Rightarrow i_{Lo} = i_{Lo} m$. Desta forma, pode-se obter t_a , como segue:

$$t_a = \frac{\sqrt{3} \cdot V_p \cdot t_f}{V_o} \text{sen}(\omega t) \quad (3.27)$$

Onde $\sqrt{3} \cdot V_p \cdot \text{sen}(\omega t) = V_{in}$. Como t_a é constante, V_{in} deve ser substituída pelo seu valor médio, ou seja, $V_{in_{med}} = \frac{3 \cdot \sqrt{3}}{\pi} V_p$, resultando:

$$t_a = \frac{3 \cdot \sqrt{3} \cdot V_p}{\pi \cdot V_o} t_f \quad (3.28)$$

Como já definido: $\alpha = \frac{\sqrt{3} \cdot V_p}{V_o}$. Levando α à equação (3.28), resulta:

$$t_a = \frac{3 \cdot \alpha}{\pi} \cdot t_f \quad (3.29)$$

3.4 - EQUACIONAMENTO PARA UM PERÍODO DE CHAVEAMENTO

Este item não tem interesse prático, já que suas equações não serão utilizadas no procedimento de projeto, nem no cálculo dos esforços nos componentes.

As equações aqui desenvolvidas serão chamadas de *instantâneas* para se distinguirem dos valores calculados em um período de V_{in} .

A fim de simplificar a análise, a tensão de entrada é considerada constante para um período de chaveamento. Isto possibilitou deduzir a equação (3.27), que pode ser reescrita na forma:

$$V_{o_s} = \sqrt{3} \cdot V_p \cdot \text{sen}(\omega t) \cdot \frac{D}{1-D} \quad (3.30)$$

Onde V_{o_s} significa o valor da tensão instantânea de saída, ou seja, não se está definindo V_o para um período de V_{in} . Para cada valor de $\text{sen}(\omega t)$, pode-se obter um valor de V_o diferente.

$$\text{A corrente instantânea de saída, resulta: } i_{o_s} = \frac{\sqrt{3} \cdot V_p}{R_o} \cdot \text{sen}(\omega t) \cdot \frac{D}{1-D} \quad (3.31)$$

Esta equação será usada para determinar o valor das correntes mínimas nas chaves S1 e D1 e nos indutores Lo e Lm .

3.4.1 - Corrente média instantânea na chave S1

Pela observação da forma de onda da corrente na chave S1, para um período de chaveamento, pode-se dizer que:

$$i_{S1}med_S = \left(\frac{i_{S1}p_S - i_{S1}m_S}{2} + i_{S1}m_S \right) \cdot \frac{tf}{T_S} \quad (3.32)$$

Da análise das etapas de funcionamento, obtém-se:

$$i_{S1}p_S = \frac{\sqrt{3} \cdot V_p \cdot tf}{L} \text{sen}(\omega t) + i_{S1}m_S \quad (3.33)$$

Substituindo (3.33) em (3.32), resulta:

$$i_{S1}med_S = \frac{\sqrt{3} \cdot V_p \cdot D^2}{2 \cdot L \cdot fs} \text{sen}(\omega t) + i_{S1}m_S \cdot D \quad (3.34)$$

Onde $i_{S1}m_S = i_{L0}m_S + i_{Lm}m_S$

3.4.2 - Corrente média instantânea no diodo D1

Procedendo da mesma forma que o item anterior, chega-se a:

$$i_{D1}med_S = \left[\frac{\sqrt{3} \cdot V_p \cdot D}{2 \cdot L \cdot fs} \text{sen}(\omega t) + i_{D1}m_S \right] \cdot (1 - D) \quad (3.35)$$

Onde $i_{D1}m_S = i_{S1}m_S$.

3.4.3 - Corrente média instantânea no indutor Lm

Com o mesmo procedimento do item 3.4.1, chega-se a:

$$i_{Lm}med_S = \frac{\sqrt{3} \cdot V_p \cdot D}{2 \cdot L_m \cdot fs} \text{sen}(\omega t) + i_{Lm}m_S \quad (3.36)$$

3.4.4 - Corrente média instantânea no indutor Lo

Com o mesmo procedimento do item.3.4.1, chega-se a:

$$i_{L0}med_S = \frac{\sqrt{3} \cdot V_p \cdot D}{2 \cdot L_0 \cdot fs} \text{sen}(\omega t) + i_{L0}m_S \quad (3.37)$$

3.4.5 - Corrente mínima instantânea na chave S1 e no diodo D1

Igualando (3.35) com (3.31), pode-se obter:

$$i_{D1}m_S = \sqrt{3} \cdot V_p \cdot D \cdot \text{sen}(\omega t) \cdot \left[\frac{1}{R_o \cdot (1-D)^2} - \frac{1}{2 \cdot L \cdot f_s} \right] \quad (3.38)$$

sendo que $i_{D1}m_S = i_{S1}m_S$.

3.4.6 - Corrente mínima instantânea no indutor Lo

Igualando (3.37) com (3.31), pode-se obter:

$$i_{L_o}m_S = \sqrt{3} \cdot V_p \cdot D \cdot \text{sen}(\omega t) \cdot \left[\frac{1}{R_o \cdot (1-D)} - \frac{1}{2 \cdot L_o \cdot f_s} \right] \quad (3.39)$$

3.4.7 - Corrente mínima instantânea no indutor Lm

Sabe-se que $i_{S1}m_S = i_{L_o}m_S + i_{L_m}m_S$, portanto:

$$i_{L_m}m_S = i_{S1}m_S - i_{L_o}m_S = \sqrt{3} \cdot V_p \cdot D \cdot \text{sen}(\omega t) \cdot \left[\frac{D}{R_o \cdot (1-D)^2} - \frac{1}{2 \cdot L_m \cdot f_s} \right] \quad (3.40)$$

3.5 - EQUACIONAMENTO PARA UM PERÍODO DE Vin

Neste item será considerada a ondulação de 360 Hz resultante da retificação, ou seja, todas as grandezas calculadas levarão em consideração o ripple na tensão Vin.

Uma vez admitido um valor para $\text{sen}(\omega t)$ o subíndice (s) deixará de constar nas equações, pois, estas estarão representando uma grandeza para um período de Vin e portanto não serão mais instantâneas.

3.5.1 - Razão cíclica

Retomando a expressão (3.29) e substituindo ta por Ts - tf, resulta:

$$D = \frac{1}{1 + \frac{3}{\pi}\alpha} \quad (3.41)$$

Com a expressão (3.41) gera-se a Fig. 3.5.

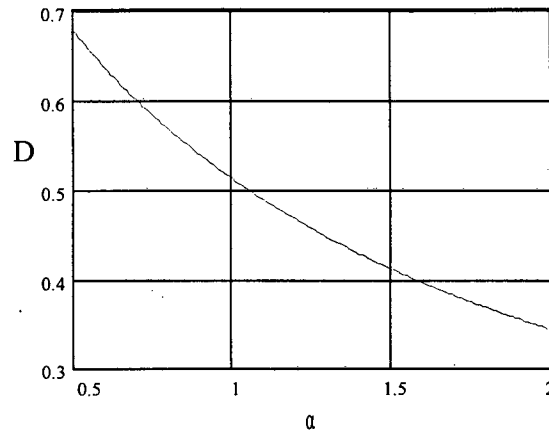


Fig. 3.5 - Razão cíclica em função de α

3.5.2 - Característica de transferência estática

Como no capítulo 2, G é definido como $1/\alpha$. Assim, retomando a equação (3.41) pode-se obter, com alguma manipulação algébrica:

$$G = \frac{3}{\pi} \cdot \frac{D}{1-D} \quad (3.42)$$

Com a expressão (3.42) gera-se a Fig. 3.6.

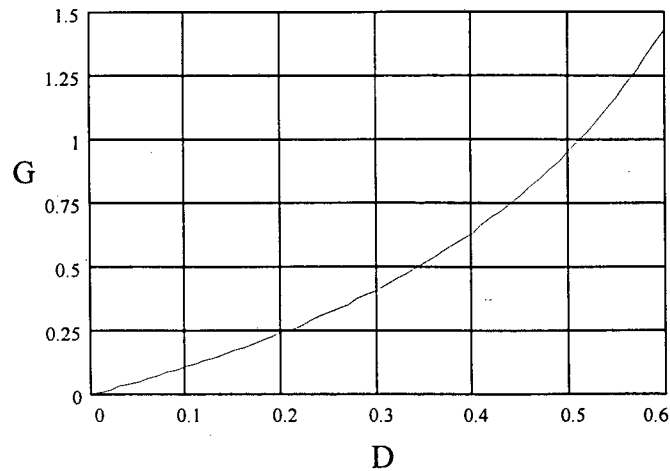


Fig. 3.6 - Ganho estático em função da razão cíclica

3.5.3 - Característica de saída

Para operação DCM foi obtida a corrente de saída parametrizada (2.52), através da análise da característica de saída do conversor, a saber:

$$\bar{i}_o = \frac{2 \cdot i_o \cdot f_s \cdot L}{\sqrt{3} \cdot V_p \cdot X} = \frac{D^2}{G} \quad (3.43)$$

Obteve-se também a equação (2.54):

$$\bar{i}_o = \frac{G}{G^2 + 2 \cdot G + 1} \quad (3.44)$$

que caracteriza o funcionamento do conversor no modo de condução crítica.

Através dessas equações e da (3.42) pode-se traçar o gráfico da Fig. 3.7, que enfatiza a operação CCM.

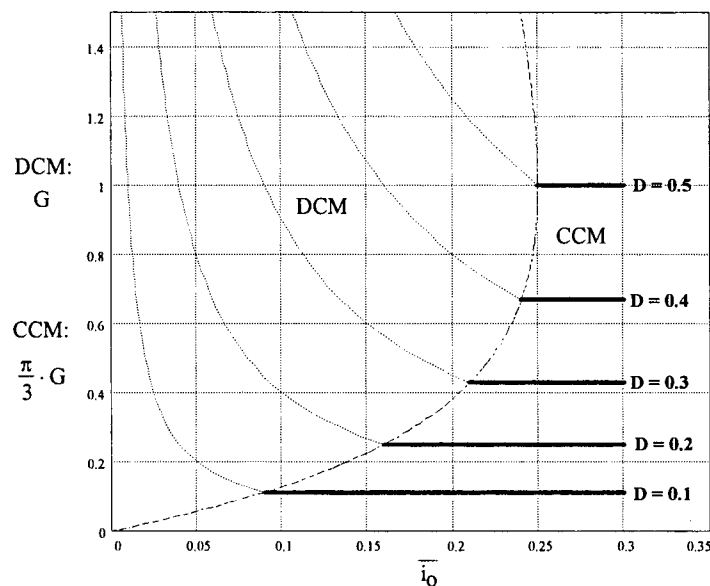


Fig. 3.7 - Característica de saída

3.5.4 - Ondulação de corrente na indutância magnetizante

Sabe-se que: $i_{LmP_S} = \frac{\sqrt{3} \cdot V_p \cdot t_f}{L_m} \text{sen}(\omega t) + i_{Lm} m_S$. (3.45)

Fazendo $\text{sen}(\omega t) = 1$, pode-se escrever: $i_{LmP} - i_{Lm} m = \frac{\sqrt{3} \cdot V_p \cdot t_f}{L_m}$. Como se observa o subíndice (s) não consta na equação, pois agora o seu valor está definido dentro de um período de

chaveamento e dentro de um período de V_{in} , não sendo mais instantâneo. A mesma ainda pode ser escrita da seguinte forma:

$$\Delta i_{Lm} = \frac{\sqrt{3} \cdot V_p \cdot D}{L_m \cdot f_s} \quad (3.46)$$

3.5.5 - Ondulação de corrente no indutor de saída

Obtém-se Δi_{Lo} de forma semelhante ao procedimento do item anterior, resultando:

$$\Delta i_{Lo} = \frac{\sqrt{3} \cdot V_p \cdot D}{L_o \cdot f_s} \quad (3.47)$$

3.5.6 - Corrente média na indutância magnetizante

Substituindo a equação (3.40) em (3.36) e efetuando a seguinte integração:

$$i_{Lm \text{ med}} = \frac{3}{\pi} \int_{\frac{\pi}{3}}^{\frac{2\pi}{3}} i_{Lm \text{ med}_s} \cdot d\omega t \quad (3.48)$$

$$\text{resulta: } i_{Lm \text{ med}} = \frac{\pi \cdot i_o}{3 \cdot \alpha} \quad (3.49)$$

3.5.7 - Corrente média na indutância de saída

A corrente média na indutância de saída é igual a i_o , ou seja:

$$i_{Lo \text{ med}} = i_o \quad (3.50)$$

3.5.8 - Corrente mínima na indutância magnetizante

Esta equação é obtida pelo cálculo do valor médio de i_{Lmms} , para um período de V_{in} , efetuando uma integração semelhante a do item 3.5.6, resultando:

$$i_{Lm m} = \frac{\pi \cdot i_o}{3 \cdot \alpha} - \frac{3 \cdot \sqrt{3} \cdot V_p \cdot D}{2 \cdot \pi \cdot L_m \cdot f_s} \quad (3.51)$$

3.5.9 - Corrente mínima na indutância de saída

Utilizando o mesmo procedimento do item anterior, chega-se a:

$$i_{Lo\ m} = i_o - \frac{3 \cdot \sqrt{3} \cdot V_p \cdot D}{2 \cdot \pi \cdot L_o \cdot f_s} \quad (3.52)$$

3.5.10 - Corrente de pico na indutância magnetizante

Substituindo a equação (3.40) em (3.45) e fazendo $\sin(\omega t) = 1$, resulta:

$$i_{Lm\ p} = \frac{\pi^2 \cdot i_o}{9 \cdot \alpha} + \frac{\sqrt{3} \cdot V_p \cdot D}{2 \cdot L_m \cdot f_s} \quad (3.53)$$

3.5.11 - Corrente de pico na indutância de saída

Utilizando o mesmo procedimento do item anterior, chega-se a:

$$i_{Lo\ p} = \frac{\pi \cdot i_o}{3} + \frac{\sqrt{3} \cdot V_p \cdot D}{2 \cdot L_o \cdot f_s} \quad (3.54)$$

3.5.12 - Corrente média na chave S1

A corrente média na chave S1 é igual à corrente média na indutância magnetizante:

$$i_{S1\ med} = \frac{\pi \cdot i_o}{3 \cdot \alpha} \quad (3.55)$$

Parametrizando esta equação, define-se:

$$\overline{i_{S1\ med}} = \frac{i_{S1\ med}}{i_o} \quad (3.56)$$

Substituindo (3.55) na equação (3.56), resulta:

$$\overline{i_{S1\ med}} = \frac{\pi}{3 \cdot \alpha} \quad (3.57)$$

Com a expressão (3.57) gera-se a Fig. 3.8.

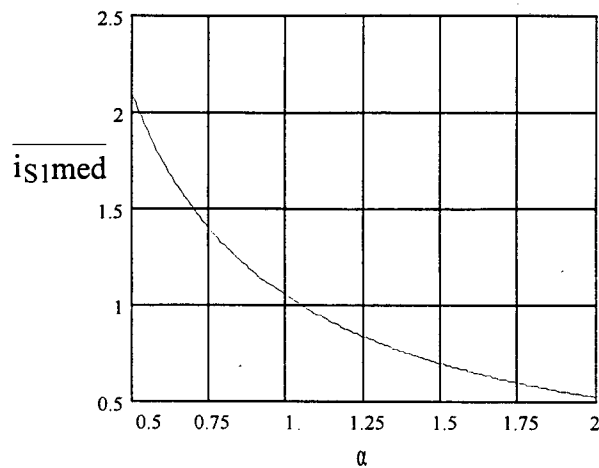


Fig. 3.8 - Corrente média na chave S1, parametrizada

3.5.13 - Corrente média no diodo D1

A corrente média no diodo D1 é igual à corrente média na indutância de saída:

$$i_{D1med} = i_o \quad (3.58)$$

3.5.14 - Corrente média nos diodos da ponte retificadora

Por cada diodo da ponte retificadora circulará uma corrente média dada pela integral:

$$i_{Dr med} = \frac{1}{2\pi} \int_{\frac{\pi}{6}}^{\frac{5\pi}{6}} i_{S1med} \cdot d\omega t \quad (3.59)$$

que resulta:

$$i_{Dr med} = \frac{\pi \cdot i_o}{9 \cdot \alpha} \quad (3.60)$$

Parametrizando a equação (3.60), define-se:

$$\overline{i_{Dr med}} = \frac{i_{Dr med}}{i_o} \quad (3.61)$$

Substituindo (3.60) na equação (3.61), resulta:

$$\overline{i_{Dr med}} = \frac{\pi}{9 \cdot \alpha} \quad (3.62)$$

Com a expressão (3.62) gera-se a Fig. 3.9.

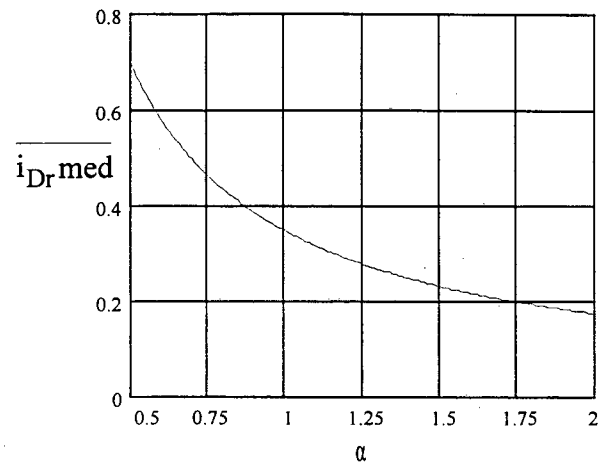


Fig. 3.9 - Corrente média nos diodos da ponte retificadora, parametrizada

3.5.15 - Corrente de pico na chave S1

Substituindo a equação (3.38) em (3.33) e fazendo $\text{sen}(\omega t) = 1$, resulta:

$$i_{S1P} = \frac{\pi \cdot i_o}{3 \cdot (1 - D)} + \frac{\sqrt{3} \cdot V_p \cdot D}{2 \cdot L \cdot f_s} \quad (3.63)$$

3.5.16 - Corrente de pico no diodo D1

A corrente de pico no diodo D1 é igual a corrente de pico na chave S1:

$$i_{D1P} = \frac{\pi \cdot i_o}{3 \cdot (1 - D)} + \frac{\sqrt{3} \cdot V_p \cdot D}{2 \cdot L \cdot f_s} \quad (3.64)$$

3.5.17 - Corrente de pico nos diodos da ponte retificadora

A corrente de pico nos diodos da ponte retificadora é igual a corrente de pico na chave S1:

$$i_{DrP} = \frac{\pi \cdot i_o}{3 \cdot (1 - D)} + \frac{\sqrt{3} \cdot V_p \cdot D}{2 \cdot L \cdot f_s} \quad (3.65)$$

3.5.18 - Ondulação de tensão no capacitor de acoplamento.

Se faz interessante calcular a ondulação de tensão, ocorrida no capacitor quando este absorve a energia da indutância magnetizante ou quando esta energia é transferida à carga. Assim sendo, obtém-se o ripple na frequência de chaveamento.

Este ripple pode ser quantizado pela seguinte integração:

$$V_{C1m} = V_{C1M} - \frac{1}{C1} \int_0^{tf} i_{Lo} \text{ med}_S \cdot dt \quad (3.66)$$

A equação acima representa a descarga do capacitor no intervalo de 0 a t_f .

Substituindo a equação (3.39) em (3.37), obtém-se:

$$i_{Lo} \text{ med}_S = \frac{\pi \cdot i_o}{3} \text{ sen}(\omega t) \quad (3.67)$$

Assim, pode-se realizar a integração, resultando:

$$\Delta V_{C1} = V_{C1M} - V_{C1m} = \frac{\pi \cdot i_o \cdot D}{3 \cdot C1 \cdot f_s} \quad (3.68)$$

Lembrando que $\text{sen}(\omega t)$ é constante para um período de chaveamento, seu valor foi considerado igual a 1 a fim de obter a máxima ondulação da tensão.

Ignora-se o efeito da Resistência Série Equivalente do capacitor C1 (RSE_1), para fins de projeto do estágio de potência do conversor.

3.5.19 - Ondulação de tensão no capacitor de saída

A princípio, no capacitor de saída existe uma ondulação de tensão na frequência de 360 Hz e outra na frequência de chaveamento. A especificação do ripple de 360 Hz (ΔV_o) define a capacitância, enquanto que a especificação do ripple na frequência de chaveamento (ΔV_{oS}) define a máxima RSE_o do capacitor.

Admite-se que toda componente alternada da corrente proveniente do indutor L_o circule pelo capacitor C_o . Assim sendo, pode-se determinar, de forma aproximada, o ripple de 360 Hz em função da capacitância C_o .

Sabe-se que $i_{Lo} \text{ med}_S = \frac{\pi \cdot i_o}{3} \text{ sen}(\omega t)$. Então calcula-se $i_{\max} \left(\omega t = \frac{\pi}{2} \right) = \frac{\pi \cdot i_o}{3}$ e

$$i_{\min} \left(\omega t = \frac{\pi}{3} \right) = \frac{\pi \cdot i_o}{2 \cdot \sqrt{3}} \text{ e define-se } \Delta i_{co} = i_{\max} - i_{\min} = \frac{\pi \cdot i_o}{6} \cdot (2 - \sqrt{3}).$$

Admitindo que i_{co} seja senoidal, então $X_{co} = \frac{1}{12 \cdot \pi \cdot \text{fr} \cdot C_o}$.

Finalmente obtém-se:

$$\Delta V_o = \Delta i_{co} \cdot X_{co} = \frac{i_o \cdot (2 - \sqrt{3})}{72 \cdot fr \cdot C_o} \quad (3.69)$$

O ripple, na frequência de chaveamento, em função da RSE_o , é obtido pela seguinte equação: $\Delta V_{o_s} = RSE_o \cdot \Delta i_{L_o}$, uma vez que toda a ondulação de corrente passa pelo capacitor C_o .

Substituindo Δi_{L_o} (3.47), resulta:

$$\Delta V_{o_s} = RSE_o \cdot \frac{\sqrt{3} \cdot V_p \cdot D}{L_o \cdot fs} \quad (3.70)$$

3.5.20 - Indutância equivalente

A indutância equivalente L resulta da associação em paralelo dos indutores L_o e L_m , como já foi definido.

O modo de operação do conversor depende do valor de L . Sabe-se que no conversor Zeta o modo de operação CCM ou DCM é observado na chave ($S1$ ou $D1$). Assim sendo, pode-se dizer que, se a corrente mínima na chave $S1$ for maior que zero o conversor está operando em CCM.

Retomando a equação (3.38) e admitindo que esta seja maior ou igual a zero, resulta:

$$L \geq \frac{R_o \cdot (1 - D)^2}{2 \cdot fs} \quad (3.71)$$

Através desta equação, conclui-se que quanto maior for o valor de R_o , ou seja, menor a carga, maior deve ser o valor de L , para que se obtenha operação em condução contínua. Portanto, pode-se definir a partir de que valor de R_o se deseja que o conversor passe da operação DCM para CCM (quando R_o vai de infinito para R_o nominal). Com isso define-se R_{o_CCM} , que é o máximo valor de R_o para o qual se garantirá operação CCM. Seu valor pode ser calculado por:

$$R_{o_CCM} = \frac{V_o}{\frac{Carga(\%)}{100} \cdot i_o} \quad (3.72)$$

Retomando a expressão da corrente parametrizada de saída (2.52/3.43) e isolando o valor de L , tem-se:

$$L = \frac{\sqrt{3} \cdot V_p \cdot X \cdot \bar{i}_o}{2 \cdot fs \cdot i_o} \quad (3.73)$$

Levando as expressões (3.72) e (3.73) a (3.71), resulta:

$$\frac{\sqrt{3} \cdot V_p \cdot X \cdot \bar{i}_o}{2 \cdot f_s \cdot i_o} \geq \frac{V_o \cdot (1-D)^2}{2 \cdot f_s \cdot \frac{Carga(\%)}{100} \cdot i_o}$$

Que pode ser reescrita na forma:

$$\bar{i}_o \geq \frac{300 \cdot D \cdot (1-D)}{\pi \cdot X \cdot Carga(\%)} \quad (3.74)$$

Com a expressão (3.74) gera-se a Fig. 3.10.

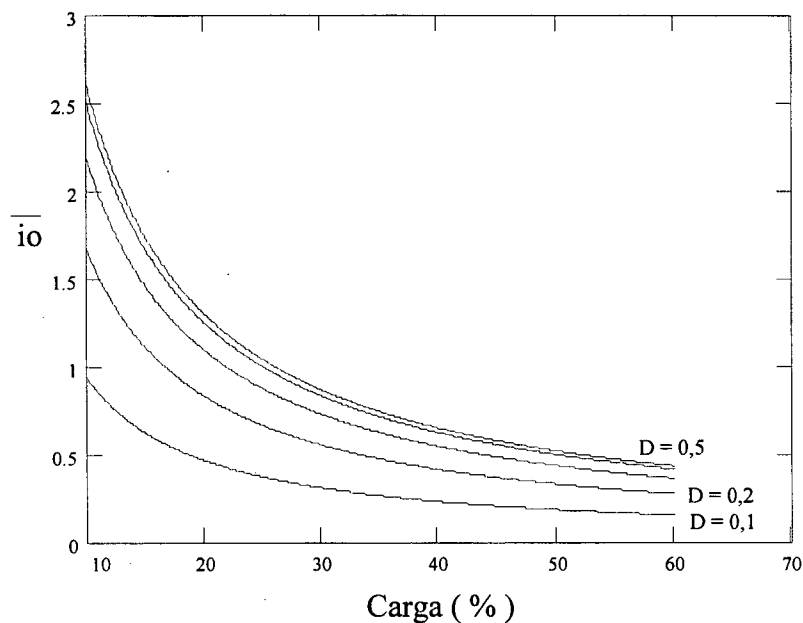


Fig. 3.10 - Corrente de saída parametrizada em função da mínima carga, para a qual o conversor operará em CCM

Com este gráfico pode-se obter, rapidamente, o valor de L necessário à operação desejada, ou como o mesmo evolui em função da carga. Por exemplo, abaixo de 20% da carga, L cresce rapidamente (uma vez estabelecidos os valores de V_p , f_s e i_o).

3.5.21 - Corrente eficaz na indutância magnetizante

Calcula-se esta equação pelo mesmo procedimento utilizado para DCM e o resultado é análogo ao obtido no capítulo 2:

$$i_{Lm}ef = \sqrt{\frac{\sqrt{3} \cdot V_p \cdot D^2 \cdot i_{Lm} m \left(\frac{3}{\pi} + \alpha \cdot X \right) + \frac{V_p^2 \cdot D^3}{f_s^2 \cdot Lm^2} \left(X + \frac{33\alpha}{12\pi} \right) + i_{Lm} m^2} \quad (3.75)$$

No capítulo 2, pode-se observar como esta grandeza, parametrizada, evolui com a variação dos componentes envolvidos na sua equação.

3.5.22 - Corrente eficaz na indutância de saída

Vale o que foi dito no item anterior, portanto:

$$i_{Lo}ef = \sqrt{\frac{\sqrt{3} \cdot V_p \cdot D^2 \cdot i_{Lo} m \left(\frac{3}{\pi} + \alpha \cdot X \right) + \frac{V_p^2 \cdot D^3}{f_s^2 \cdot Lo^2} \left(X + \frac{33\alpha}{12\pi} \right) + i_{Lo} m^2} \quad (3.76)$$

No capítulo 2, pode-se observar como esta grandeza, parametrizada, evolui com a variação dos componentes envolvidos na sua equação.

3.5.23 - Corrente eficaz na chave S1

Procedendo da mesma forma como foi feito no capítulo 2, obtém-se uma equação que simplificada resulta em:

$$i_{S1}ef^2 = \frac{D}{36} \cdot \left[io^2 \cdot \left(6 + \frac{2\pi}{\alpha} \right)^2 + \frac{V_p^2 \cdot D^2}{0,121 \cdot L^2 \cdot fs^2} \right] \quad (3.77)$$

A fim de se graficar o comportamento da corrente eficaz na chave S1 efetua-se uma simplificação ainda maior na equação, eliminando-se o segundo termo da soma entre colchetes. Para os exemplos citados nesta dissertação, esta simplificação e as outras realizadas nos itens 3.5.24, 3.5.25 e 3.5.26 não causaram erros apreciáveis. Assim pode-se escrever:

$$i_{S1}ef^2 \cong \frac{D}{36} \cdot io^2 \cdot \left(6 + \frac{2\pi}{\alpha} \right)^2 \quad (3.78)$$

Parametrizando esta equação, define-se:

$$\overline{i_{S1}ef} = \frac{i_{S1}ef}{io} \quad (3.79)$$

Substituindo (3.78) na equação (3.79), resulta:

$$\overline{i_{S1}ef} = \sqrt{\frac{D}{36} \cdot \left(6 + \frac{2\pi}{\alpha} \right)^2} \quad (3.80)$$

Com a expressão (3.80) gera-se a Fig. 3.11.

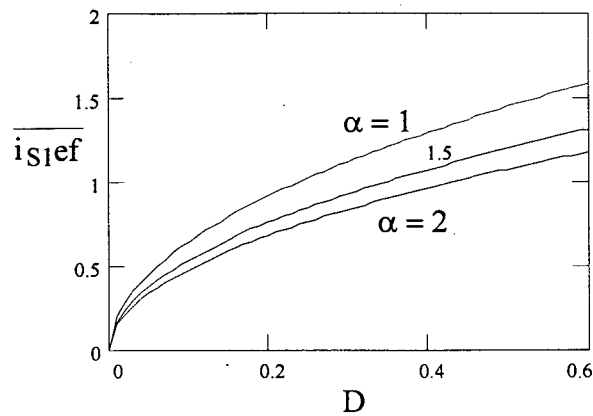


Fig. 3.11 - Corrente eficaz na chave S1, parametrizada

3.5.24 - Corrente eficaz no diodo D1

Procedendo da mesma forma como foi feito no capítulo 2, obtém-se uma equação que simplificada resulta em:

$$i_{D1ef}^2 = \frac{D}{12} \cdot \left[\frac{i_o^2}{\alpha \cdot \pi} \cdot (6 \cdot \alpha + 2 \cdot \pi)^2 + 2,65 \cdot \frac{V_p^2 \cdot D^2 \cdot \alpha}{L^2 \cdot f_s^2} \right] \quad (3.81)$$

Reconsiderando o que foi dito para o item 3.5.23, pode-se escrever:

$$i_{D1ef}^2 \cong \frac{D}{12} \cdot \frac{i_o^2}{\alpha \cdot \pi} \cdot (6 \cdot \alpha + 2 \cdot \pi)^2 \quad (3.82)$$

Parametrizando esta equação, define-se:

$$\overline{i_{D1ef}} = \frac{i_{D1ef}}{i_o} \quad (3.83)$$

Substituindo a expressão (3.82) na equação (3.83), resulta:

$$\overline{i_{D1ef}} = \sqrt{\frac{D}{12} \cdot \frac{(6 \cdot \alpha + 2 \cdot \pi)^2}{\alpha \cdot \pi}} \quad (3.84)$$

Com a expressão (3.84) gera-se a Fig. 3.12.

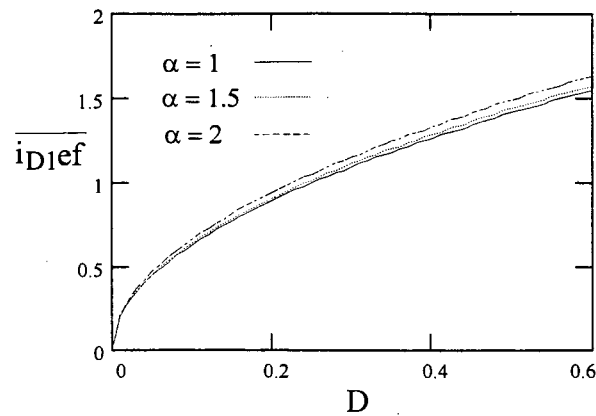


Fig. 3.12 - Corrente eficaz no diodo D1, parametrizada

3.5.25 - Corrente eficaz nos diodos da ponte retificadora

A corrente eficaz nos diodos da ponte retificadora é dada pela equação:

$$i_{Dr\,ef} = \frac{i_{s1\,ef}}{\sqrt{3}} \quad (3.85)$$

Que resulta em:

$$i_{Dr\,ef}^2 = \frac{D}{108} \cdot \left[i_o^2 \cdot \left(6 + \frac{2\pi}{\alpha} \right)^2 + \frac{V_p^2 \cdot D^2}{0,121 \cdot L^2 \cdot f_s^2} \right] \quad (3.86)$$

Reconsiderando o que foi dito para o item 3.5.23, pode-se escrever:

$$i_{Dr\,ef}^2 \cong \frac{D}{108} \cdot i_o^2 \cdot \left(6 + \frac{2\pi}{\alpha} \right)^2 \quad (3.87)$$

Parametrizando esta equação, define-se:

$$\overline{i_{Dr\,ef}} = \frac{i_{Dr\,ef}}{i_o} \quad (3.88)$$

Substituindo (3.87) na equação (3.88), resulta:

$$\overline{i_{Dr\,ef}} = \sqrt{\frac{D}{108} \cdot \left(6 + \frac{2\pi}{\alpha} \right)^2} \quad (3.89)$$

Com a expressão (3.89) gera-se a Fig. 3.13.

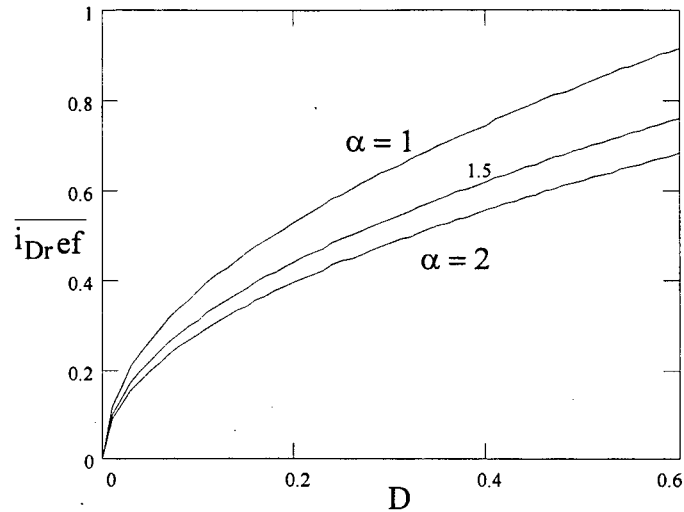


Fig. 3.13 - Corrente eficaz nos diodos da ponte retificadora, parametrizada

3.5.26 - Corrente eficaz no capacitor de acoplamento

Procedendo da mesma forma como foi feito no capítulo 2, obtém-se uma equação que simplificada resulta em:

$$i_{C1ef}^2 = D \cdot i_o^2 \cdot \left(1 + \frac{\pi}{3 \cdot \alpha}\right) + \frac{V_p^2 \cdot D^3}{f_s^2} \cdot \left(\frac{0,22 \cdot \alpha}{L_m^2} + \frac{0,23}{L_o^2}\right) \quad (3.90)$$

Reconsiderando o que foi dito para o item 3.5.23, elimina-se o segundo termo da equação (3.90), resultando:

$$i_{C1ef}^2 \cong D \cdot i_o^2 \cdot \left(1 + \frac{\pi}{3 \cdot \alpha}\right) \quad (3.91)$$

Parametrizando esta equação, define-se:

$$\overline{i_{C1ef}} = \frac{i_{C1ef}}{i_o} \quad (3.92)$$

Substituindo (3.91) na equação (3.92), resulta:

$$\overline{i_{C1ef}} = \sqrt{D \cdot \left(1 + \frac{\pi}{3 \cdot \alpha}\right)} \quad (3.93)$$

Com a expressão (3.93) gera-se a Fig. 3.14.

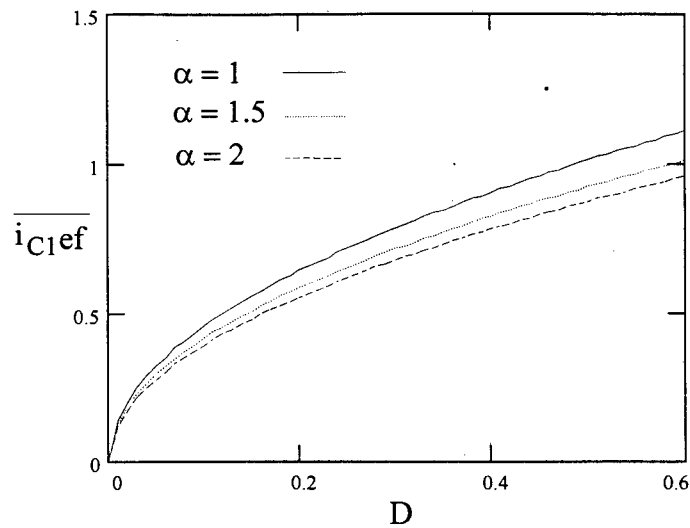


Fig. 3.14 - Corrente eficaz no capacitor de acoplamento, parametrizada

3.5.27 - Corrente eficaz no capacitor de saída

Procedendo da mesma forma como foi feito no capítulo 2, obtém-se uma equação que simplificada resulta em:

$$i_{Co}ef^2 = \frac{Vp \cdot D^2}{4 \cdot \pi \cdot Lo \cdot fs} \cdot \left[\frac{io \cdot \alpha}{28,6} + \frac{Vp \cdot D}{\pi \cdot Lo \cdot fs} \cdot (9 + 8,75 \cdot \alpha) \right] \quad (3.94)$$

3.6 - ANÁLISE DO FATOR DE POTÊNCIA E DO RENDIMENTO

Admitindo todas as considerações feitas em DCM, tem-se:

3.6.1 - Cálculo de $i_{rede(1)ef}$

Como no capítulo 2, considera-se a corrente i_{rede} (corrente de fase, filtrada) com forma quadrada e contida no intervalo de 30° até 150° , para meio período da rede. O pico de i_{rede} é dado por:

$$i_{redeP} = i_{S1}med = \frac{\pi \cdot io}{3 \cdot \alpha} \quad (3.95)$$

Fazendo a Análise de Fourier dessa onda quadrada de amplitude i_{redeP} , pode-se determinar o coeficiente $b1$ da série trigonométrica, da seguinte maneira:

$$b1 = \frac{2}{\pi} \int_{\frac{\pi}{6}}^{\frac{5\pi}{6}} i_{rede} p. \text{sen}(\omega t). d\omega t \quad (3.96)$$

que resulta: $b1 = \frac{2.i.o}{\sqrt{3}.\alpha}$ (3.97)

Com isso determina-se:

$$i_{rede(1)} = \frac{2.i.o}{\sqrt{3}.\alpha} \text{sen}(\omega t) \quad (3.98)$$

O valor eficaz dessa corrente é obtido pela divisão de $i_{rede(1)}$ por $\sqrt{2}$:

$$i_{rede(1)} \text{ef} = \frac{2.i.o}{\sqrt{6}.\alpha} \quad (3.99)$$

3.6.2 - Cálculo de $i_{rede\text{ef}}$

O valor eficaz da corrente de fase pode ser obtido pela seguinte integração:

$$i_{rede} \text{ef}^2 = \frac{1}{\pi} \int_{\frac{\pi}{6}}^{\frac{5\pi}{6}} i_{S1} \text{med}^2 . d\omega t \quad (3.100)$$

que resulta:

$$i_{rede} \text{ef} = \frac{\pi.i.o}{3.\alpha} \cdot \sqrt{\frac{2}{3}} \quad (3.101)$$

3.6.3 - Cálculo do Fator de Potência

Desconsiderando o deslocamento entre tensão e corrente de fase o Fator de Potência é dado simplesmente por:

$$FP = \frac{i_{rede(1)} \text{ef}}{i_{rede} \text{ef}} \cong 0,95 \quad (3.102)$$

Como $\cos(\phi)_{(1)} = 1$, então o FP se deve apenas a TDH, que pode ser calculada pela equação:

$$TDH = \sqrt{\frac{1}{FP^2} - 1} \cong 31\% \quad (3.103)$$

Obs: Como se observou, o conversor Zeta necessita de um filtro de alta frequência para corrigir o FP. Diversas são as formas de projetar o filtro de entrada, de modo que os dados

teóricos de FP e TDH podem variar e provavelmente não será obtido fator de deslocamento unitário. No entanto pode-se projetar o filtro para que estes dados representem o pior resultado obtido.

3.6.4 - Cálculo da potência média de entrada

A potência média de entrada pode ser calculada pela seguinte integração:

$$P_{in} = \frac{3}{\pi} \int_{\frac{\pi}{3}}^{\frac{2\pi}{3}} V_{in} \cdot i_{S1} \text{med}_S \cdot d\omega t \quad (3.104)$$

Substituindo (3.38) em (3.34), levando a (3.104) e resolvendo a integral, resulta:

$$P_{in} = \frac{X \cdot \pi^2}{9} \cdot P_o \cong P_o \quad (3.105)$$

Isto confirma a consideração dos componentes como sendo ideais (rendimento de 100%).

3.7 - FILTRO DE ENTRADA

O cálculo do filtro de entrada, apresentado no ANEXO B, é realizado pelas seguintes equações:

Req ⇒ O valor de Req é determinado pela relação entre a tensão de pico e corrente de pico,

$$\text{ambas de fase: } Re q = \frac{V_p}{i_{rede(1)P}} \quad (3.106)$$

Substituindo a equação (3.98), com $\text{sen}(\omega t) = 1$, em (3.106), resulta:

$$Re q = \frac{\sqrt{3} \cdot V_p \cdot \alpha}{2 \cdot i_o} \quad (3.107)$$

Cf1 = Cf2 = Cf3 ⇒ O valor de Cf1 é determinado simplesmente por:

$$Cf1 = \frac{1}{2 \cdot \omega_c \cdot Re q \cdot \zeta} \quad (3.108)$$

Lf1 = Lf2 = Lf3 ⇒ O valor de Lf1 é determinado simplesmente por:

$$Lf1 = \frac{1}{\omega_c^2 \cdot Cf1} \quad (3.109)$$

Maiores informações sobre a escolha de ζ e de $f_c \left(\frac{\omega_c}{2\pi} \right)$ podem ser obtidas no ANEXO B.

3.8 - METODOLOGIA DE PROJETO E EXEMPLO

3.8.1 - Especificações:

$$V_F = 220V; P_o = 3KW; V_o' = 60V; f_r = 60Hz; f_s = 20KHz.$$

3.8.2 - Relação de transformação (a):

$$a = \frac{N_1}{N_2} = 5 \quad \therefore \quad V_o = 300V$$

3.8.3 - Ganho estático (G) e razão cíclica (D):

$$G = \frac{V_o}{\sqrt{3} \cdot V_p}$$

sendo $V_p = \sqrt{2} \cdot V_F = 311V$, resulta: $G = 0,557$.

Por definição $\alpha = 1/G$, conseqüentemente $\alpha = 1,796$.

A partir da equação (3.41) tem-se:

$$D = \frac{1}{1 + \frac{3}{\pi} \cdot \alpha} \quad \text{que resulta } D = 0,368$$

3.8.4 - Corrente de saída (i_o) e resistência de carga (R_o), referidas ao lado primário:

$$i_o = \frac{P_o}{V_o} = 10A \quad \therefore \quad R_o = \frac{V_o}{i_o} = 30\Omega$$

3.8.5 - Indutância equivalente (L):

Deseja-se operação em condução contínua a partir de 10% da carga, portanto:

$$R_{o_{CCM}} = \frac{V_o}{\frac{10}{100} \cdot i_o} = 300\Omega$$

Retomando a equação (3.71) e fazendo $R_o = R_{o_{CCM}}$ chega-se a:

$$L \geq \frac{R_{o_{CCM}} \cdot (1-D)^2}{2 \cdot f_s} \geq 3\text{mH}$$

Adota-se $L = 3\text{mH}$.

3.8.6 - Indutância de saída (L_o) e indutância magnetizante (L_m):

Admitindo uma ondulação de 10% (1A), pico a pico, na corrente de saída, tem-se:

$$L_o = \frac{\sqrt{3} \cdot V_p \cdot D}{f_s \cdot \Delta i_{L_o}} = 9,9\text{mH}$$

Como se sabe:

$$\frac{1}{L} = \frac{1}{L_o} + \frac{1}{L_m} \quad \therefore \quad L_m = 4,3\text{mH}$$

3.8.7 - Capacitor de saída (C_o) e de acoplamento (C_1):

Adota-se para ambos os capacitores uma ondulação de 10% do valor médio de suas tensões (30V). Desse modo, a partir das equações (3.69) e (3.68), tem-se:

$$C_o = \frac{i_o \cdot (2 - \sqrt{3})}{72 \cdot f_s \cdot \Delta V_o} = 20,7\mu\text{F}$$

$$C_1 = \frac{\pi \cdot i_o \cdot D}{3 \cdot \Delta V_{C_1} \cdot f_s} = 6,42\mu\text{F}$$

3.8.8 - Filtro de entrada:

Com base no ANEXO B, adota-se $\zeta = 2,25$ e $\omega_c = 2.\pi.2000$ (uma década abaixo de f_s).

Assim os parâmetros do filtro podem ser determinados através das seguintes equações:

$$R_{eq} = \frac{\sqrt{3} \cdot V_p \cdot \alpha}{2 \cdot i_o} = 48,4\Omega$$

$$C_{f1} = \frac{1}{2 \cdot \omega_c \cdot R_{eq} \cdot \zeta} = 365\text{nF} \quad (\text{configuração em estrela})$$

$$L_{f1} = \frac{1}{\omega_c^2 \cdot C_{f1}} = 17,3\text{mH}$$

3.9 - RESULTADOS OBTIDOS POR SIMULAÇÃO

Através dos dados e parâmetros apresentados no item 3.8, simulou-se o conversor, cuja estrutura é mostrada na Fig. 3.15.

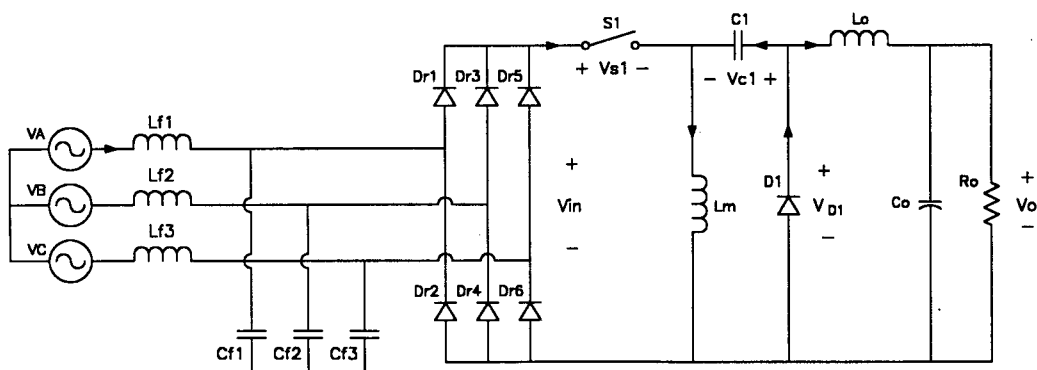


Fig. 3.15 - Estrutura simulada

Os principais resultados, obtidos na situação de carga nominal, são apresentados a seguir:

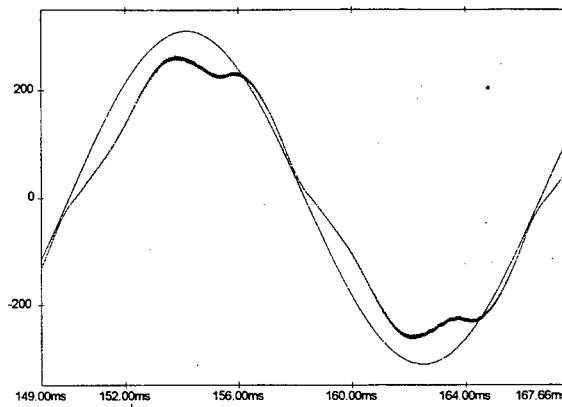


Fig. 3.16 - Tensão e corrente+40 na fase A

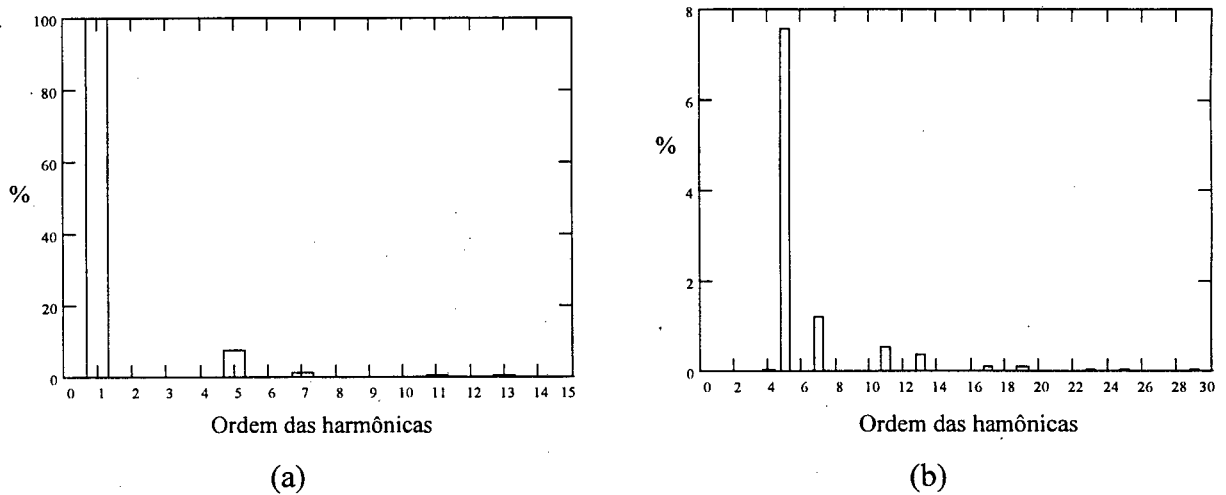


Fig. 3.17 - Análise harmônica da corrente na fase A, sendo: (a) considerando a fundamental e (b) desconsiderando a fundamental - detalhe

Através da análise harmônica realizada na corrente da fase A, obteve-se uma defasagem entre a tensão e a fundamental dessa corrente na ordem de $-7,862^{\circ}$, e uma TDH = 7,7%, que resultam num FP = 0,987.

Dando continuidade aos resultados obtidos por simulação, na situação de carga nominal, tem-se:

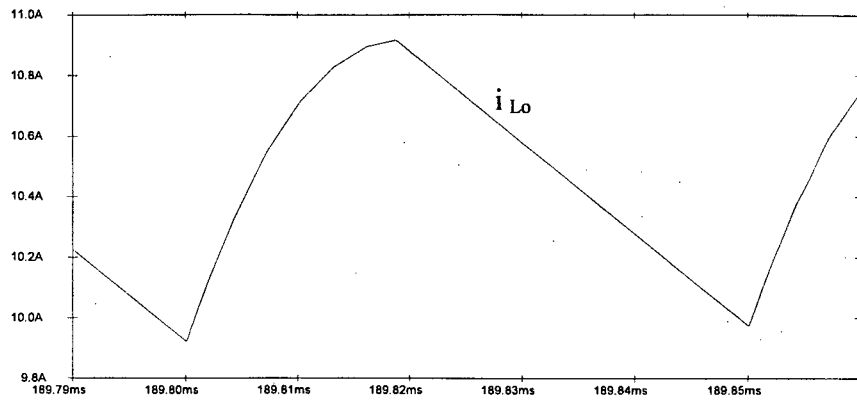


Fig. 3.18 - Corrente na indutância de saída

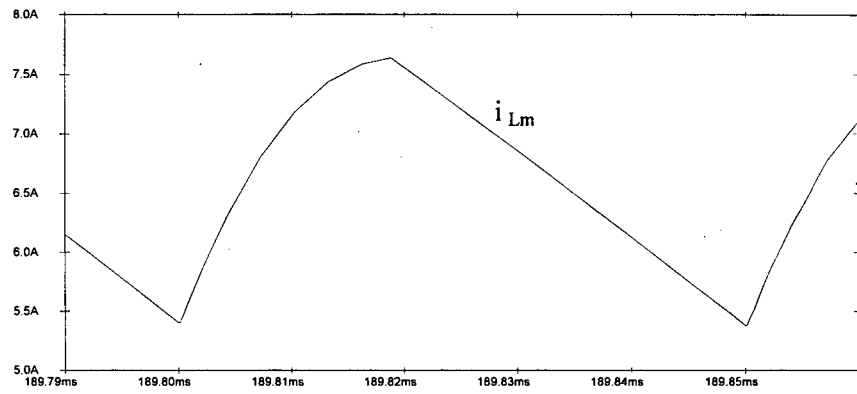


Fig. 3.19 - Corrente na indutância magnetizante

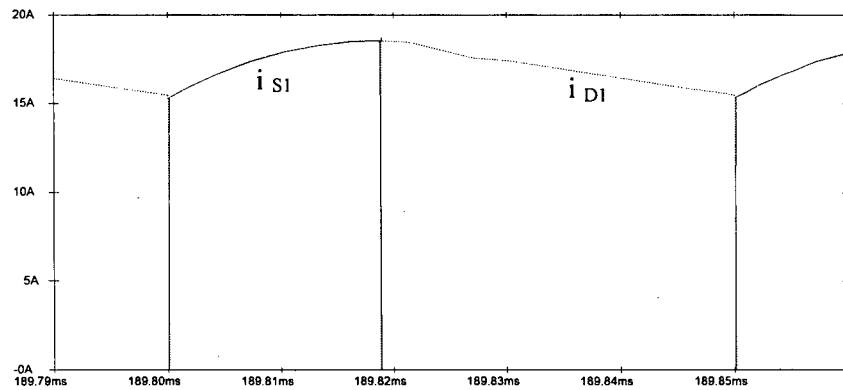


Fig. 3.20 - Corrente na chave S1 (—) e no diodo D1 (-----)

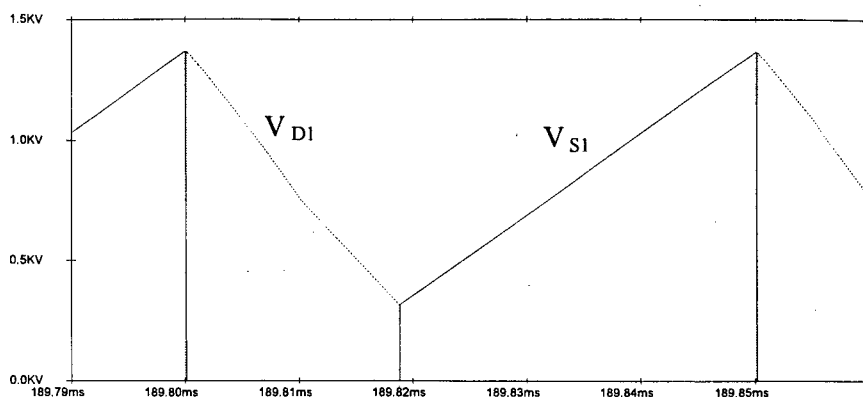


Fig. 3.21 - Tensão na chave S1 (—) e no diodo D1 (-----)

Sabe-se da análise das etapas de operação que a tensão sobre a chave S1, quando a mesma se encontra bloqueada, é dada pela soma $V_{in} + V_o$, como se observa na Fig. (3.4). Examinando a estrutura simulada conclui-se que a tensão V_{in} é resultante da tensão nos capacitores do filtro de entrada.

O problema originado pela escolha de um coeficiente de amortecimento relativamente alto ($\zeta = 2,25$) pode ser chamado de desequilíbrio paramétrico do filtro de entrada. Com isso, são obtidas capacitâncias de filtragem relativamente baixas e indutâncias relativamente altas. Isto é necessário quando se deseja otimizar o fator de potência da estrutura. Porém, causa uma forte ondulação na tensão V_{in} , como se observa na Fig. (3.22), e conseqüentemente na tensão V_{S1} , como se observa na Fig. (3.21).

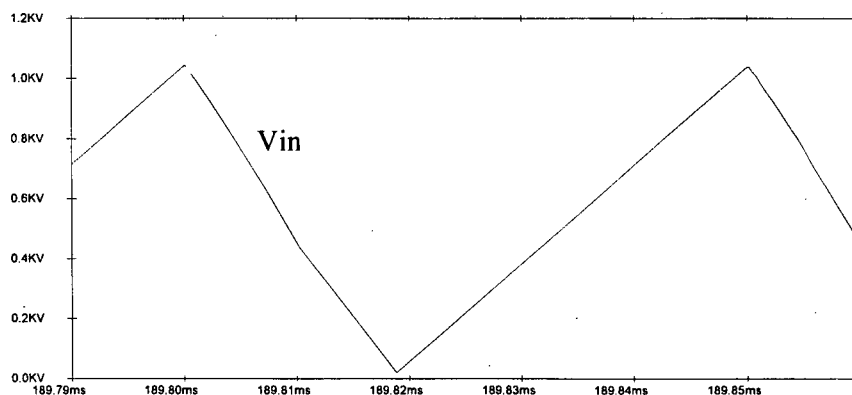


Fig. 3.22 - Tensão retificada de entrada

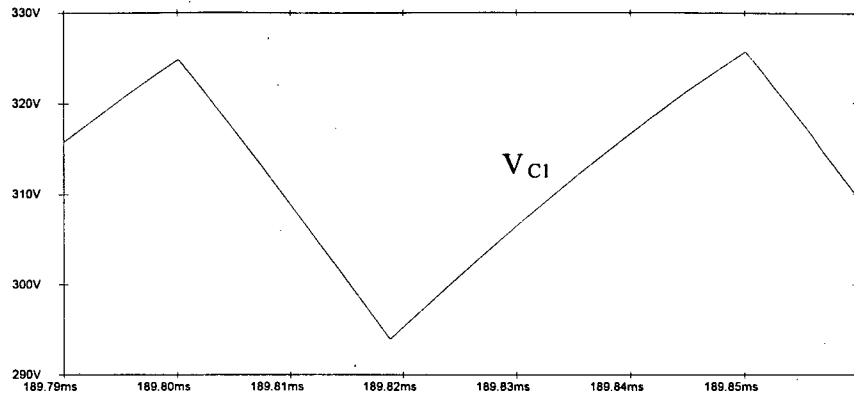


Fig. 3.23 - Tensão no capacitor de acoplamento $C1$

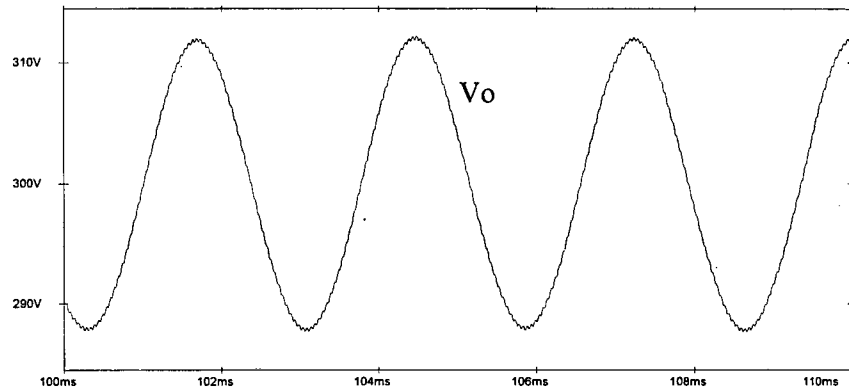


Fig. 3.24 - Tensão de saída

A maioria das figuras apresentadas acima, mostram a evolução das grandezas num período de chaveamento. No entanto, todas elas possuem uma ondulação de 360Hz, resultante da retificação, como se pode observar na Fig. (3.25). Isto não causa mudanças apreciáveis nas formas de onda apresentadas.

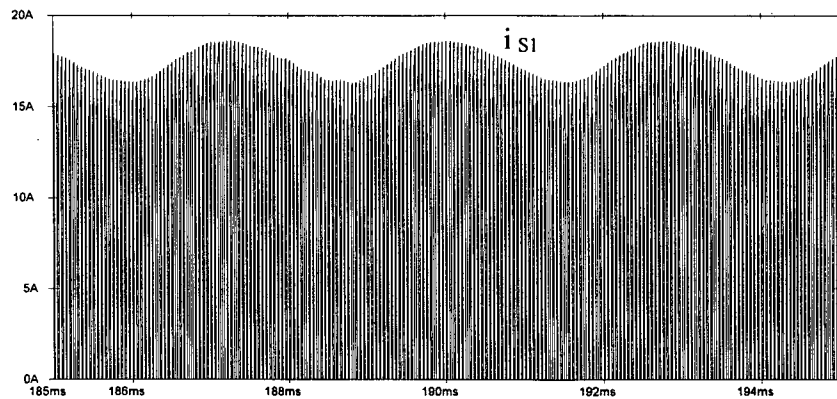


Fig. 3.25 - Corrente na chave $S1$

A fim de comprovar a metodologia de projeto, foi feita uma simulação para 10% da carga, $R_o = 300\Omega$. Nas figuras (3.26) e (3.27) pode-se observar a descontinuidade da corrente no diodo D1, quando esta, que é modulada por uma frequência de 360Hz, chega a zero.

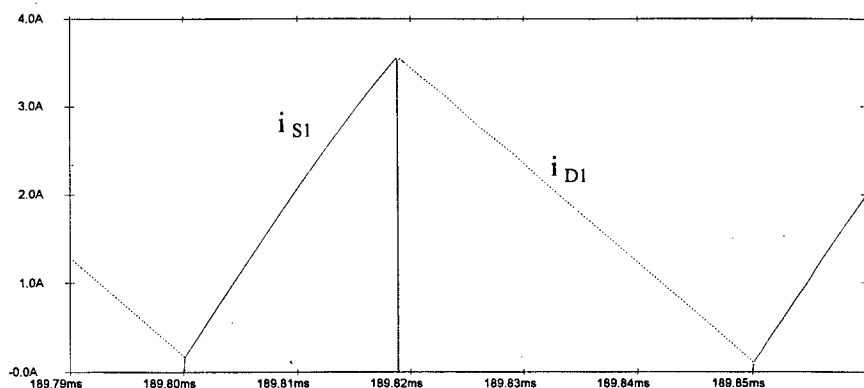


Fig. 3.26 - Corrente na chave S1 (—) e no diodo D1 (-----), quando a ondulação de 360Hz está no seu valor máximo

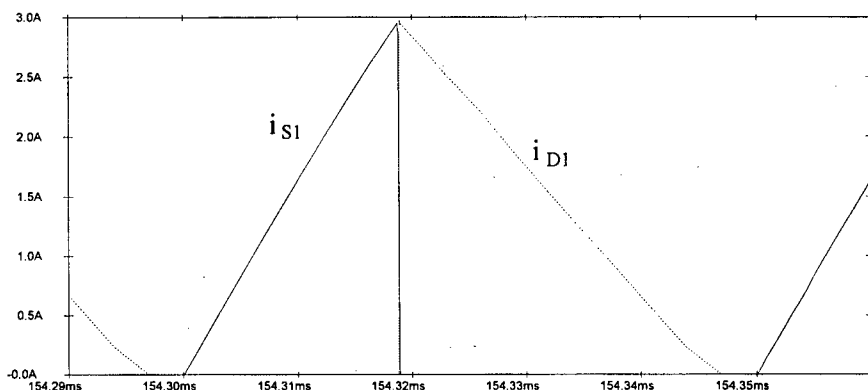


Fig. 3.27 - Corrente na chave S1 (—) e no diodo D1 (-----), quando a ondulação de 360Hz está no seu valor mínimo

O efeito da sobretensão na chave S1 diminui com a diminuição da carga, como mostra a Fig. (3.28).

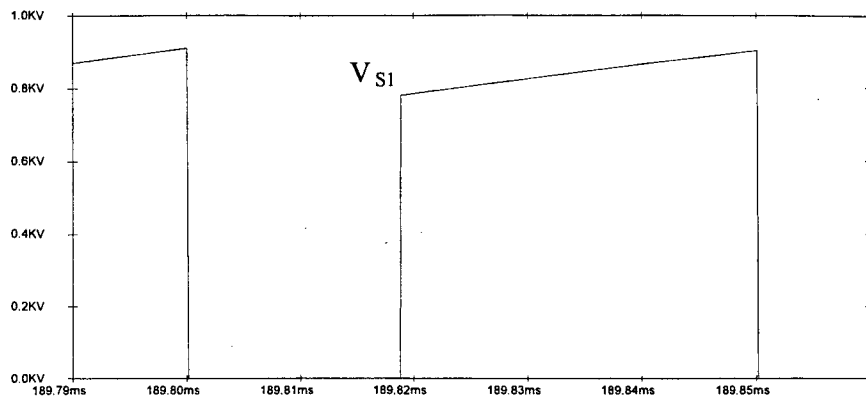


Fig. 3.28 - Tensão na chave S1, para 10% da carga

3.10 - COMPROVAÇÃO DA ANÁLISE TEÓRICA

A comprovação da análise teórica é obtida pela comparação entre os resultados obtidos por simulação e os calculados analiticamente. Tal comparação é mostrada na tabela 3.1.

Os dados e parâmetros necessários ao preenchimento desta tabela são:

$$\alpha = 1,796; V_p = 311V; D = 0,368; i_o = 10A; L = 3mH; L_o = 9,9mH; L_m = 4,3mH;$$

$$C_o = 20,7\mu F; C_1 = 6,42\mu F; f_s = 20KHz; f_r = 60Hz.$$

Através das equações (3.51) e (3.52) calcula-se:

$$i_{Lm} = 4,73A \quad e \quad i_{Lom} = 9,52A$$

Grandeza	Valor simulado	Valor teórico	Diferença (%)
Δi_{Lm} (A)	2,24	2,3	2,6
i_{Lmp} (A)	7,66	7,26	5,5
i_{Lmmed} (A)	6,18	5,83	6
i_{Lmef} (A)	6,22	5,87	6
Δi_{Lo} (A)	0,97	1	3
i_{LoP} (A)	11,13	10,97	1,5
i_{Lomed} (A)	10	10	0
i_{Loef} (A)	10	10	0
i_{s1P} (A)	18,6	18,22	2
i_{s1med} (A)	6,18	5,83	6
i_{s1ef} (A)	10,11	9,62	5
i_{D1P} (A)	18,6	18,22	2
i_{D1med} (A)	10	10	0
i_{D1ef} (A)	12,7	12,6	0,8
i_{DrP} (A)	18,6	18,22	2
i_{Drmed} (A)	2,13	1,94	9,8
i_{Dref} (A)	5,57	5,55	0,4
i_{C1ef} (A)	7,85	7,65	2,6
ΔV_{C1} (V)	31,2	30	4
i_{Coef} (A)	0,49	0,3	63,3
ΔV_o (V)	24,2	30	19,3
i_{Lfp} (A)	6,62	6,43	3
i_{Lref} (A)	4,6	4,55	1

Tabela 3.1 - Comparação entre os valores obtidos a partir do equacionamento teórico e via simulação. A diferença percentual entre ambos é dada em relação aos valores teóricos.

Os valores de i_{Lfp} e i_{Lref} foram obtidos pelas equações (3.98) e (3.99) respectivamente.

Com relação à diferença percentual, observa-se uma grande proximidade entre os valores teóricos e analíticos, com exceção de i_{Coef} e ΔV_o . Para i_{Coef} pode-se dizer que, a diferença

percentual foi grande, mas 190mA é praticamente irrelevante na escolha do capacitor de saída. Para ΔV_o pode-se dizer que, uma vez que essa diferença de 19,3% vem a proporcionar uma ondulação menor que a desejada, então este erro não afeta prejudicialmente o funcionamento do circuito.

3.11 - CONCLUSÃO

Mediante comparação entre os modos de operação DCM e CCM observou-se que a tarefa de corrigir o fator de potência é cumprida por ambos os modos, praticamente com a mesma eficácia.

Tendo em vista que a intenção do trabalho é fornecer um retificador adequado para aplicações em alta potência, se torna mais vantajoso o modo CCM, uma vez que este implica na circulação de menor corrente eficaz pelos componentes.

Pode-se citar ainda que no modo contínuo não existe dependência do ganho estático com a carga, característica de uma fonte de tensão.

CAPÍTULO 4

MODELAGEM

4.1 - INTRODUÇÃO

A fim de promover a regulação da tensão de saída é preciso que a fonte chaveada possua uma malha de realimentação. O diagrama de blocos simplificado da fonte chaveada proposta, com malha de realimentação, pode ser visto na figura abaixo:

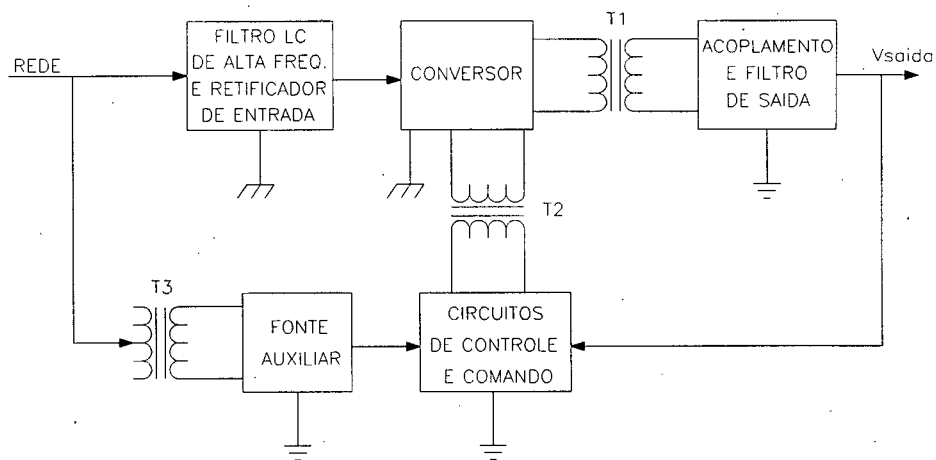


Fig. 4.1 - Diagrama de blocos da fonte proposta

Ou ainda, de forma generalizada:

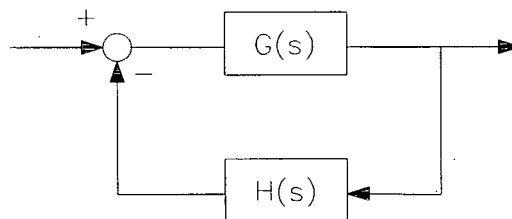


Fig. 4.2 - Diagrama de blocos de um sistema com realimentação negativa

Onde $G(s)$ representa a função de transferência do conversor Zeta e $H(s)$ a função de transferência da malha de realimentação.

O projeto da malha de realimentação (obtenção de $H(s)$) é baseado nos critérios de estabilidade [12], o que implica na obtenção de um modelo linear do conversor Zeta ($G(s)$). Para realizar esta tarefa, escolheu-se dentre algumas opções a técnica da Chave PWM, a qual foi aplicada no conversor Zeta operando nos modos de condução contínua e descontínua.

4.2 - IDENTIFICAÇÃO DA CHAVE PWM NO CONVERSOR ZETA

A modelagem de um conversor utilizando o método da Chave PWM, consiste na linearização deste conversor seguida por uma análise de circuitos convencional. A linearização do conversor é conseguida através da substituição dos elementos não lineares (semicondutores) por um circuito equivalente linear.

A Chave PWM do conversor Zeta pode ser evidenciada por um simples rearranjo na topologia, como é demonstrado abaixo, a partir do conversor referido ao secundário.

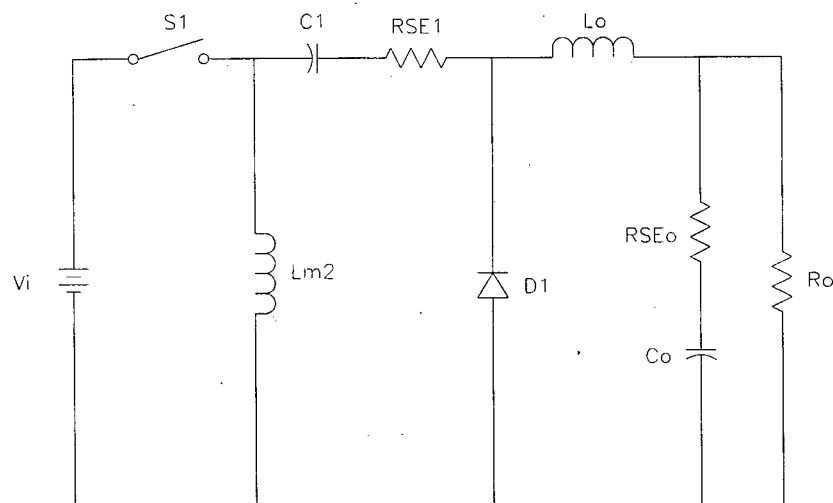


Fig. 4.3 - Conversor Zeta referido ao secundário

IMPORTANTE: Como se observa na figura anterior, ignorou-se a colocação dos apóstrofos nos componentes referidos ao secundário. Isto porque neste capítulo são desenvolvidas equações bastante complexas e a colocação de apóstrofo prejudicaria a apresentação e compreensão das mesmas. Portanto, todos os parâmetros relativos ao conversor, apresentados neste capítulo, são referidos ao secundário, porém, sem o apóstrofo.

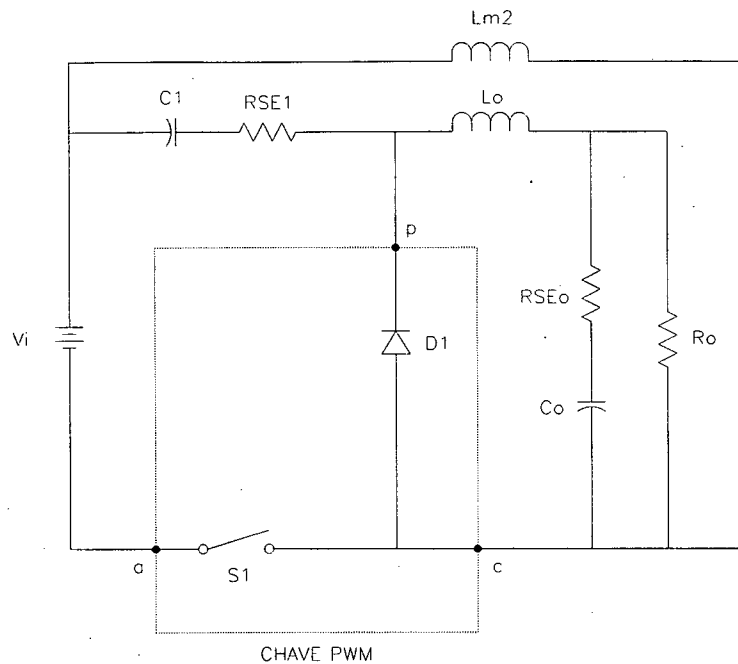


Fig. 4.4 - Identificação da Chave PWM no conversor Zeta

Onde a, p e c se referem aos terminais ativo, passivo e comum.

Observa-se pelas figuras precedentes que não são considerados os parâmetros parasitas dos elementos magnéticos, pois, se o fossem, complicariam demasiadamente a análise e dariam uma precisão aos parâmetros do compensador que jamais poderiam ser obtidas na prática.

4.3 - MODELAGEM DO CONVERSOR ZETA EM CCM

A análise do conversor é dividida em duas etapas. Uma relativa ao ponto de operação e a outra para pequenas perturbações em torno deste ponto. Da análise do ponto de operação resulta a característica estática do conversor, enquanto que da análise de pequenos sinais resulta a função de transferência, que o caracteriza de forma dinâmica.

4.3.1 - Análise CC - ponto de operação

Com a substituição da Chave PWM pelo seu circuito equivalente, para valores médios, e rearranjando os componentes obtém-se o circuito linear mostrado na Fig. 4.5.

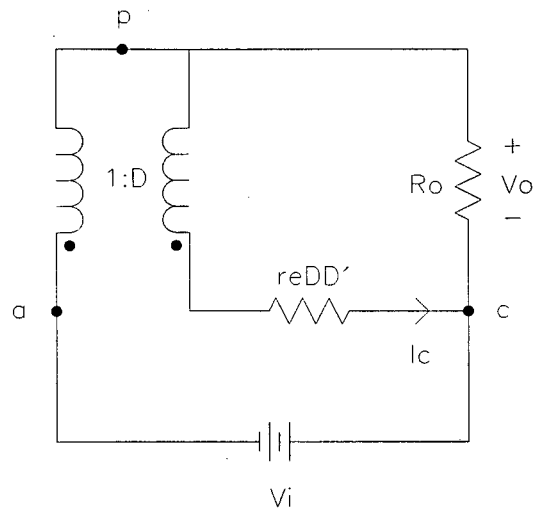


Fig. 4.5 - Circuito equivalente do conversor Zeta para análise CC, em CCM

Onde: $re = RSE1$ e $D' = 1 - D$.

É importante frisar que os sentidos das tensões e correntes existentes nos modelos (circuitos equivalentes) da Chave PWM foram mantidos como se convencionou na referência [16].

Pela análise do circuito, pode-se obter a característica de transferência estática:

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{D}{1 - D + \frac{D \cdot RSE1}{R_o}} \quad (4.1)$$

A seguir foram obtidas as grandezas V_d e I_c , necessárias na análise CA:

$$V_d = V_{ap} + I_c \cdot (D - D') \cdot re \quad [16] \quad (4.2)$$

que resulta:
$$V_d = -V_o \cdot \left(\frac{1}{D} + \frac{RSE1 \cdot D}{R_o \cdot D'} \right) \quad (4.3)$$

$$I_c = -\frac{V_o}{R_o \cdot D'} \quad (4.4)$$

4.3.2 - Análise CA - pequenas perturbações em torno do ponto de operação

Através da substituição da Chave PWM pelo seu circuito equivalente linear, para pequenas perturbações na razão cíclica (D), obtém-se o circuito da Fig. 4.6.

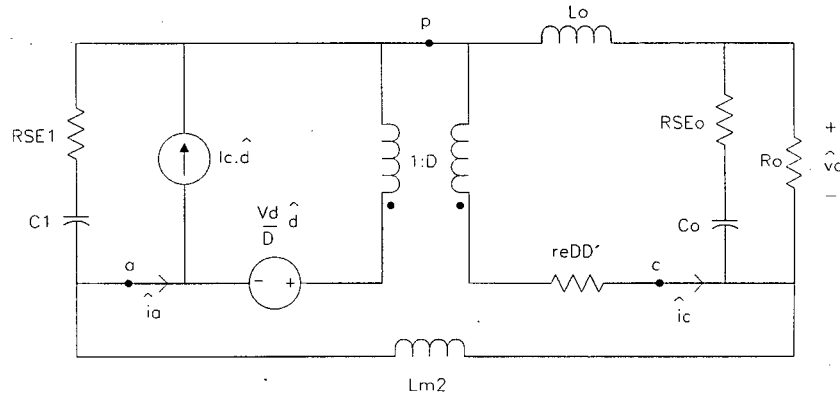


Fig. 4.6 - Circuito equivalente do conversor Zeta em CCM, considerando pequenas perturbações na razão cíclica

Observa-se que a fonte de tensão deve ser curto-circuitada ao terra. Desta forma, através da análise do circuito, pode-se determinar:

$$G(s) = \frac{Z_o}{V_s} \cdot \frac{(I_c \cdot Z_1 \cdot D - V_d) \cdot L_{m2} \cdot s + D' \cdot (I_c \cdot r_e \cdot D - V_d) \cdot Z_1}{L_{m2} \cdot L_o \cdot s^2 + \{D' \cdot [L_o \cdot Z_1 \cdot D' + r_e \cdot D \cdot (L_o + L_{m2})] + L_{m2} \cdot [D^2 \cdot Z_1 + Z_o]\} \cdot s + D' \cdot [Z_o \cdot Z_1 \cdot D' + r_e \cdot D \cdot (Z_o + Z_1)]} \quad (4.5)$$

Esta equação representa a função de transferência do controle para a saída, ou seja, $\frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{v}_c(s)}$, onde:

$$Z_o = \frac{R_o \cdot (1 + s \cdot C_o \cdot R_{SEo})}{1 + s \cdot C_o \cdot (R_o + R_{SEo})} \quad e \quad (4.6)$$

$$Z_1 = \frac{1 + s \cdot C_1 \cdot R_{SE1}}{s \cdot C_1} \quad (4.7)$$

Sendo que $\hat{d}(s)$ foi substituído por $\frac{\hat{v}_c(s)}{V_s}$, pois são equivalentes, como pode-se constatar através de uma simples análise da Fig. 4.7, onde verifica-se que:

$$\frac{t_f}{T_s} = \frac{V_c - V_v}{V_{pk} - V_v} = \frac{V_c - V_v}{V_s} = D \quad (4.8)$$

Considerando apenas as perturbações, na razão cíclica ou na tensão de controle (V_c), pode-se escrever:

$$\hat{d}(s) = \frac{\hat{v}_c(s)}{V_s} \quad (4.9)$$

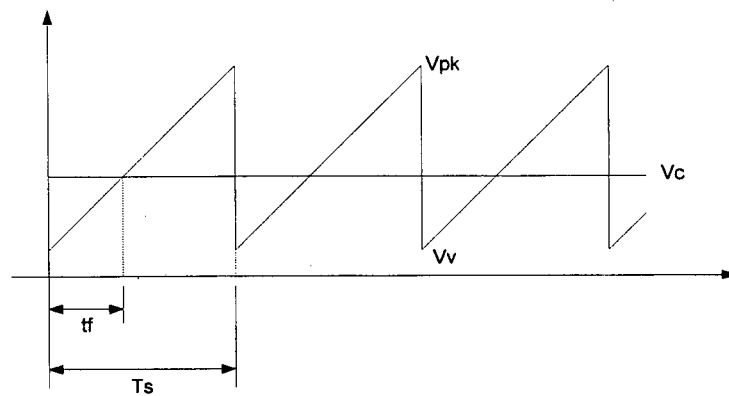


Fig. 4.7 - Sinais típicos da modulação PWM

4.3.3 - Comprovação da análise CA

A Fig. 4.8 mostra a comparação entre o modelo da Chave PWM e resultados de simulação do conversor.

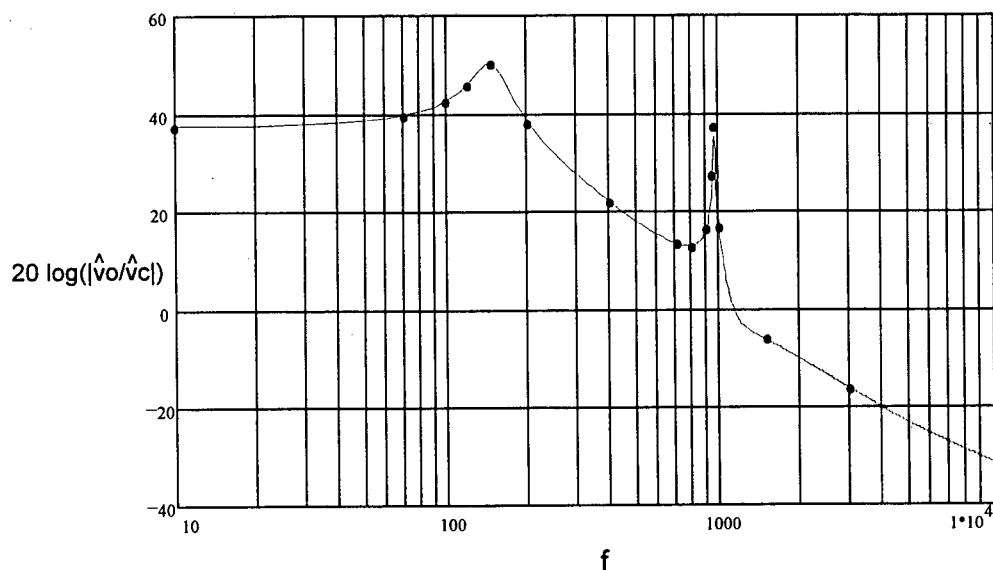


Fig. 4.8 - $G(s)$ em função da frequência (Hz) e pontos discretos obtidos por simulação

A figura anterior comprova o modelo, uma vez que os pontos obtidos por simulação, através da adição de uma perturbação senoidal na tensão V_c , estão praticamente sobre a curva.

Os dados e parâmetros do conversor, utilizados para o traçado desta curva são os seguintes:

$$V_o = 60 \text{ V} \quad D = 0.412 \quad R_o = 6 \Omega \quad C_1 = 24 \mu\text{F} \quad C_o = 1000 \mu\text{F}$$

$$L_{m2} = 500 \mu\text{H} \quad L_o = 925 \mu\text{H} \quad R_{SEo} = 32 \text{ m}\Omega \quad R_{SE1} = 35 \text{ m}\Omega \quad V_s = 3.3$$

Estes valores foram obtidos do protótipo montado em laboratório, sendo que R_{SE1} resultou da soma da resistência série equivalente do capacitor C_1 com a resistência do enrolamento secundário do transformador.

4.4 - MODELAGEM DO CONVERSOR ZETA EM DCM

Na referência [16], a dedução do circuito equivalente da Chave PWM na configuração “comum-comum” é obtida pela análise do funcionamento do conversor Buck-Boost em DCM, onde a corrente no terminal passivo (corrente que circula pelo indutor e pelo diodo) se anula durante o tempo $(1-D) \cdot T_s$.

Para o conversor Zeta ocorre algo semelhante que é a anulação da corrente no diodo D_1 (terminal passivo da Chave PWM) quando a corrente que circula pelos indutores se iguala, em módulo. Desta forma a dedução do circuito equivalente da Chave PWM se torna igual a do conversor Buck-Boost, ressaltando que o indutor L das equações desenvolvidas para o modelo da Chave PWM equivale à associação em paralelo dos indutores L_{m2} e L_o do conversor Zeta.

4.4.1 - Análise CC - ponto de operação

Com a substituição da Chave PWM pelo seu circuito equivalente, para valores médios, e rearranjando os componentes obtém-se o circuito linear mostrado na Fig. 4.9.

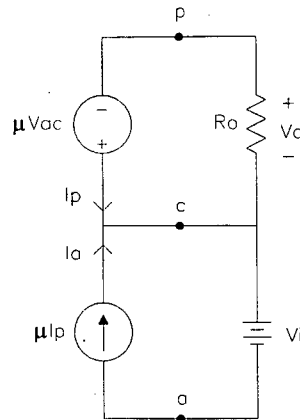


Fig. 4.9 - Circuito equivalente do conversor Zeta para análise CC em DCM

Onde μ é definido na referência [16] como sendo o fator de amplificação, podendo ser calculado pelas seguintes fórmulas:

$$\mu = \frac{D^2}{2 \cdot L \cdot f} \cdot \frac{V_{cp}}{I_a} = \frac{D^2}{2 \cdot L \cdot f} \cdot \frac{V_{ac}}{I_p} \quad \text{resultando} \quad \mu = D \cdot \sqrt{\frac{R_o}{2 \cdot L \cdot f}} \quad (4.10)$$

Cabe lembrar que os sentidos das tensões e correntes existentes nos modelos (circuitos equivalentes) da Chave PWM foram mantidos como se convencionou na referência [16].

Pela análise do circuito pode-se obter a característica de transferência estática:

$$\frac{V_o}{V_i} = \mu = D \cdot \sqrt{\frac{R_o}{2 \cdot L \cdot f}} \quad (4.11)$$

A seguir foram obtidas outras grandezas, necessárias na análise AC:

$$g_i = \frac{I_a}{V_{ac}} \quad \text{que resulta} \quad \frac{D^2}{2 \cdot L \cdot f} \quad (4.12)$$

$$g_o = \frac{I_p}{V_{cp}} \quad \text{que resulta} \quad \frac{1}{R_o} \quad (4.13)$$

$$g_f = \frac{2 \cdot I_p}{V_{ac}} \quad \text{que resulta} \quad g_f = \frac{2 \cdot D}{\sqrt{2 \cdot L \cdot f \cdot R_o}} \quad (4.14)$$

$$g = g_i + g_o + g_f \quad \text{que resulta} \quad g = \frac{1}{R_o} \left(1 + D \cdot \sqrt{\frac{R_o}{2 \cdot L \cdot f}} \right)^2 \quad (4.15)$$

$$k_i = \frac{2 \cdot I_a}{D} \quad \text{que resulta} \quad k_i = -V_o \cdot \sqrt{\frac{2}{L \cdot f \cdot R_o}} \quad (4.16)$$

$$k_o = \frac{2 \cdot I_p}{D} \quad \text{que resulta} \quad k_o = -\frac{2 \cdot V_o}{D \cdot R_o} \quad (4.17)$$

$$k_d = k_i + k_o \quad \text{que resulta} \quad k_d = -\frac{2 \cdot V_o}{D \cdot R_o} \left(1 + D \cdot \sqrt{\frac{R_o}{2 \cdot L \cdot f}} \right) \quad (4.18)$$

4.4.2 - Análise CA - pequenas perturbações em torno do ponto de operação

Através da substituição da Chave PWM pelo seu circuito equivalente linear, para pequenas perturbações na razão cíclica (D), e curto-circuitando a fonte de tensão V_i , obtém-se o circuito da Fig. 4.10.

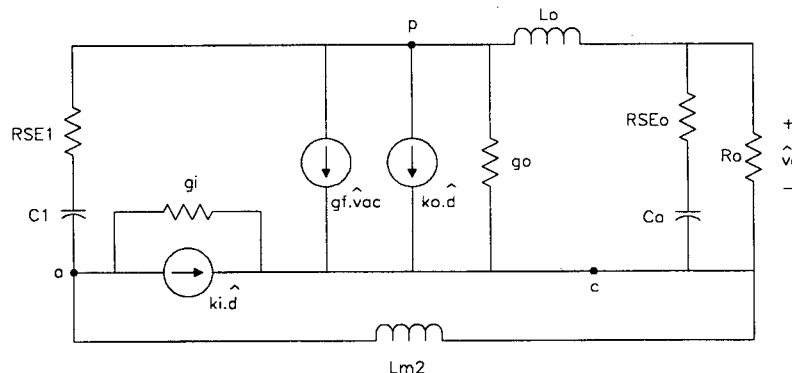


Fig. 4.10 - Circuito equivalente do conversor Zeta em DCM, considerando pequenas perturbações na razão cíclica

Através da análise do circuito, pode-se determinar:

$$G(s) = \frac{Z_o}{V_s} \frac{(Z_1 \cdot g_f \cdot k_i - Z_1 \cdot g_i \cdot k_o - k_d) \cdot Lm2 \cdot s - Z_1 \cdot k_o}{(g + Z_1 \cdot g_i \cdot g_o) \cdot Lm2 \cdot L_o \cdot s^2 + [L_o \cdot (1 + Z_1 \cdot g_o) + Lm2 \cdot (1 + Z_o \cdot g + Z_1 \cdot g_i + Z_o \cdot Z_1 \cdot g_i \cdot g_o)] \cdot s + Z_o + Z_1 + Z_o \cdot Z_1 \cdot g_o} \quad (4.19)$$

Esta equação representa a função de transferência do controle para a saída, ou seja, $\frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{v}_c(s)}$, onde Z_o e Z_1 são explicitadas pelas expressões (4.6) e (4.7), respectivamente.

4.4.3 - Comprovação da análise CA

A Fig. 4.11 mostra a comparação entre o modelo da Chave PWM e resultados de simulação do conversor chaveado.

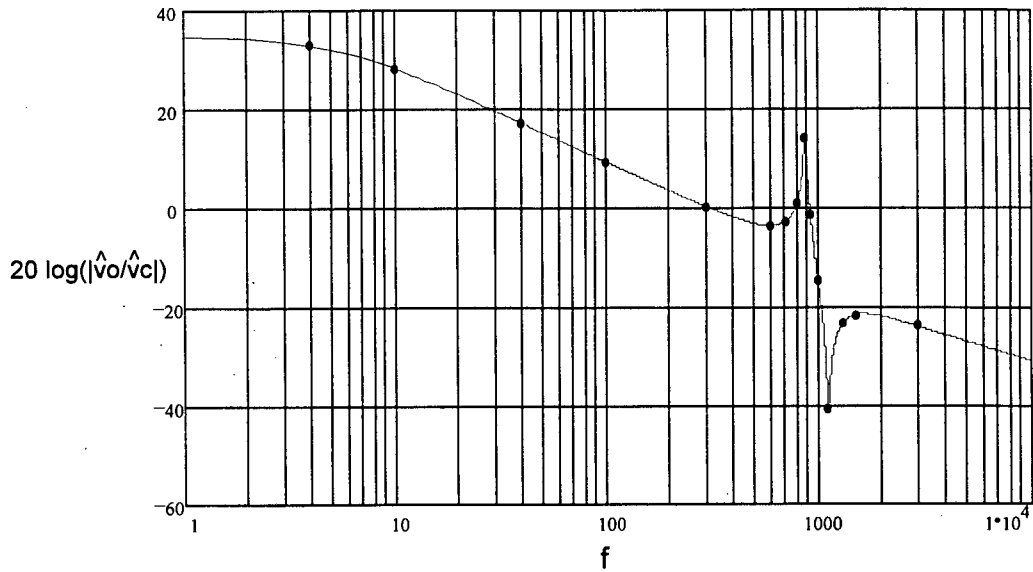


Fig. 4.11 - $G(s)$ em função da frequência (Hz) e pontos discretos obtidos por simulação

A figura anterior comprova o modelo, uma vez que os pontos obtidos por simulação, através da adição de uma perturbação senoidal na tensão V_c , estão praticamente sobre a curva.

Os dados e parâmetros do conversor utilizados para o traçado desta curva são os seguintes:

$$V_o = 60 \text{ V} \quad D = 0.325 \quad R_o = 60 \, \Omega \quad C_1 = 24 \, \mu\text{F} \quad C_o = 1000 \, \mu\text{F}$$

$$L_{m2} = 500 \, \mu\text{H} \quad L_o = 925 \, \mu\text{H} \quad R_{SEo} = 32 \, \text{m}\Omega \quad R_{SE1} = 35 \, \text{m}\Omega$$

$$L = \frac{L_o \cdot L_{m2}}{L_o + L_{m2}} \quad f = 20 \text{ KHz} \quad V_s = 3.3$$

Estes valores foram obtidos do protótipo montado em laboratório, sendo que R_{SE1} resultou da soma da resistência série equivalente do capacitor C_1 com a resistência do enrolamento secundário do transformador.

CAPÍTULO 5

CONTROLE

5.1 - INTRODUÇÃO

Neste capítulo é projetado um compensador de tensão que irá compor a malha de realimentação, representada por $H(s)$. O objetivo desta malha é regular o valor médio da tensão de saída.

Para a elaboração dos gráficos e da simulação foram utilizados os programas Mathcad e Vissim.

Comprova-se a simulação através de resultados obtidos do protótipo, montado em laboratório, onde se pode verificar a atuação da malha de realimentação.

5.2 - ESCOLHA DO COMPENSADOR

O compensador deve garantir a estabilidade do sistema em malha fechada. Pode-se verificar a estabilidade através dos diagramas de Bode, segundo os critérios de estabilidade. Assim, com o auxílio do capítulo 4, retoma-se os diagramas de módulo e fase do conversor Zeta em malha aberta, operando em CCM, como mostram as figuras 5.1 e 5.2. Para o traçado, são utilizados os dados e parâmetros do protótipo com carga nominal (apresentados no capítulo 4).

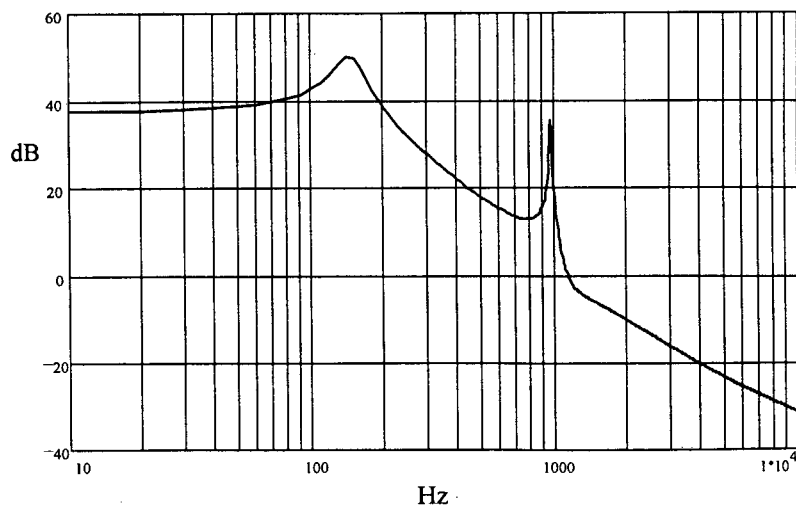


Fig. 5.1 - Módulo de $G(s)$ em função da frequência

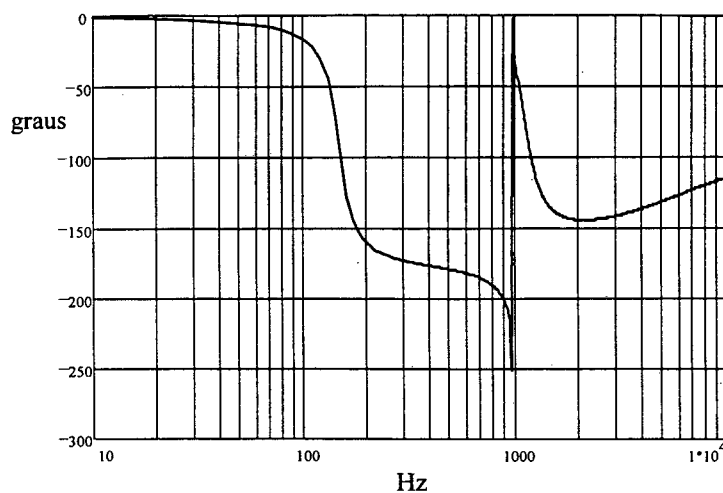


Fig. 5.2 - Fase de $G(s)$ em função da frequência

Sabe-se que a frequência de corte (f_c), imposta pelo compensador, deve ser muito baixa, afim de evitar o ripple de 360Hz. Isto porque uma razão cíclica modulada aumentaria a distorção da corrente de fase. Portanto, observa-se na Fig. 5.1 que f_c deve estar situada em alguma frequência da faixa plana da curva de módulo de $G(s)$. Assim, com um simples compensador é possível regular a tensão de saída e garantir uma boa margem de fase.

Adota-se o compensador de 1 pólo, mostrado na Fig. 5.3.

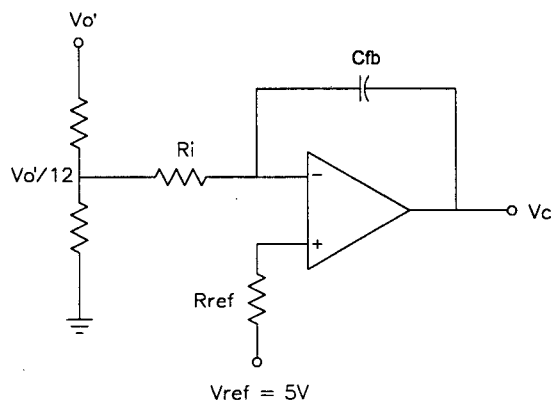


Fig. 5.3 - Compensador de tensão

5.3 - PROJETO DO COMPENSADOR

A função de transferência do compensador, considerando o ganho do divisor resistivo, é dada por:

$$H(s) = \frac{\hat{v}_c}{\hat{v}_o} = \frac{1}{s \cdot R_i \cdot C_{fb}} \quad \text{ou} \quad H(s) = \frac{1}{s \cdot 12 \cdot R_i \cdot C_{fb}} \quad (5.1)$$

A frequência de cruzamento do compensador, ou seja, a frequência na qual a curva de módulo do compensador passa por zero dB, é dada por:

$$f_{cc} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 12 \cdot R_i \cdot C_{fb}} \quad (5.2)$$

Deseja-se que o sistema em malha fechada apresente uma resposta superamortecida, mediante uma perturbação. Assim, evitam-se sobretensões e oscilações, além de garantir a estabilidade. Para se obter a resposta desejada foram feitas compensações na curva de módulo de $G(s)$. Para cada $H(s)$ obtido foi traçado um diagrama do Lugar das Raízes em malha fechada. Desta forma, por tentativas, foi possível obter uma resposta superamortecida para toda a faixa de carga CCM. A seguir mostra-se os resultados e procedimentos adotados.

A frequência de cruzamento adotada esta em torno de 3Hz. Para se obter esta f_c , o projeto do compensador fica:

$$f_{cc} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 12 \cdot R_i \cdot C_{fb}} \cong 0,04\text{Hz}$$

Que resultou na escolha de: $R_i = 68\text{K}\Omega$ e $C_{fb} = 4,88\mu\text{F}$ (valor medido experimentalmente de um capacitor de $4,7\mu\text{F}$).

Com isso, a função de transferência do compensador fica:

$$H(s) = \frac{1}{3,98 \cdot s}$$

Traçando a curva do módulo de $H(s)$, tem-se:

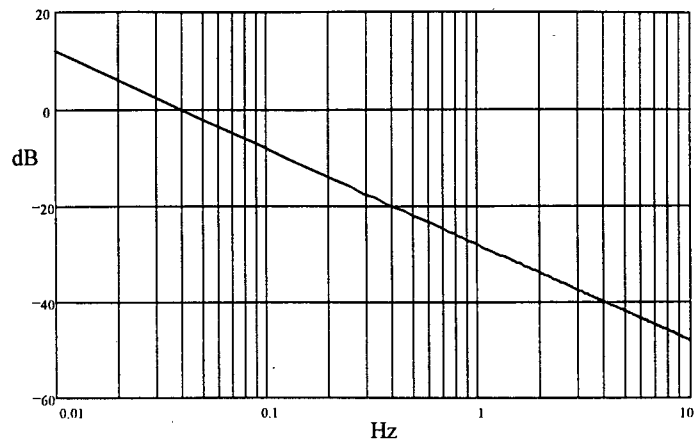


Fig. 5.4 - Módulo de $H(s)$ em função da frequência

Traçando o diagrama de Bode da função de transferência de laço aberto (FTLA), tem-se:

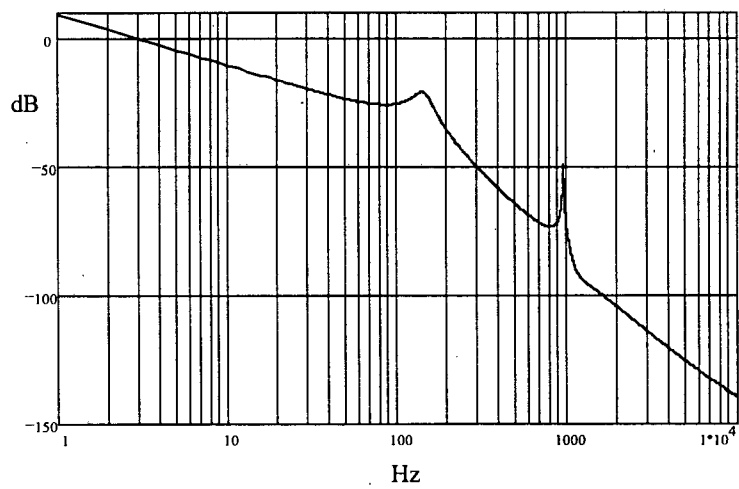


Fig. 5.5 - Módulo de $G(s)H(s)$ em função da frequência

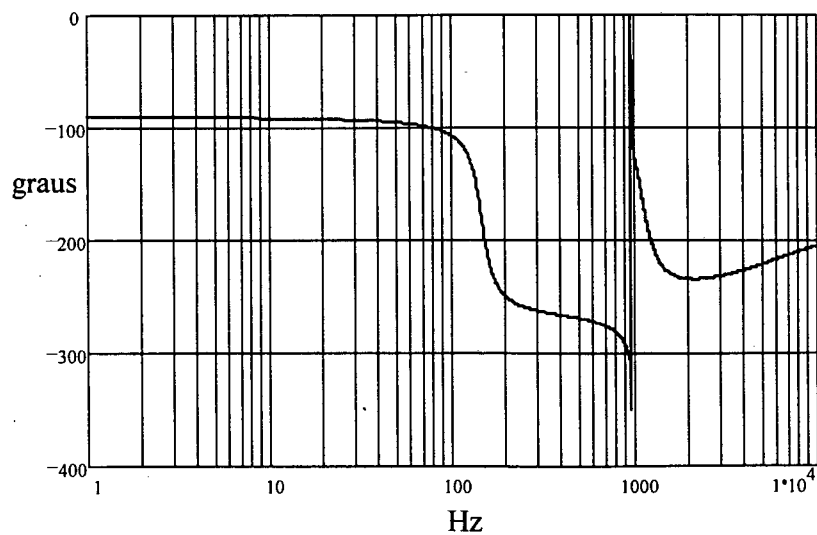


Fig. 5.6 - Fase de $G(s)H(s)$ em função da frequência

Sabe-se, da teoria clássica de controle, que o sistema em malha fechada apresentado na Fig. 4.2, possui a seguinte função de transferência:

$$FTMF = \frac{G(s)}{1 + G(s) \cdot H(s)} \quad (5.3)$$

Onde $G(s) \cdot H(s)$ corresponde à FTLA, que pode ser representada da seguinte forma:

$$FTLA = G(s) \cdot H(s) = \frac{N(s)}{D(s)} \quad (5.4)$$

A função de transferência de malha fechada pode então ser reescrita na forma:

$$FTMF = \frac{G(s) \cdot D(s)}{D(s) + N(s)} \quad (5.5)$$

Assim os pólos da malha fechada são raízes da equação característica: $D(s) + N(s)$. Com isso, traça-se o diagrama do Lugar das Raízes, onde se representam os pólos da malha fechada, para a faixa de carga CCM.

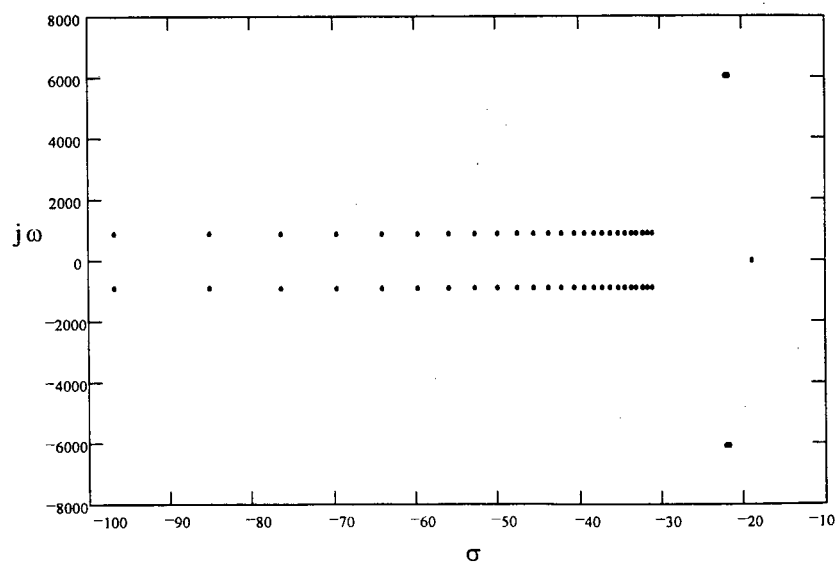


Fig. 5.7 - Lugar das raízes do sistema compensado, para operação CCM. Carga variando de 100% a 20% do valor nominal.

Pela Fig. 5.7 pode-se verificar a característica de um sistema superamortecido, para toda a faixa de carga CCM.

Para cargas inferiores a 20%, o conversor deixa de operar em CCM e passa para DCM. Então traça-se um novo Lugar das Raízes para a carga variando de 20% a 1% do valor nominal e representa-se apenas a evolução dos pólos dominantes, como mostra a Fig. 5.8.

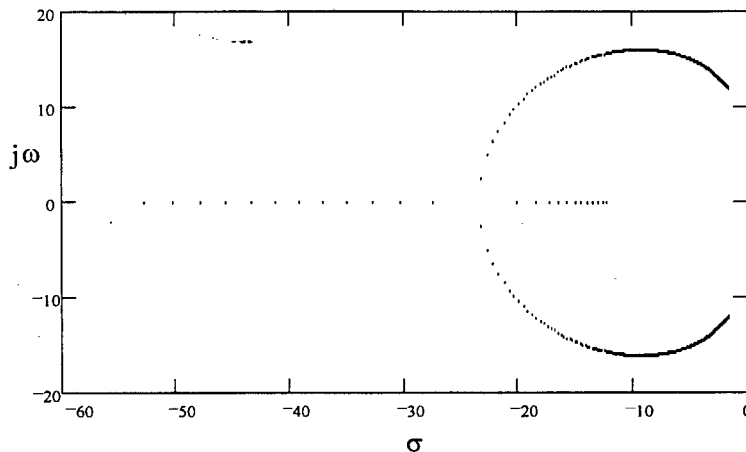


Fig. 5.8 - Lugar das raízes do sistema compensado, para operação DCM. Carga variando de 20% a 1% do valor nominal

Conclui-se pela figura anterior que a estabilidade foi garantida para toda a faixa de carga.

5.4 - COMPROVAÇÃO DA ANÁLISE

Para comprovar que o sistema funciona como projetado, obteve-se a atuação da malha de controle através de simulação e comparou-se com os resultados obtidos do protótipo, como mostram as figuras 5.9, 5.10 e 5.11 (não referidas entre si).

Observa-se pela semelhança entre as figuras 5.9 e 5.10 que o sistema em malha fechada se comportou exatamente como esperado.

A Fig. 5.11 demonstra que não ocorrem oscilações ou sobretensões na tensão de saída, mediante uma variação de carga.

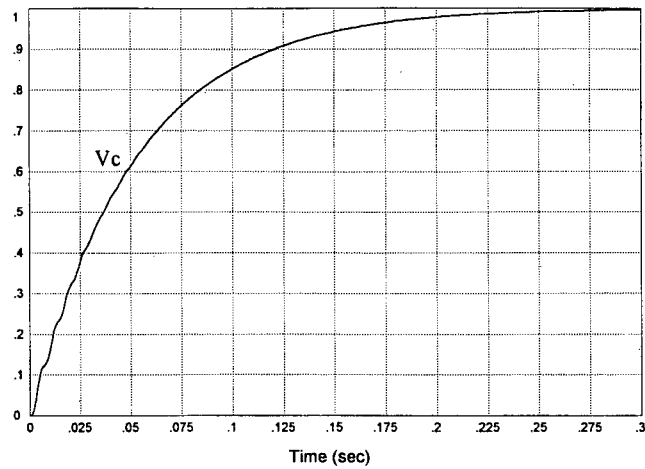


Fig. 5.9 - Atuação da malha de controle para 50% da carga, obtida por simulação

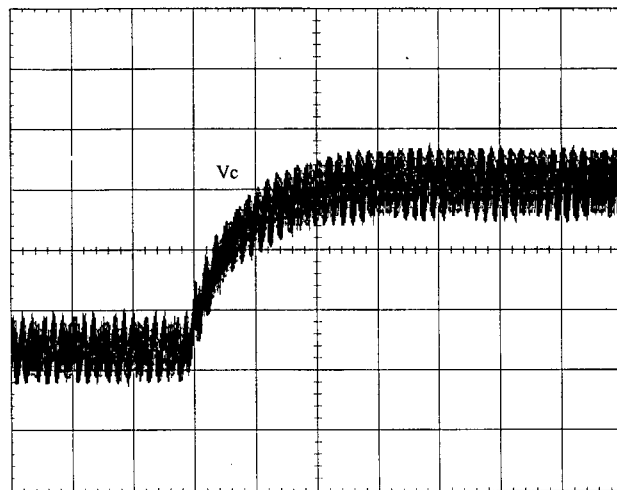


Fig. 5.10 - Tensão de controle para variação de carga:
40% → 50%
Escala: 10mV/div, 100ms/div

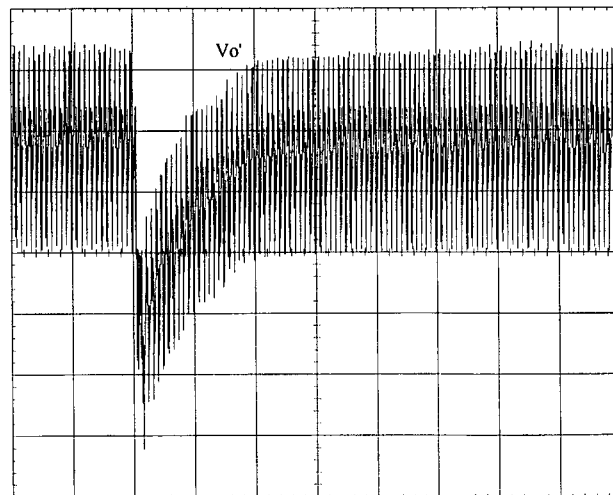


Fig. 5.11 - Tensão de saída para variação de carga:
40% → 50%
Escala: 500mV/div, 100ms/div

CAPÍTULO 6

EXPERIMENTAÇÃO

6.1 - INTRODUÇÃO

Apresenta-se neste capítulo o projeto e as especificações dos componentes de um protótipo de 600W - 10A, montado em laboratório, bem como os resultados obtidos com o mesmo.

6.2 - PROJETO

Conforme a metodologia de projeto apresentada no capítulo 3, realiza-se o projeto do Retificador Trifásico Isolado com Alto Fator de Potência Empregando o Conversor CC-CC Zeta no Modo de Condução Contínua, como segue:

6.2.1 - Especificações:

$$V_F = \frac{127}{\sqrt{3}} = 73,3V; P_o = 600W; V_o' = 60V; f_r = 60Hz; f_s = 20KHz.$$

6.2.2 - Relação de transformação (a):

$$a = \frac{N_1}{N_2} = 2 \quad \therefore \quad V_o = 120V$$

6.2.3 - Ganho estático (G) e razão cíclica (D):

$$G = \frac{V_o}{\sqrt{3} \cdot V_p}$$

sendo $V_p = \sqrt{2} \cdot V_F = 103,7V$, resulta: $G = 0,668$.

Por definição $\alpha = 1/G$, conseqüentemente $\alpha = 1,497$.

A partir da equação (3.41) tem-se:

$$D = \frac{1}{1 + \frac{3}{\pi} \cdot \alpha} \text{ que resulta } D = 0,412$$

6.2.4 - Corrente de saída (i_o) e resistência de carga (R_o), referidas ao lado primário:

$$i_o = \frac{P_o}{V_o} = 5A \quad \therefore \quad R_o = \frac{V_o}{i_o} = 24\Omega$$

6.2.5 - Indutância equivalente (L):

Deseja-se operação em condução contínua a partir de 20% da carga, portanto:

$$R_{o_{CCM}} = \frac{V_o}{\frac{20}{100} \cdot i_o} = 120\Omega$$

Retomando a equação (3.71) e fazendo $R_o = R_{o_{CCM}}$ chega-se a:

$$L \geq \frac{R_{o_{CCM}} \cdot (1-D)^2}{2 \cdot f_s} \geq 1,04\text{mH}$$

Adota-se $L = 1,3\text{mH}$.

6.2.6 - Indutância de saída (L_o) e indutância magnetizante (L_m):

Admitindo uma ondulação de 20% (1A), pico a pico, na corrente de saída, tem-se:

$$L_o = \frac{\sqrt{3} \cdot V_p \cdot D}{f_s \cdot \Delta i_{L_o}} = 3,7\text{mH}$$

Como se sabe:

$$\frac{1}{L} = \frac{1}{L_o} + \frac{1}{L_m} \quad \therefore \quad L_m = 2\text{mH}$$

6.2.7 - Capacitor de saída (Co) e de acoplamento (C1):

Adota-se, para o capacitor de saída, uma ondulação de 1% do valor médio de sua tensão (1,2V). Desse modo, a partir da equação (3.69), tem-se:

$$C_o = \frac{i_o \cdot (2 - \sqrt{3})}{72 \cdot f_r \cdot \Delta V_o} = 258\mu\text{F}$$

Para o capacitor C1 a ondulação adotada é de 15% (18V), assim por (3.68) tem-se:

$$C_1 = \frac{\pi \cdot i_o \cdot D}{3 \cdot \Delta V_{C_1} \cdot f_s} = 6\mu\text{F}$$

6.2.8 - Filtro de entrada:

Com base no ANEXO B, adota-se $\zeta = 2,25$ e $\omega_c = 2 \cdot \pi \cdot 2000$ (uma década abaixo de f_s). Assim os parâmetros do filtro podem ser determinados através das seguintes equações:

$$R_{eq} = \frac{\sqrt{3} \cdot V_p \cdot \alpha}{2 \cdot i_o} = 26,9\Omega$$

$$C_{f1} = \frac{1}{2 \cdot \omega_c \cdot R_{eq} \cdot \zeta} = 657\text{nF} \quad (\text{configuração em estrela})$$

$$L_{f1} = \frac{1}{\omega_c^2 \cdot C_{f1}} = 9,6\text{mH}$$

6.3 - CÁLCULO DOS ESFORÇOS NOS COMPONENTES

De acordo com o equacionamento apresentado no capítulo 3, pode-se calcular:

$$\mathbf{S1:} \quad i_{S1p} = 10,33\text{A} ; i_{S1med} = 3,5\text{A} ; i_{S1ef} = 5,48\text{A}$$

$$\mathbf{D1:} \quad i_{D1p} = 10,33\text{A} ; i_{D1med} = 5\text{A} ; i_{D1ef} = 6,55\text{A}$$

$$\mathbf{Dr:} \quad i_{Drp} = 10,33\text{A} ; i_{Drmed} = 1,17\text{A} ; i_{Dr ef} = 3,16\text{A}$$

$$\mathbf{Lm:} \quad \Delta i_{Lm} = 1,85\text{A} ; i_{Lmp} = 4,59\text{A} ; i_{Lmm} = 2,61\text{A} ; i_{Lmmed} = 3,5\text{A} ; i_{Lmef} = 3,53\text{A}$$

$$\mathbf{Lo:} \quad \Delta i_{Lo} = 1\text{A} ; i_{Lop} = 5,74\text{A} ; i_{Lom} = 4,52\text{A} ; i_{Lomed} = 5\text{A} ; i_{Loef} = 5\text{A}$$

$$\mathbf{C1:} \quad i_{C1ef} = 4,21\text{A}$$

$$\mathbf{Co:} \quad i_{Coef} = 0,29\text{A}$$

$$\mathbf{Lf:} \quad i_{Lfp} = 3,86\text{A} ; i_{Lfef} = 2,73\text{A}$$

6.4 - ESPECIFICAÇÃO DOS COMPONENTES

Neste item são especificados todos os elementos que compõem o estágio de potência da fonte.

6.4.1 - Transformador

O produto de áreas, utilizado para a seleção apropriada do núcleo do transformador, é obtido pela seguinte equação:

$$A_e \cdot A_w = \frac{V_{in_p} \cdot i_{S1ef} \cdot D}{K_p \cdot K_w \cdot f_s \cdot \Delta B_{max} \cdot J_{max}} \cdot 10^4 \quad (6.1)$$

- $V_{in_p} = \sqrt{3} \cdot V_p = 179,6\text{V} \Rightarrow$ tensão de pico de linha;
- $i_{S1ef} = 5,48\text{A} \Rightarrow$ corrente eficaz a circular pelo enrolamento primário, sob condições nominais;

- $D = 0,412 \Rightarrow$ razão cíclica nominal;
- $K_p = 0,5 \Rightarrow$ fator de ocupação da área da janela, pelo enrolamento primário. Admite-se que os enrolamentos primário e secundário ocupem áreas iguais;
- $K_w = 0,4 \Rightarrow$ fator de enrolamento;
- $f_s = 20\text{KHz}$;
- $\Delta B_{\text{max}} =$ a ser calculada \Rightarrow máxima variação da densidade de fluxo;
- $J_{\text{max}} = 350\text{A/cm}^2 \Rightarrow$ máxima densidade de corrente.

6.4.1.1 - Cálculo de ΔB_{max} :

$$\Delta B_{\text{max}} = \frac{B_{\text{max}} \cdot \Delta i_{Lm}}{i_{LmP}} \quad (6.2)$$

Admite-se a máxima densidade de fluxo $B_{\text{max}} = 0,28\text{T}$. Assim: $\Delta B_{\text{max}} = 0,113\text{T}$.

6.4.1.2 - Cálculo do produto de áreas:

Uma vez calculada ΔB_{max} , pode-se obter o produto de áreas, que resulta:

$$A_e \cdot A_w = 25,6\text{cm}^4$$

O núcleo que satisfaz esta condição é o EE 65/39, que apresenta:

$$A_e = 7,98\text{cm}^2 ; A_w = 3,7\text{cm}^2 ; A_e \cdot A_w = 29,5\text{cm}^4 ; l_t = 17,4\text{cm} ; V_e = 117,3\text{cm}^3$$

6.4.1.3 - Densidade de corrente:

Da equação (6.1), utilizando $A_e \cdot A_w = 29,5\text{cm}^4$, obtém-se:

$$J = 304\text{A/cm}^2$$

6.4.1.4 - Entreferro:

Quando a chave S1 é fechada, além do transformador zeta transferir energia ao secundário, como num conversor Forward, ele também armazena energia em sua indutância magnetizante. Essa energia será transferida ao secundário quando a chave S1 for aberta, como

num conversor Flyback. Portanto, o entreferro deve possuir a capacidade de armazenar toda a energia magnética, quando a corrente magnetizante atinge o seu pico, limitando a densidade de fluxo, evitando a saturação do núcleo.

Tal entreferro pode ser calculado pela seguinte equação:

$$l_g = \frac{L_m \cdot i_{Lm p}^2 \cdot \mu_0}{B_{max}^2 \cdot A_e} \cdot 10^6 \quad (6.3)$$

Sabe-se que $\mu_0 = 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7}$ (permeabilidade magnética no vácuo), assim:

$$l_g = 0,0846 \text{ cm}$$

Este é o entreferro total. Na montagem do transformador com núcleo EE, o entreferro é distribuído entre as pernas do núcleo, estando associado a cada uma delas a metade do valor total.

6.4.1.5 - Número de espiras:

$$N1 = \frac{V_{in p} \cdot D}{\Delta B_{max} \cdot A_e \cdot f_s} \cdot 10^4 = 41 \text{ esp} \quad (6.4)$$

O número de espiras do enrolamento secundário foi calculado simplesmente por:

$$N2 = \frac{N1}{a} = 21 \text{ esp.} \quad (6.5)$$

6.4.1.6 - Área dos condutores primário (Sp) e secundário (Ss):

$$S_p = \frac{i_{s1} e f}{J} = 0,018 \text{ cm}^2 \quad (6.6)$$

$$S_s = \frac{i_{c1} e f'}{J} = \frac{8,42}{304} = 0,0277 \text{ cm}^2 \quad (6.7)$$

Onde $i_{c1} e f'$ ($= a \cdot i_{c1} e f$) é a corrente eficaz que circula no enrolamento secundário.

6.4.1.7 - Profundidade de penetração:

$$\delta = \frac{7,5}{\sqrt{f_s}} = 0,053\text{cm} \quad (6.8)$$

Este valor representa a máxima penetração da corrente num condutor. Portanto, o diâmetro máximo de um condutor elementar deve ser $d_{\text{max}} = 2 \cdot \delta = 0,106\text{cm}$.

A maior bitola a ser usada é a do fio 18 AWG, que possui $d = 0,102\text{cm}$ e área de cobre $S_{18} = 0,008231\text{cm}^2$.

6.4.1.8 - Número de fios em paralelo:

Adota-se para o enrolamento primário o fio 19 AWG, que possui $S_{19} = 0,006527\text{cm}^2$.

Assim:

$$n_{fp} = \frac{S_p}{S_{19}} = 2,76 \Rightarrow n_{fp} = 3 \text{ fios em paralelo} \quad (6.9)$$

Adota-se para o enrolamento secundário o fio 21 AWG, que possui $S_{21} = 0,004105\text{cm}^2$.

Assim:

$$n_{fs} = \frac{S_s}{S_{21}} = 6,7 \Rightarrow n_{fs} = 7 \text{ fios em paralelo} \quad (6.10)$$

6.4.1.8 - Perda no cobre:

$$P_c = N_1 \cdot i_{S1}^2 \cdot \ell \cdot \frac{r_{19}}{n_{fp}} + N_2 \cdot i_{C1}^2 \cdot \ell \cdot \frac{r_{21}}{n_{fs}} \quad (6.11)$$

Onde r_{19} e r_{21} representam as resistividades dos fios 19 e 21 AWG, a 100°C , a saber:

$$r_{19} = 0,000353\Omega/\text{cm} ; r_{21} = 0,000561\Omega/\text{cm}$$

Desta forma pode-se calcular a perda no cobre, que resulta: $P_c = 4,6\text{W}$.

6.4.1.9 - Perdas magnéticas:

$$P_m = C_m \cdot f_s^x \cdot \Delta B_{\max}^y \cdot V_e \cdot 10^{-6} \quad (6.12)$$

C_m , x e y são coeficientes que dependem do material a ser usado. Para o material IP10 (23°C), tem-se: $C_m = 19,39$; $x = 1,21$; $y = 2,24$.

Assim as perdas magnéticas resultam: $P_m = 2,75\text{W}$.

6.4.1.10 - Resistência térmica e elevação de temperatura:

Segundo a referência [4], a resistência térmica de um núcleo EE pode ser calculada por:

$$R_{th} = 35,1 \cdot 10^{-3} \cdot (V_e \cdot 10^{-6})^{-0,54} = 4,65^\circ\text{C/W} \quad (6.13)$$

Com isso a elevação de temperatura fica: $\Delta T = (4,6 + 2,75) \cdot 4,65 = 34,2^\circ\text{C}$.

6.4.2 - Indutor de saída (L_o)

O produto de áreas, utilizado para a seleção apropriada do núcleo do indutor, é obtido pela seguinte equação:

$$A_e \cdot A_w = \frac{L_o' \cdot i_{L_o P'} \cdot i_{L_o e f'}}{K \cdot B_{\max} \cdot J_{\max}} \cdot 10^4 \quad (6.14)$$

- $L_o' = \frac{L_o}{a^2} = 925\mu\text{H}$;
- $i_{L_o P'} = a \cdot i_{L_o P} = 11,48\text{A}$;
- $i_{L_o e f'} = a \cdot i_{L_o e f} = 10\text{A}$;
- $K = 0,4 \Rightarrow$ fator de utilização da área da janela. Indica o quanto da janela esta sendo ocupada por cobre. O baixo valor adotado se deve a quantidade de fios colocados em paralelo;
- $B_{\max} = 0,28\text{T}$;
- $J_{\max} = 350\text{A/cm}^2$.

Levando estes valores a equação (6.14), resulta: $A_e.A_w = 27\text{cm}^4$. O núcleo que satisfaz esta condição é o EE 65/39, que apresenta:

$$A_e = 7,98\text{cm}^2 ; A_w = 3,7\text{cm}^2 ; A_e.A_w = 29,5\text{cm}^4 ; l_t = 17,4\text{cm} ; V_e = 117,3\text{cm}^3$$

6.4.2.1 - Densidade de corrente:

A densidade de corrente pode ser reajustada através da equação (6.14), utilizando $A_e.A_w = 29,5\text{cm}^4$, resultando: $J = 321\text{A/cm}^2$.

6.4.2.2 - Número de espiras:

$$N = \frac{L_o' \cdot i_{L_o} p'}{B_{\text{max}} \cdot A_e} \cdot 10^4 = 47,5 \Rightarrow N = 48\text{esp.} \quad (6.15)$$

6.4.2.3 - Entreferro:

$$l_g = \frac{N^2 \cdot \mu_o \cdot A_e}{L_o'} \cdot 10^{-2} = 0,25\text{cm} \quad (6.16)$$

Este é o entreferro total. Na montagem do indutor com núcleo EE, o entreferro é distribuído entre as pernas do núcleo, estando associado a cada uma delas a metade do valor total.

Na montagem prática do indutor, verifica-se que o entreferro resulta num valor maior do que l_g . Este fato se deve ao efeito de frangeamento do fluxo, e será mais acentuado quanto maior for o tamanho do entreferro. Para se ter uma idéia de quanto maior será o entreferro, pode-se utilizar um fator de correção, fornecido pela referência [18], a saber:

$$F = 1 + \frac{l_g}{\sqrt{A_e}} \cdot \ln \frac{2 \cdot G}{l_g} \quad (6.17)$$

Onde G é a altura da janela do núcleo. Para o núcleo EE 65/39, tem-se $G = 4,4\text{cm}$. Assim obtém-se $F = 1,32$. Portanto, um valor de entreferro mais próximo do real seria $l_g' = F \cdot l_g$.

6.4.2.4 - Cálculo de ΔB_{max} :

$$\Delta B_{\text{max}} = \frac{0,4 \cdot \pi \cdot N \cdot \Delta i_{L_0'}}{l_g} \cdot 10^{-4} = 0,05\text{T} \quad (6.18)$$

Onde $\Delta i_{L_0'} = a \cdot \Delta i_{L_0} = 2\text{A}$.

6.4.2.5 - Área do condutor:

$$S = \frac{i_{L_0} e f'}{J} = 0,031\text{cm}^2 \quad (6.19)$$

6.4.2.6 - Número de fios em paralelo:

Como se viu no item 6.4.1.7, a maior bitola a ser usada é a do fio 18 AWG. Adota-se o fio 21 AWG, resultando:

$$n_f = \frac{S}{S_{21}} = \frac{0,031}{0,004105} = 7,6 \Rightarrow n_f = 8 \text{ fios em paralelo} \quad (6.20)$$

6.4.2.7 - Perda no cobre:

$$P_c = N \cdot i_{L_0} e f'^2 \cdot l_t \cdot \frac{r_{21}}{n_f} = 5,86\text{W} \quad (6.21)$$

6.4.2.8 - Perdas magnéticas:

Para o material IP6 (23°C), tem-se: $C_m = 69,63$; $x = 1,18$; $y = 2,34$.

Através da equação (6.12), as perdas magnéticas resultam: $P_m = 0,88\text{W}$.

6.4.2.9 - Elevação de temperatura:

A resistência térmica para o núcleo EE 65/39 já foi calculada no item 6.4.1.10, e resultou: $R_{th} = 4,65^{\circ}\text{C/W}$. Assim, a elevação de temperatura fica: $\Delta T = (5,86 + 0,88) \cdot 4,65 = 31,3^{\circ}\text{C}$.

6.4.3 - Indutores do filtro de entrada (L_f)

Por estes indutores não circula corrente de alta frequência, portanto, podem trabalhar com fios de diâmetro superior ao 18 AWG. Por conveniência, adota-se apenas 1 fio 17 AWG. Com isso, pode-se obter a densidade de corrente:

$$J = \frac{i_{L_f} e f}{S_{17}} = \frac{2,73}{0,010379} = 263 \text{ A / cm}^2 \quad (6.22)$$

6.4.3.1 - Produto de áreas:

$$A_e \cdot A_w = \frac{L_f \cdot i_{L_f} p \cdot i_{L_f} e f}{K \cdot B_{max} \cdot J} \cdot 10^4 \quad (6.23)$$

- $L_f = L_{f1} = L_{f2} = L_{f3} = 9,6 \text{ mH}$;
- $K = 0,7$;
- $B_{max} = 0,28 \text{ T}$.

Com isso, resulta: $A_e \cdot A_w = 19,6 \text{ cm}^4$. O núcleo que satisfaz esta condição é o EE 65/26, que apresenta:

$$A_e = 5,32 \text{ cm}^2 ; A_w = 3,7 \text{ cm}^2 ; A_e \cdot A_w = 19,7 \text{ cm}^4 ; l_t = 14,8 \text{ cm} ; V_e = 78,2 \text{ cm}^3$$

6.4.3.2 - Número de espiras:

$$N = \frac{L_f \cdot i_{L_f} p}{B_{max} \cdot A_e} \cdot 10^4 = 248,7 \Rightarrow N = 249 \text{ esp.} \quad (6.24)$$

6.4.3.3 - Entreferro:

$$lg = \frac{N^2 \cdot \mu_0 \cdot Ae}{L_f} \cdot 10^{-2} = 0,432 \text{cm} \quad (6.25)$$

Este é o entreferro total. Na montagem do indutor com núcleo EE, o entreferro é distribuído entre as pernas do núcleo, estando associado a cada uma delas a metade do valor total.

A exemplo do item 6.4.2.3, pode-se ajustar o entreferro para um valor mais próximo do real, através do fator de correção.

6.4.3.4 - Perda no cobre:

$$P_c = N \cdot i_{L_f}^2 \cdot l_t \cdot r_{17} \quad (6.26)$$

Onde $r_{17} = 0,000222 \Omega/\text{cm}$ a 100°C . Assim: $P_c = 6,1 \text{W}$.

6.4.3.5 - Resistência térmica e elevação de temperatura:

Segundo a referência [4], a resistência térmica do núcleo EE 65/26 pode ser calculada por:

$$R_{th} = 35,1 \cdot 10^{-3} \cdot (V_e \cdot 10^{-6})^{-0,54} = 5,79^\circ\text{C/W} \quad (6.27)$$

Com isso a elevação de temperatura fica: $\Delta T = 6,1 \cdot 5,79 = 35,3^\circ\text{C}$.

6.4.4 - Capacitor de acoplamento (C1)

Na escolha desse capacitor devem ser observados alguns critérios, como a tensão de pico e a corrente eficaz. O capacitor adotado foi:

- Capacitor de polipropileno metalizado de $24\mu\text{F}/250\text{VCC}$. É um capacitor para comutação, da linha KOM LHM da ICOTRON.

Estes capacitores possuem baixa indutância série e capacidade para suportar altas correntes e frequências.

Obs: O capacitor de acoplamento não deve ser do tipo eletrolítico, pois, teria uma capacitância muito alta o que prejudicaria o dinamismo da estrutura. Além disso, correria o risco de inversão de polaridade na partida.

6.4.5 - Capacitor de saída (Co)

Na escolha desse capacitor também devem ser levadas em conta a tensão de pico e a corrente eficaz. Além disso, pode-se especificar o ripple na frequência de chaveamento, por exemplo: $\Delta V_{o_s} \leq 200\text{mV}$. Isto limita o valor máximo da resistência série equivalente, que pode ser calculada por:

$$R_{SEo} \leq \frac{\Delta V_{o_s} \cdot L_o \cdot f_s}{\sqrt{3} \cdot V_p \cdot D} \leq 400\text{m}\Omega \quad (6.28)$$

Refletindo ao secundário: $R_{SEo}' \leq 100\text{m}\Omega$.

O capacitor adotado foi:

- Capacitor eletrolítico de alumínio de $1000\mu\text{F}/70\text{VDC}$. É um capacitor da linha “Computer-Grade”, para uso em fontes de potência.

O valor medido (a 10KHz) de sua resistência série foi: $R_{SEo}' = 32\text{m}\Omega$

6.4.6 - Capacitores do filtro de entrada (Cf)

Os esforços sobre esses capacitores foram avaliados por simulação. O capacitor adotado foi:

- Capacitor de polipropileno de $0,22\mu\text{F}/630\text{VDC}$. É um capacitor da linha TSE LH Cartucho, especial para proteção de semicondutores de potência.

Estes capacitores possuem fator de perdas extremamente baixo e capacidade para suportar altas correntes e frequências.

6.4.7 - Chave S1

Após analisar os esforços sobre a chave S1, escolheu-se o seguinte interruptor:

- IGBT ultra rápido: IRGBC40U
- Tensão entre coletor e emissor (bloqueado): $V_{CES} = 600V$
- Tensão entre coletor e emissor (saturado): $V_{CE(SAT)} \leq 3V$
- Corrente média de coletor ($T_c = 100^{\circ}C$): $I_c = 20A$

6.4.8 - Diodo D1

Após analisar os esforços sobre o diodo D1, escolheu-se o seguinte:

- Diodo ultra rápido: APT30D60
- Tensão reversa: $V_R = 600V$
- Corrente média: $I_{F(AV)} = 30A$

6.4.9 - Diodos da ponte retificadora (Dr)

Após analisar os esforços sobre esses diodos, escolheu-se o seguinte:

- Diodo ultra rápido: MUR860
- Tensão reversa: $V_R = 600V$
- Corrente média: $I_{F(AV)} = 8A$

6.4.10 - Grampeador do primário

O objetivo deste grampeador é absorver a energia da indutância de dispersão, que teve o seu valor medido e resultou: $L_d = 35\mu H$. A forma como esta disposto no circuito pode ser vista na Fig. 6.2. O seu projeto, obtido nas referências [7,9], é realizado da seguinte forma:

A potência a ser dissipada por R_{g1} é definida por:

$$P_{g1} = \frac{1}{2} \cdot L_d \cdot i_{s1p}^2 \cdot f_s = 37,35W \quad (6.29)$$

Adotando 190V para a tensão de grampeamento, R_{g1} pode ser calculado por:

$$R_{g1} = \frac{V_{g1}^2}{P_{g1}} = 967 \quad (6.30)$$

É importante que a tensão V_{g1} seja superior à tensão de saída refletida ao primário, para que não haja transferência de energia da magnetizante para o circuito grampeador.

C_{g1} é obtido pela equação:

$$C_{g1} = \frac{2}{R_{g1} \cdot f_r} = 34,5\mu\text{F} \quad (6.31)$$

Normalmente estes parâmetros sofrem ajustes para se adaptarem às reais condições de funcionamento (ver Fig. 6.2).

6.4.11 - Grampeador do secundário

O objetivo deste grampeador é evitar sobretensão no diodo D1, devido ao efeito de recuperação reversa deste diodo. A forma como esta disposto no circuito pode ser vista na Fig. 6.2. O seu projeto, obtido na referência [10], é realizado da seguinte forma:

Por simulação, conseguiu-se a tensão de pico no diodo D1: $V_{D1P'} = 232\text{V}$.

Adota-se a tensão de grampeamento: $V_{g2} = 300\text{V}$.

$$\text{Define-se: } \lambda = \frac{V_{g2} - V_{D1P'}}{V_{D1P'}} = 0,3 \quad (6.32)$$

$$\text{Calcula-se: } P_{g2} = \frac{1}{2} \cdot C_{D1} \cdot (V_{D1P'})^2 \cdot \left[\frac{(1+\lambda)^2 \cdot (1-\lambda)}{\lambda} \right] \cdot f_s. \quad (6.33)$$

Considerando $C_{D1} = 60\text{pF}$, resulta: $P_{g2} = 0,26\text{W}$.

$$\text{Assim pode-se obter: } R_{g2} = \frac{V_{g2}^2}{P_{g2}} = 346\text{K}\Omega. \quad (6.34)$$

$$\text{O capacitor de grampeamento resulta: } C_{g2} = \frac{10}{f_s \cdot R_{g2}} = 1,4\text{nF} \quad (6.35)$$

6.4.12 - Snubber

O objetivo deste snubber é reduzir as perdas de comutação na chave S1, além de evitar sobretensões na mesma. Os valores de R_s e C_s podem ser vistos na Fig. 6.2. O seu projeto pode ser obtido na referência [12].

6.5 - RESULTADOS OBTIDOS

O retificador completo implementado em laboratório, está mostrado nas figuras 6.1 e 6.2.

Observa-se na Fig. 6.1 que o “soft-start” foi implementado na tensão de referência do pino 18, entrada não inversora do compensador de tensão. Este artifício evita sobretensão no transitório inicial. Como se viu no capítulo 5, o compensador adotado é bastante lento, por isso, se o “soft-start” fosse implementado no pino 8, o regime permanente só seria alcançado após uma sobretensão na saída, o que faria V_c cair da tensão $V_{ref} + V_{IN4148}$ ($\cong 5,7\text{V}$) para V_c de operação ($\cong 2\text{V}$). Isto poderia demorar um tempo inaceitável.

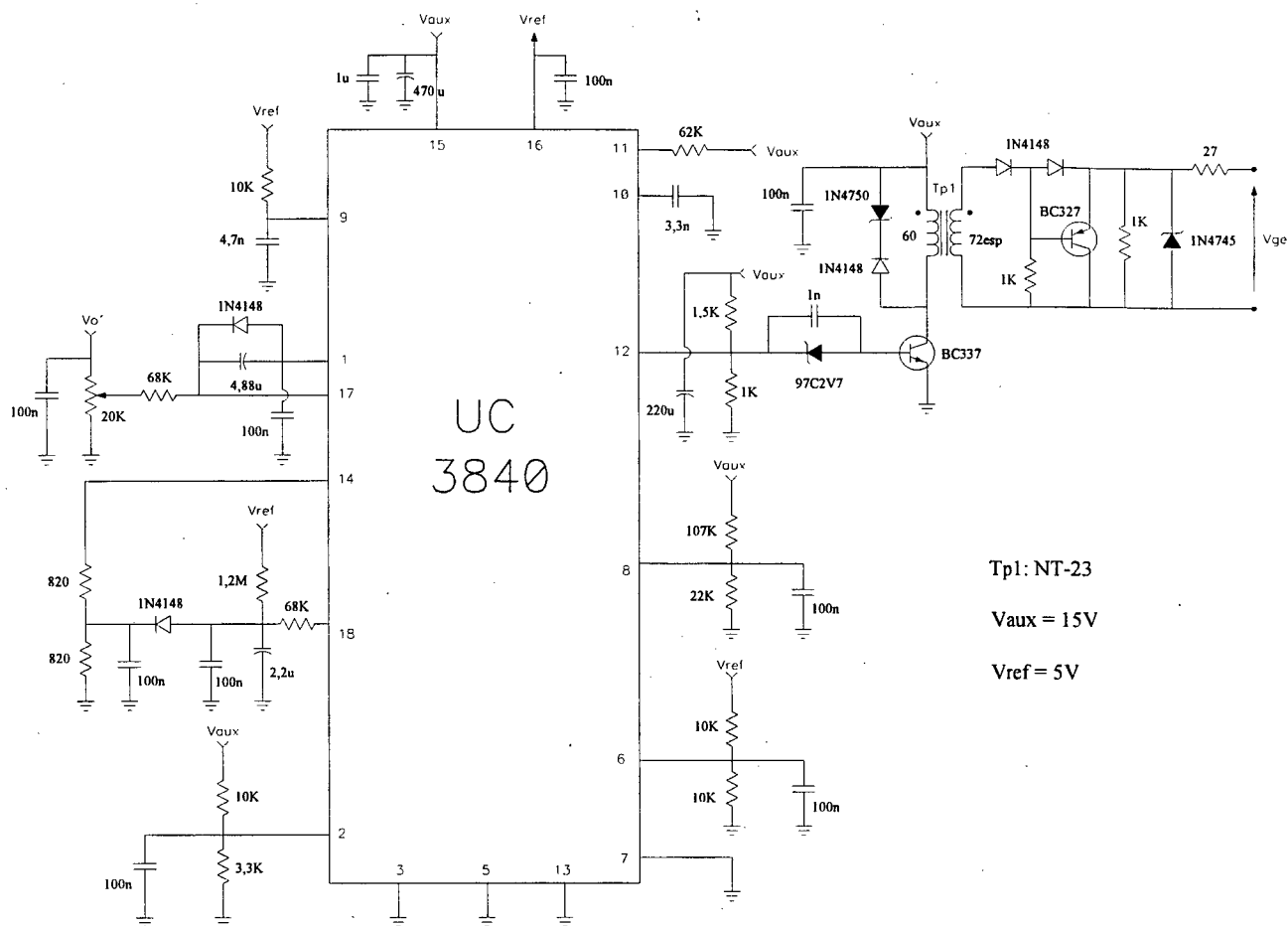


Fig. 6.1 - Circuito de controle e comando do conversor Zeta

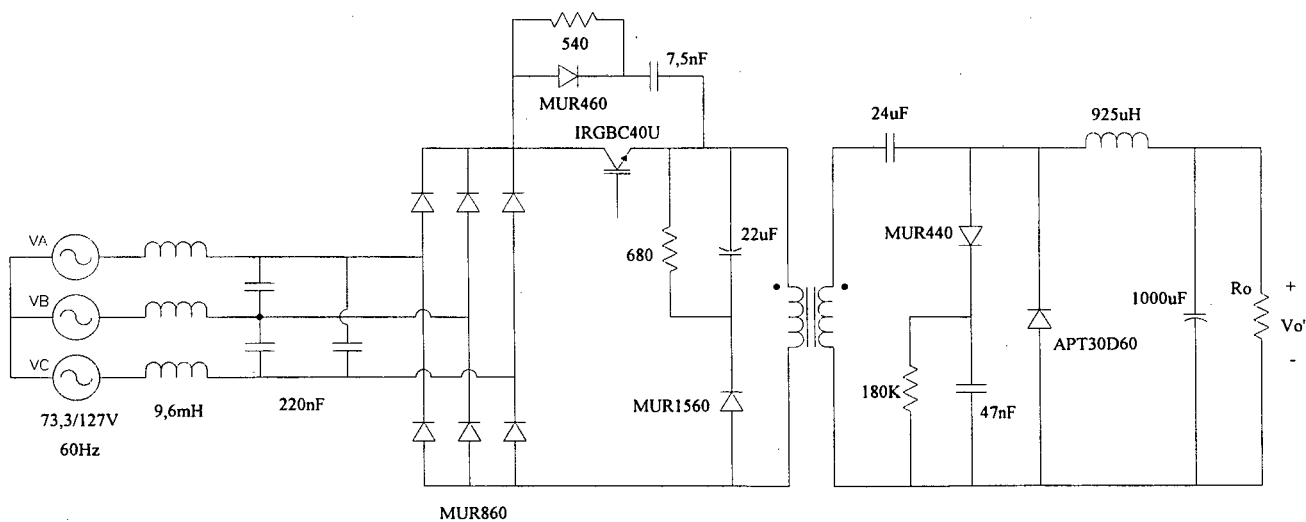


Fig. 6.2 - Estágio de potência

Os principais resultados, obtidos na situação de carga nominal, são apresentados a seguir.

Todas as aquisições obtidas do protótipo foram realizadas com a tensão de saída constante em 60V, com o conversor operando em malha fechada.

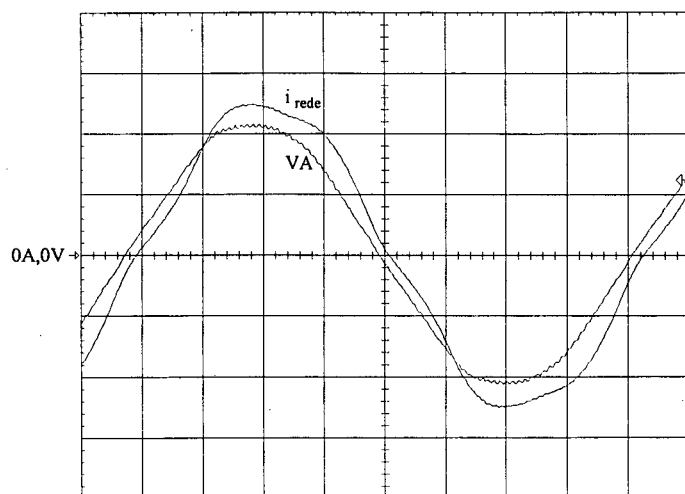


Fig. 6.3 - Tensão e corrente de fase

Escalas: 50V/div, 2A/div, 2ms/div

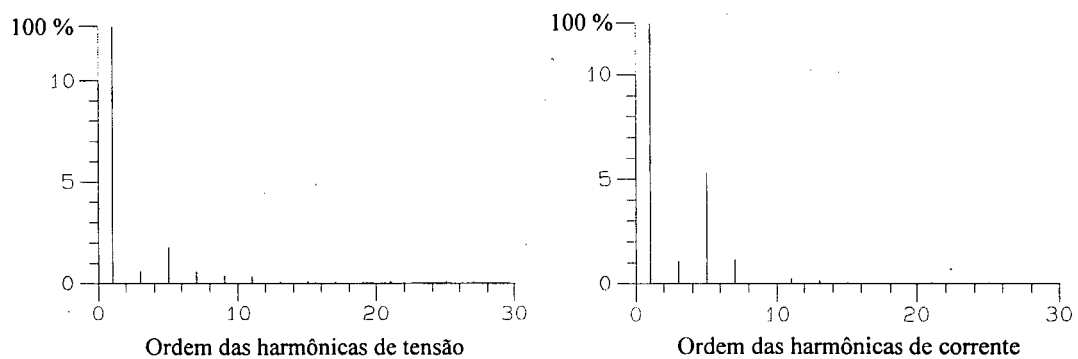


Fig. 6.4 - Análise harmônica da tensão e corrente de fase

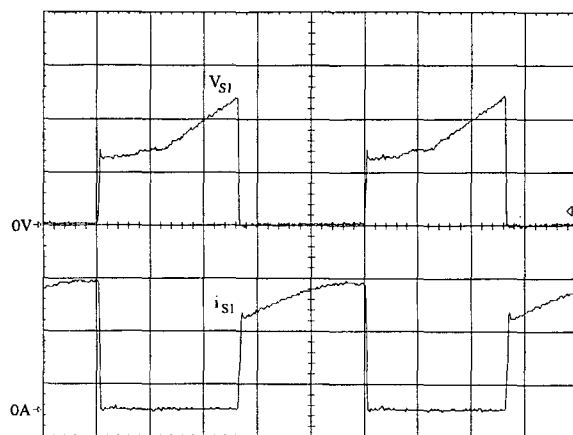


Fig. 6.5 - Tensão e corrente na chave S1

Escalas: 200V/div, 5A/div, 10 μ s/div

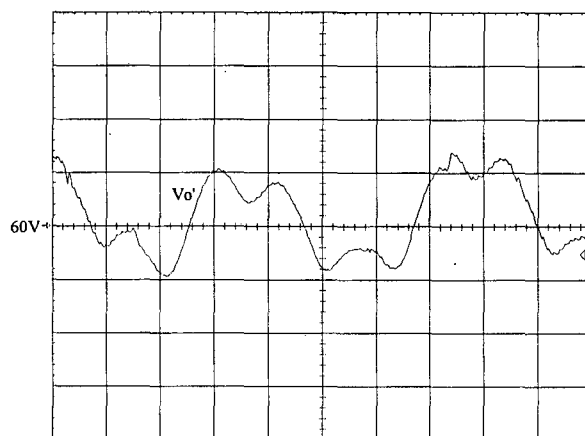


Fig. 6.6 - Tensão de saída

Escalas: 500mV/div, 2ms/div

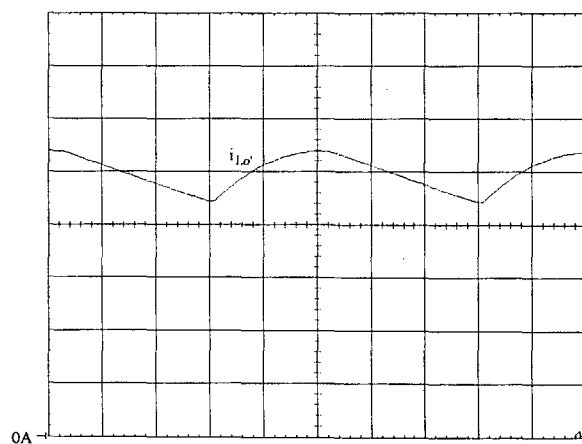


Fig. 6.7 - Corrente no indutor de saída

Escalas: 2A/div, 10 μ s/div

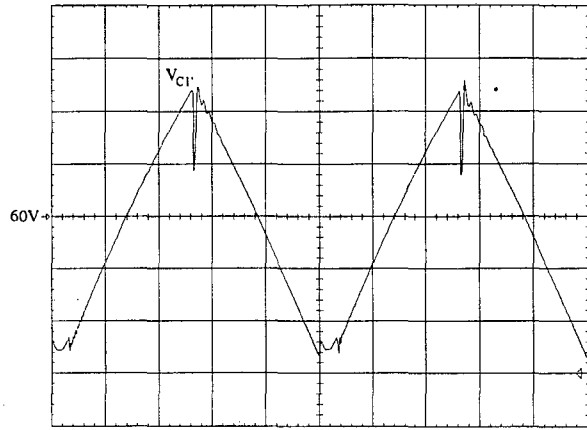


Fig. 6.8 - Tensão no capacitor de acoplamento

Escalas: 2V/div, 10 μ s/div

Os principais resultados, obtidos para 60% de carga, são apresentados a seguir:

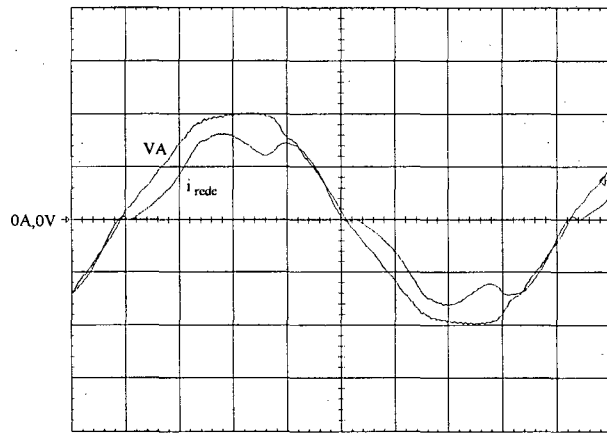


Fig. 6.9 - Tensão e corrente de fase

Escalas: 50V/div, 2A/div, 2ms/div

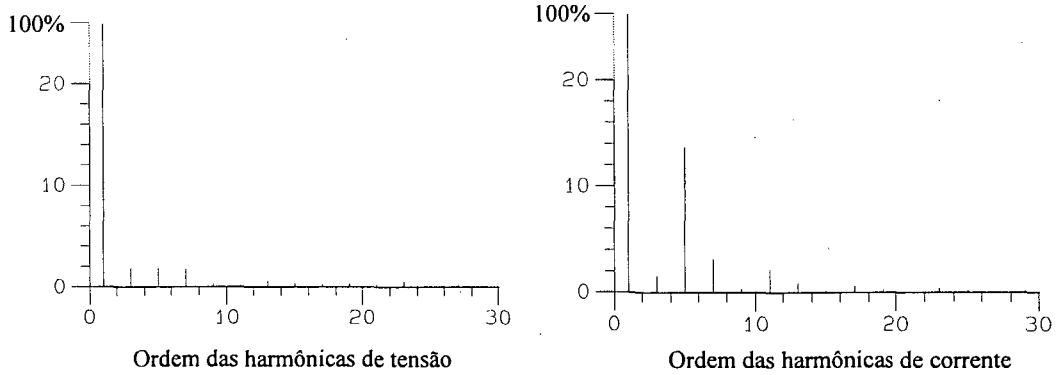


Fig. 6.10 - Análise harmônica da tensão e corrente de fase

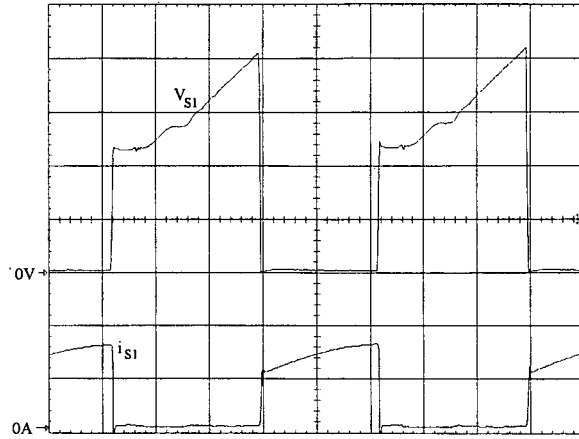


Fig. 6.11 - Tensão e corrente na chave S1

Escalas: 100V/div, 5A/div, 10 μ s/div

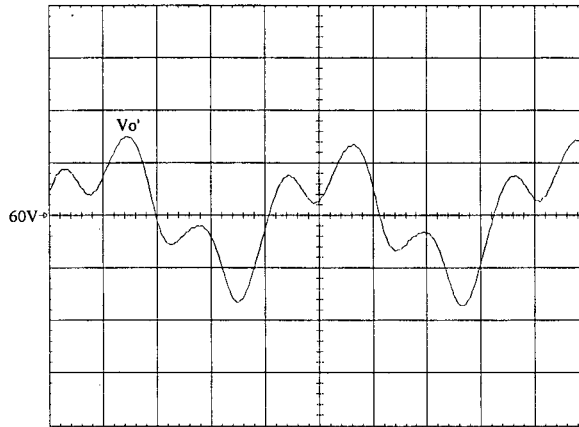


Fig. 6.12 - Tensão de saída

Escalas: 500mV/div, 2ms/div

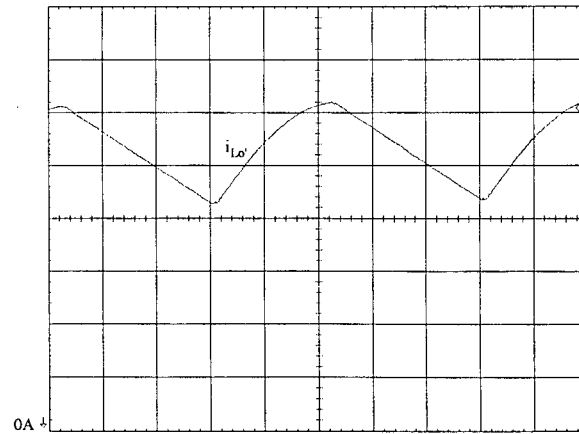


Fig. 6.13 - Corrente no indutor de saída

Escalas: 1A/div, 10 μ s/div

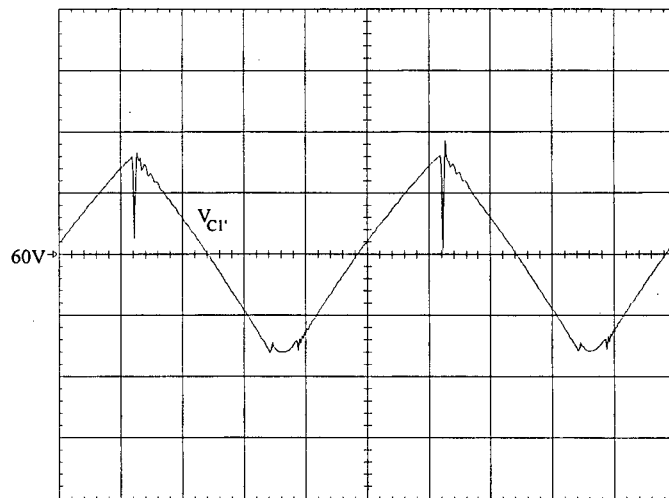


Fig. 6.14 - Tensão no capacitor de acoplamento

Escalas: 2V/div, 10µs/div

Através de várias aquisições da tensão e corrente de uma das fases, e análise harmônica das mesmas, para diferentes valores de carga, foi possível elaborar a TABELA 6.1, que deu origem as figuras 6.15 e 6.16.

carga %	TDH da tensão %	TDH da corrente %	Fase da fundamental da corrente Graus
5	4	29	-0.98
10	4	30	-3.62
20	4	33	-4.45
30	4	27	-5.44
40	4	22	-6.14
50	4	17	-6.33
60	5	14	-6.76
70	5	10	-8.48
80	5	9	-8.54
90	5	7	-8.61
100	6	6	-9.69

Tabela 6.1 - Resultados das análises harmônicas das aquisições da tensão e corrente de fase, para vários valores de carga

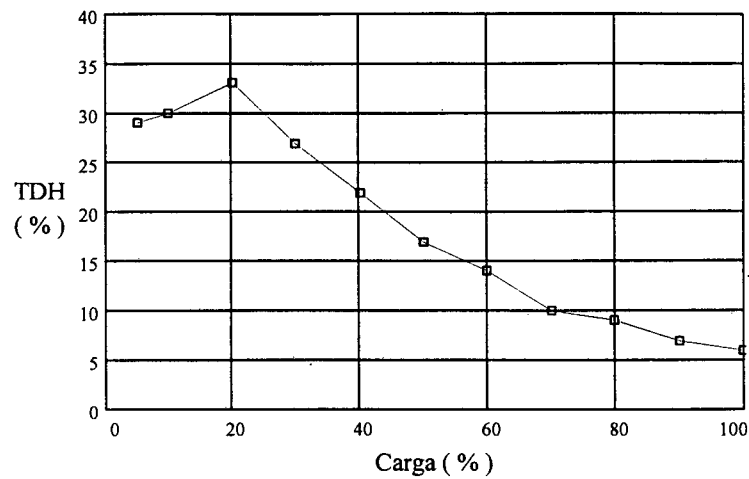


Fig. 6.15 - TDH da corrente x Carga

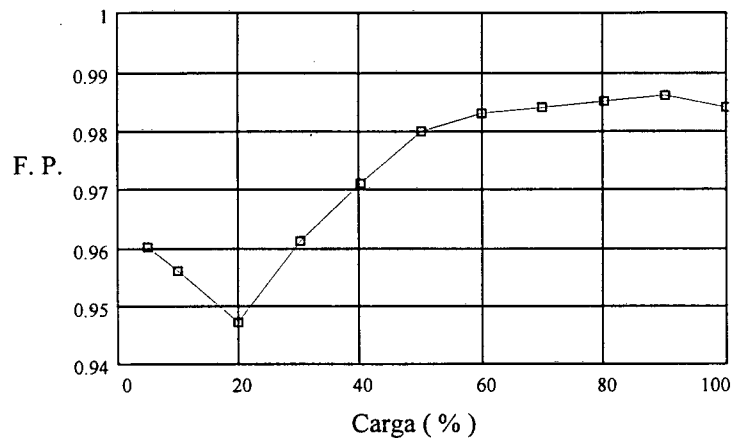


Fig. 6.16 - Fator de potência x Carga

6.6 - CONCLUSÃO

Os resultados experimentais se mostraram bastante próximos do esperado, o que demonstra que o funcionamento do circuito é pouco influenciado pela não idealidade dos componentes.

Na Fig. 6.16 tem-se a dependência do fator de potência com a carga, donde se observa que o mesmo se manteve superior a 0,98, a partir de 50% da carga, e possui um limite mínimo em torno de 0,95, que é o valor teórico do fator de potência obtido no capítulo 3. Observa-se que este valor mínimo do fator de potência coincide exatamente com o limite entre as operações DCM e CCM. É importante dizer que na obtenção da Fig. 6.16 não se levou em consideração a distorção harmônica da tensão. Isto porque nem todas as harmônicas da tensão se pronunciaram

na corrente, e quando sim, suas amplitudes não eram equivalentes. O ideal seria obter a potência média e a aparente de entrada e assim calcular o fator de potência pela razão entre elas. De qualquer forma, o cálculo do filtro de entrada foi aprovado.

Com relação ao projeto, um dado que deve ser muito bem avaliado é a relação de transformação (a), pois, da sua escolha dependem a tensão e corrente sobre a chave S1, esforços que merecem muita atenção. Na metodologia de projeto, a relação de transformação não levou em consideração as quedas de tensão nos elementos passivos e ativo, resultando numa razão cíclica maior que 0,412. Portanto, o valor da relação de transformação deve ser melhor estudado.

Verifica-se que a escolha da operação CCM a partir de 20% da carga foi satisfatória, tendo em vista a ausência de picos elevados de corrente nos elementos do circuito. Seria interessante estudar o valor percentual de carga, em que o conversor passa a operar em CCM, com o qual se obtenha uma baixa corrente eficaz com o menor valor de indutância equivalente (L) possível.

CONCLUSÃO GERAL

O trabalho apresentou uma nova opção para correção do fator de potência em retificadores trifásicos, principal objetivo proposto.

Foi realizada uma análise teórica, o que possibilitou o desenvolvimento da metodologia de projeto da estrutura. Obteve-se o seu modelo linear e apresentou-se um procedimento para o fechamento da malha de feedback, o que permite regular a tensão de saída.

Após o estudo teórico e via simulação, implementou-se um protótipo, o qual se mostrou bastante robusto e se destacou pela simplicidade estrutural, fato que teve como principal justificativa o emprego de uma única chave controlada. Resultados práticos foram obtidos e se revelaram previsíveis, demonstrando um comportamento perfeitamente avaliável, o que comprova a análise teórica.

A escolha da condução contínua permitiu diminuir a corrente eficaz nos semicondutores e demais componentes, conseqüentemente as perdas por condução, fato desejável em aplicações de alta potência.

O módulo Zeta, como se definiu no capítulo 2, proporciona a um retificador trifásico convencional, em um único estágio de processamento de energia, os seguintes benefícios:

- regulação da tensão de saída;
- isolamento;
- correção do fator de potência;
- proteção contra falhas;
- saída do tipo fonte de corrente, o que facilita a associação de módulos em paralelo.

Os elevados picos de tensão na chave S1 resultam no maior inconveniente desta estrutura. Este inconveniente acentua-se devido à precária disponibilidade de componentes no Brasil. Assim propõem-se, como sugestão para trabalhos futuros, a aplicação de alguma técnica de associação de chaves em série, o que poderia permitir, inclusive, o aumento da frequência de operação.

ANEXO A
ANÁLISE DA PONTE RETIFICADORA

É necessário que se estabeleça algumas convenções referentes à entrada do estágio de potência do Conversor ZETA, mostrado na figura A.1.

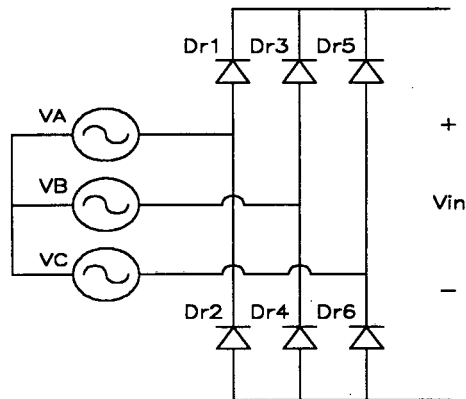


Fig. A.1 - Retificador trifásico convencional a diodos

V_{in} , representa o barramento DC que alimenta o módulo Zeta, e pode ser equacionado por:

$$V_{in} = \sqrt{3} \cdot V_p \cdot \text{sen}(\omega t), \text{ para } \omega t \text{ variando de } \pi/3 \text{ até } 2\pi/3$$

onde V_p é o valor de pico da tensão de fase, ou seja, $V_p = \sqrt{2} \cdot V_F$.

As tensões de fase são:

$$V_A = V_p \cdot \text{sen}(\omega t) \quad ; \quad V_B = V_p \cdot \text{sen}(\omega t - 2\pi/3) \quad ; \quad V_C = V_p \cdot \text{sen}(\omega t - 4\pi/3)$$

Com isso determina-se:

$$V_{in_{med}} = \frac{3}{\pi} \int_{\pi/3}^{2\pi/3} \sqrt{3} \cdot V_p \cdot \text{sen}(\omega t) \cdot d\omega t \quad \Rightarrow \quad V_{in_{med}} = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} \cdot V_p$$

$$V_{in_p} = \sqrt{3} \cdot V_p$$

$$V_{in_{ef}}^2 = \frac{3}{\pi} \int_{\pi/3}^{2\pi/3} (\sqrt{3} \cdot V_p \cdot \text{sen}(\omega t))^2 \cdot d\omega t \quad \Rightarrow \quad V_{in_{ef}} = \sqrt{3 \cdot X} \cdot V_p$$

ANEXO B

ESTUDO DO FILTRO DE ENTRADA

A referência [13] apresenta o estudo de um filtro LC, bem como sua metodologia de projeto, a qual tem como princípio atenuar todas as harmônicas de alta frequência, evitando deslocamento de fase entre a tensão e corrente de entrada.

Para o presente trabalho faz-se necessário algumas modificações e observações no projeto do filtro LC de alta frequência. O retificador trifásico utilizando o conversor Zeta em CCM produz uma corrente de fase, não filtrada, com a forma mostrada na figura B.1.

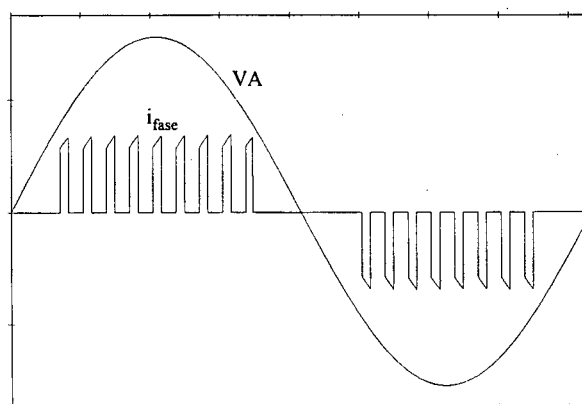


Fig. B.1 - Tensão e corrente de fase

Como se observa a corrente de fase não segue a tensão, além disso, esta corrente só existe para 2/3 do período, não sendo senoidal.

Assim, conclui-se que a metodologia de projeto apresentada pela referência [13] não se aplica perfeitamente ao caso da figura B.1. Então, na seqüência, serão apresentadas curvas e novas maneiras de se projetar o filtro LC.

B.1 - TRAÇADO DAS CURVAS DE GANHO E FASE

A disposição do filtro LC deve ser como a mostrada na figura B.2.

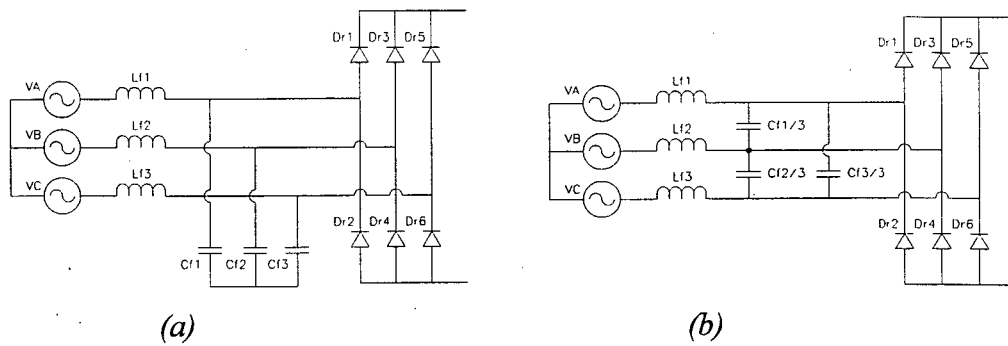


Fig. B.2 - (a) Banco capacitivo ligado em estrela; (b) Banco capacitivo ligado em delta

A fim de se obter as expressões do ganho de tensão e da fase entre a tensão e corrente da rede, deve-se representar o estágio de entrada por um circuito equivalente tomando apenas uma das fases, como mostra a figura B.3.

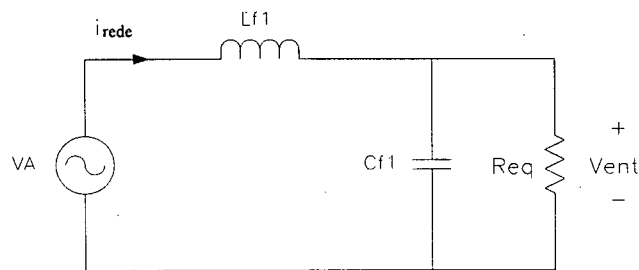


Fig. B.3 - Circuito equivalente do estágio de entrada do conversor, tomando apenas a fase A

Como se observa pela figura B.3, o conversor está sendo representado por uma resistência equivalente. Ainda considerando a mesma figura, pode-se obter o ganho de tensão do filtro, como segue:

$$\text{Ganho}(\omega, \zeta) = \frac{V_{ent}}{V_A} = \frac{\omega_c^2}{\omega_c^2 - \omega^2 + 2 \cdot \zeta \cdot \omega_c \cdot j\omega}$$

$$\text{onde: } \zeta = \frac{1}{2 \cdot \omega_c \cdot R_{eq} \cdot C_{f1}} \quad (\text{fator de amortecimento})$$

$$\omega_c = \frac{1}{\sqrt{L_{f1} \cdot C_{f1}}} \quad (\text{frequência de corte - frequência natural não amortecida})$$

Sabe-se que, para ζ positivo e menor que a unidade, a resposta é dita *subamortecida*. E para ζ maior que a unidade a resposta é dita *superamortecida*.

Definindo $\omega_{\text{norm}} = \frac{\omega}{\omega_c}$ a equação do ganho de tensão pode ser reescrita da seguinte forma:

$$\text{Ganho}(\omega_{\text{norm}}, \zeta) = \frac{V_{\text{ent}}}{VA} = \frac{1}{1 - \omega_{\text{norm}}^2 + 2 \cdot \zeta \cdot j\omega_{\text{norm}}}$$

Através desta equação pode-se traçar o gráfico da figura B.4.

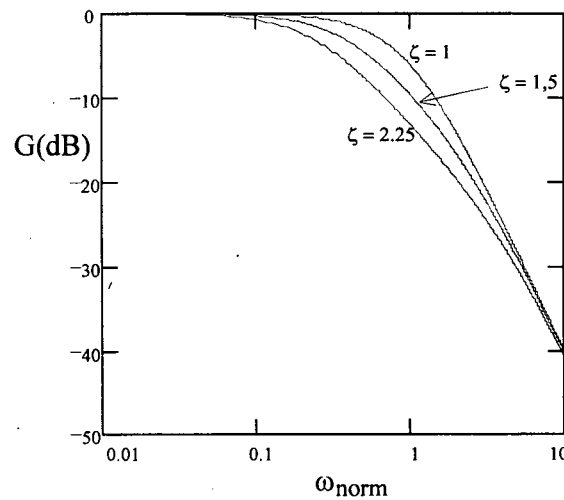


Fig. B.4 - Ganho em dB do filtro de entrada

Outra importante equação a ser obtida, com relação à figura B.3, é a relação entre a corrente filtrada de fase i_{rede} e a tensão VA, como segue:

$$\frac{i_{\text{rede}}(j\omega)}{VA(j\omega)} = \frac{1}{j\omega \cdot L} \cdot \left(1 - \frac{\omega_c^2}{\omega_c^2 - \omega^2 + 2 \cdot \zeta \cdot \omega_c \cdot j\omega} \right)$$

Que também pode ser escrita de forma normalizada:

$$\frac{i_{\text{rede}}(j\omega)}{VA(j\omega)} = \frac{1}{j\omega \cdot L} \cdot \left(1 - \frac{1}{1 - \omega_{\text{norm}}^2 + 2 \cdot \zeta \cdot j\omega_{\text{norm}}} \right)$$

Através desta equação pode-se traçar o gráfico da figura B.5.

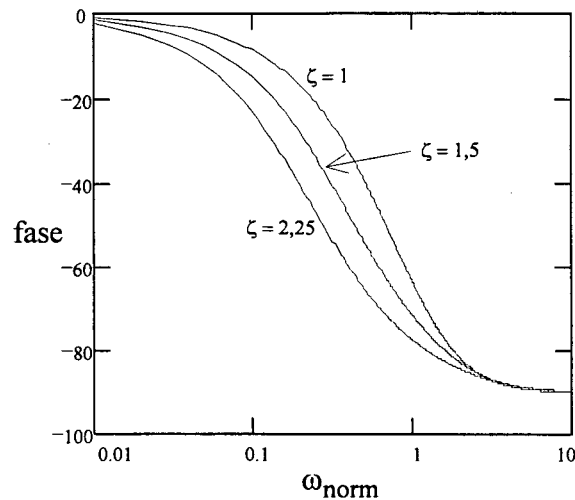


Fig. B.5 - Defasagem entre a tensão e a corrente de fase

Este gráfico é de fundamental importância, pois através dele pode-se determinar a fase entre a tensão e a corrente da rede, a fim de se obter o fator de deslocamento $\cos(\phi)$ desejado.

B.2 - CONSIDERAÇÕES PARA O PROJETO DO FILTRO LC

Dos itens da metodologia de projeto do filtro LC, apresentada pela referência [13], o que melhor se adequa é o que diz que “a frequência de corte do filtro LC deve estar situada pelo menos uma década abaixo da frequência de chaveamento mínima, a fim de se atenuar todas as componentes de alta frequência”.

Os outros pontos da metodologia de projeto que tratam do deslocamento de fase e escolha de ζ devem ser avaliados para cada situação de projeto, ou seja, para cada valor de frequência de chaveamento deve-se combinar os valores de ω_c e de ζ a fim de se obter a característica (TDH; $\cos(\phi)$; FP) desejada. No entanto existe um problema que deve ser considerado na escolha de ζ . Este problema é a sobretensão causada na chave S1, que aumenta com o aumento de ζ . Elevar o coeficiente de amortecimento, para uma mesma frequência de corte, significa elevar o valor de L_{f1} e diminuir o valor de C_{f1} . Assim, quando a chave se abre durante t_a e C_{f1} recebe a energia de L_{f1} ocorre um aumento na tensão de C_{f1} (V_{ent}), que somada à tensão de saída refletida ao primário resulta na tensão sobre a chave S1, tensão esta que será tanto maior quanto menor for C_{f1} . Este efeito pode ser observado nos resultados de simulação do capítulo 3. Portanto, este é mais um item que deve ser considerado no projeto do filtro LC de alta frequência.

Para os projetos dessa dissertação sempre foi utilizada uma $f_s = 20$ kHz, e uma $f_c = 2$ kHz (uma década abaixo) para os projetos dos filtros. Várias simulações foram feitas para diferentes valores de ζ . O melhor FP obtido, na situação de carga nominal, foi para $\zeta = 2.25$, que não provoca aproximadamente nenhuma atenuação na fundamental de 60 Hz e causa uma defasagem teórica de aproximadamente $7,5^\circ$, como se observa na figura B.6.

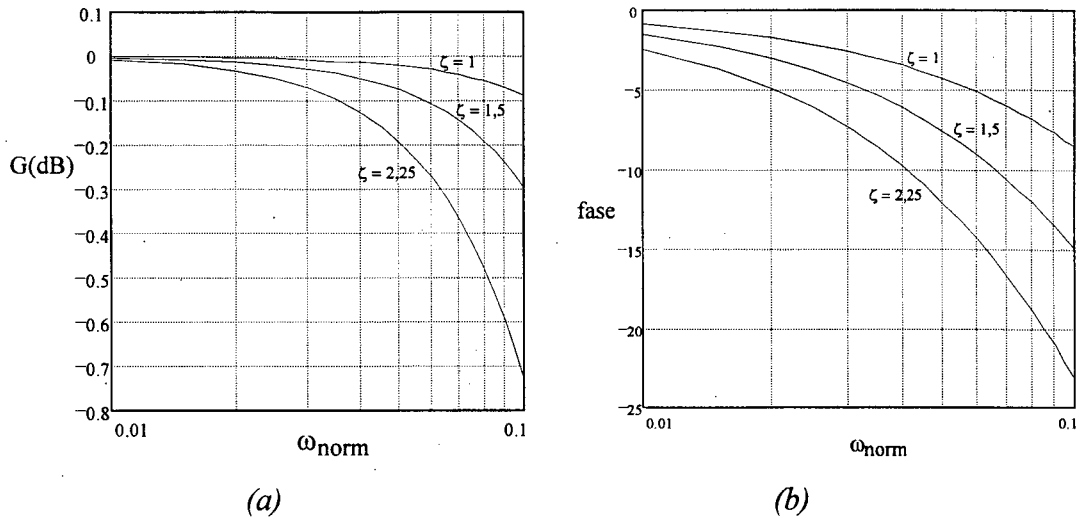


Fig. B.6 - (a) (b) Detalhe das figuras B.4 e B.5, respectivamente

ANEXO C

MELHORANDO ASPECTOS PRÁTICOS DA ESTRUTURA

C.1 - PROTEÇÕES

Algumas das características oferecidas pelo Controlador PWM UC3840 são as funções de proteção incluídas no integrado. Circuitos comparadores fazem a monitoração e acusam falhas de sobre-tensão, sub-tensão ou sobre-corrente. Este circuito de monitoração contém características adicionais que iniciam uma completa desativação da fonte para qualquer falha ocorrida, desde que tenha sido programado para tal.

Especificamente falando, as proteções de tensão atuam diretamente sobre um flip-flop chamado ERROR LATCH, setando-o, o que vem a bloquear os pulsos da saída PWM, desativando a fonte. Já a proteção de sobre-corrente possui dois estágios. Num primeiro estágio a corrente monitorada atinge um valor limite, estabelecido pelo projetista, fazendo com que, no próximo ciclo de chaveamento, a saída PWM envie um pulso de curta duração (para o projeto implementado no laboratório o pulso foi de aproximadamente $1\mu\text{s}$) e assim continuamente até que a corrente caia abaixo do valor limite. Quando isto ocorre a situação é normalizada. Caso a corrente suba a tal ponto que leve a tensão no pino 7 (sensor de corrente) a 400mV acima do valor limite estabelecido, então o ERROR LATCH é setado e a fonte é desativada. Este é o segundo estágio da proteção de sobre-corrente e ocorre, por exemplo, no caso de um curto-circuito: a corrente subiria atingindo o limite bloqueando a saída PWM (1º estágio). No próximo ciclo de chaveamento seria enviado um pulso de curta duração, porém, suficiente para fazer com que a tensão no pino 7 suba 400mV acima do valor limite, ocasionando a desativação da fonte (2º estágio).

Os sensores de tensão podem ser implementados simplesmente com divisores resistivos. O de sobre-tensão monitorando a tensão de saída e o de sub-tensão monitorando a tensão da fonte auxiliar que alimenta o controlador.

O sensor de corrente pode ser implementado com um resistor shunt colocado no secundário ou numa versão isolada que pode monitorar a corrente na chave S1. A versão isolada do sensor pode ser vista na figura C.1.

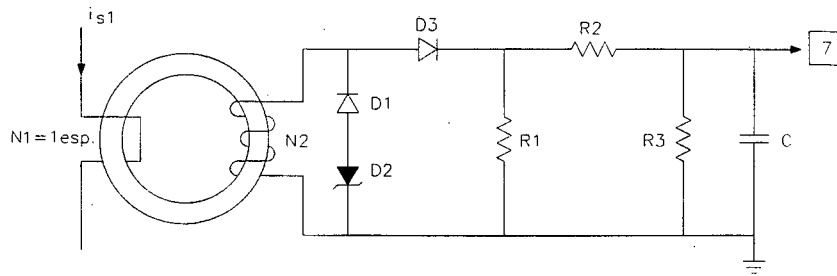


Fig. C.1 - Sensor de corrente isolado, monitorando a corrente na chave S1

Embora na forma final da montagem da fonte não esteja presente a proteção de sobre-corrente, e portanto, o sensor da figura C.1, este foi anteriormente implementado e funcionou muito bem de acordo com o seguinte procedimento de projeto:

1- Inicialmente deve-se definir o nível de tensão no pino 6 para que a tensão no pino 7 se iguale a ela quando $i_{S1} = i_{S1\max} = 10$ A. O valor dessa tensão deve ser menor que 5.5 V (limite de tensão nos pinos 6 e 7 do UC3840), mas não deve ser muito baixa, senão a corrente de falha (corrente que leva a tensão no pino 7 a subir 400mV acima do valor limite) resultará muito alta. Os valores adotados foram:

$$V(6) = 2.5 \text{ V, o que implica em } V(7) \text{ de falha} = 2.5 + 0.4 = 2.9 \text{ V.}$$

$$\text{A corrente de falha vale } \frac{2.9}{2.5} \cdot 10 = 11.6 \text{ A.}$$

2- O valor de N2, necessário para evitar a saturação do núcleo, resulta da seguinte equação:

$$N2 = \frac{V2 \cdot \Delta t}{Ae \cdot \Delta B} \quad \text{onde:}$$

$V2 = 5.5$ V, levando em consideração 0.5 V de queda no diodo D3;

$\Delta t = 25\mu\text{s}$, tempo máximo de circulação da corrente na chave S1;

$Ae = 18.9 \cdot 10^{-6} \text{ m}^2$, NT - 15;

$\Delta B = 0.2$ T, este valor não deve ser muito próximo de B_{SAT} para evitar que o núcleo sature caso a corrente suba a um valor muito alto em um tempo muito curto, pois o capacitor C leva um certo tempo para se carregar, de forma que ele pode não atingir a tensão de falha (2.9 V).

Substituindo estes valores na equação resulta: $N2 = 36.4$ esp., adota-se 36.

3- Neste item serão determinados os valores dos resistores admitindo $C = 3.3\text{nF}$.

$$\text{A corrente máxima no secundário vale: } i_2 = \frac{N1}{N2} \cdot i_{S1\max} = \frac{1}{36} \cdot 10 = 277.8 \text{ mA}$$

Considerando que toda essa corrente passará por R1 e provocará uma queda de 5V sobre o mesmo, tem-se: $R1 = \frac{5}{277.8 \cdot 10^{-3}} = 18 \text{ } \Omega$.

Admitindo que C atinja 2.5 V em 1 μ s, então o valor da corrente necessária para tal, será:
 $i_c = C \cdot \frac{dV}{dt} = 3.3 \cdot 10^{-9} \cdot \frac{2.5}{10^{-6}} = 8.25 \text{mA}$.

Assim o valor de R2 e R3 é obtido por: $R2 = R3 = \frac{2.5}{8.25 \cdot 10^{-3}} = 303 \Omega$. Adota-se $R2 = R3 = 330 \Omega$.

Deve-se verificar o tempo de descarga do capacitor C, pois, este deve ser menor que o mínimo tempo de abertura da chave S1: $3 \cdot R3 \cdot C < (1 - D_{\max}) \cdot T_s$, que resulta:

$$3 \cdot 330 \cdot 3.3 \cdot 10^{-9} < (1 - 0.5) \cdot 50 \cdot 10^{-6}$$

$$3.2 \mu\text{s} < 25 \mu\text{s}$$

O valor do zener deve ser escolhido para que este seja capaz de desmagnetizar o núcleo na situação de $i_{S1 \max}$, ou seja, quando a corrente for máxima, V2 será igual a 5.5 V por um tempo de $\Delta t = 25 \mu\text{s}$. Assim, adotando um zener de 12 V garante-se que em $25 \mu\text{s}$ ($T_s - \Delta t$) o núcleo estará desmagnetizado.

Com isso, o projeto do sensor de corrente se completa, no entanto, existe um problema na estrutura que inviabiliza a atuação dessa e das outras proteções. Este problema pode ser chamado de desequilíbrio paramétrico do filtro de entrada. Significa que caso o conversor esteja operando com carga nominal e por algum motivo a chave S1 bloqueia, interrompendo o processo de chaveamento, a energia contida nos indutores do filtro de alta frequência (Lf) será transferida aos capacitores do filtro, provocando nestes, uma sobretensão destrutiva para a chave e que poderá danificar inclusive os próprios capacitores do filtro. Resultados de simulação que ilustram este processo podem ser vistos nas figuras C.2a e C.2b. Nestas figuras pode-se observar o conversor operando com carga nominal quando em 140ms o processo de chaveamento é interrompido causando sobretensão nos capacitores do filtro e conseqüentemente na chave S1. Os parâmetros dessa simulação são os mesmos do projeto experimental.

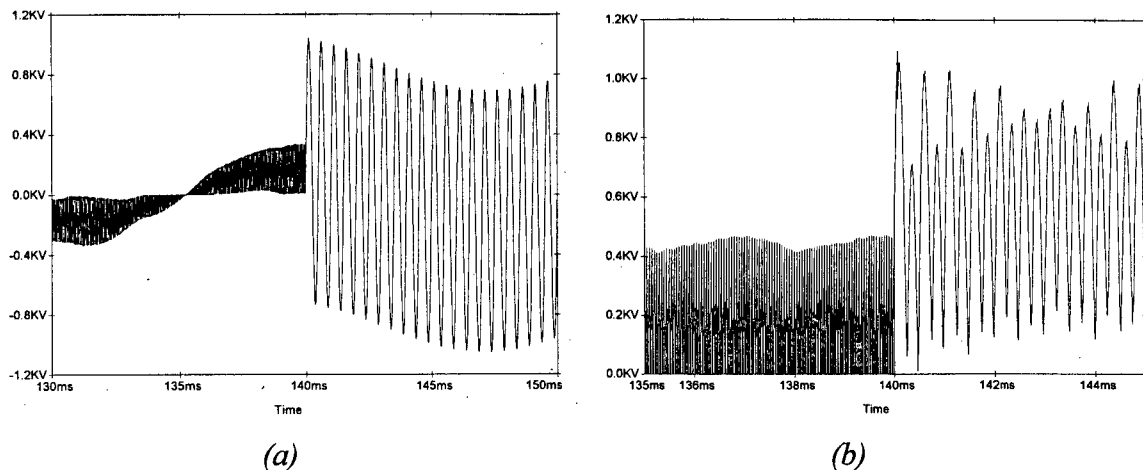


Fig. C.2 - (a) Tensão sobre um dos capacitores de filtro, ligado em Δ ; (b) Tensão na chave S1

Vale observar que se os capacitores estivessem ligados em Y o efeito da sobretensão na chave seria o mesmo.

A fim de evitar esta sobretensão pode-se optar por um rearranjo na configuração do grampeador utilizado na experimentação, chegando à estrutura mostrada na figura C.3.

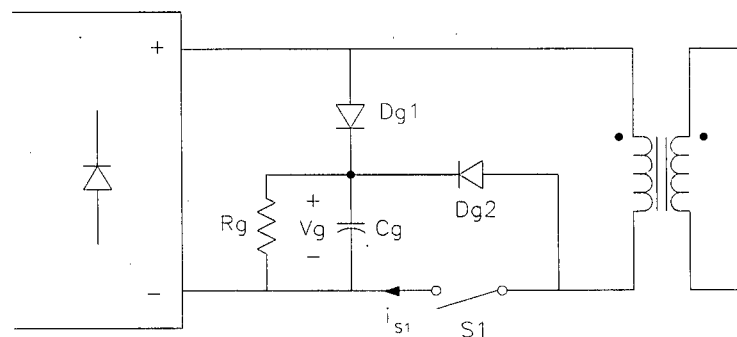


Fig. C.3 - Grampeador do primário rearranjado de forma a evitar sobretensões na chave caso esta cesse o processo de chaveamento

Como se observa na figura C.3 o conjunto R_g , C_g e D_{g2} forma um grampeador similar ao utilizado na experimentação, ou seja, absorve a energia da indutância de dispersão do primário do transformador. A diferença entre este e o outro é a tensão V_g , que para este deve ser superior à tensão de pico do barramento CC somada à tensão do secundário refletida ao primário.

Já o conjunto R_g , C_g e D_{g1} constitui o grampeador que absorve a energia dos indutores do filtro de entrada caso o processo de chaveamento cesse.

Os valores de R_g e C_g podem ser obtidos pelas mesmas equações utilizadas no item 6.4.10 da experimentação.

A seguir são mostrados os dados do projeto do grampeador da figura C.3 que foi inserido na simulação da figura C.2, resultando na figura C.4.

$$L_{d1} = 35\mu\text{H};$$

$$f_r = 60 \text{ Hz};$$

$$i_{S1P} = 10.64 \text{ A}; \text{ obtido da simulação};$$

$$V_g = 500 \text{ V};$$

$$P_g = 39.6 \text{ W};$$

$$R_g = 6.3 \text{ K}\Omega;$$

$$C_g = 5.3\mu\text{F};$$

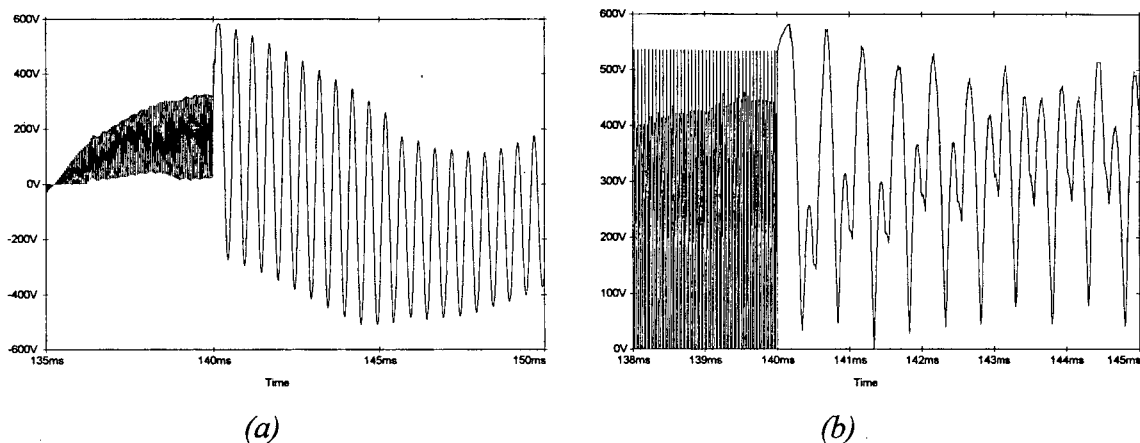


Fig. C.4 - (a) Tensão sobre um dos capacitores de filtro, ligado em Δ ; (b) Tensão na chave S1

Caso o capacitor C_g não seja suficiente para conter a sobretensão em níveis adequados, o seu valor poderia ser elevado até que se obtenha o desejado. Por exemplo $C_g = \frac{5}{R_g \cdot f_r}$.

Pode ser conveniente que, no transitório inicial, o processo de chaveamento aguarde até que o capacitor C_g se carregue, o que é extremamente simples de implementar com o UC3840, atuando-se sobre o pino 2 (START).

C.2 - RENDIMENTO

A curva de rendimento, mostrada na figura C.5, foi obtida a partir da razão entre a potência de saída e a potência média de entrada, para três valores de carga.

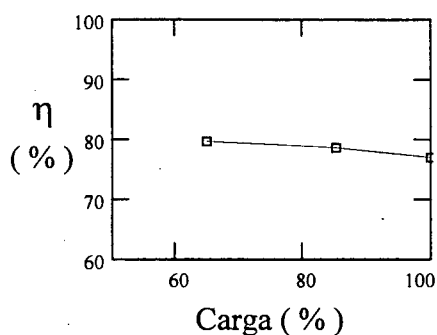


Fig. C.5 - Rendimento x carga

Como se observa o rendimento se manteve entre 77 e 80% de 65 a 100% da carga. Esse resultado foi considerado razoável e o que o propicia é a pequena ondulação da corrente, praticamente isenta de picos elevados, nos elementos do circuito, principalmente nas chaves semicondutoras.

É preciso dizer que em nenhum momento houve a preocupação em se melhorar ou otimizar o rendimento. No entanto, pode-se conseguir resultados melhores que estes, caso se tome algumas providências, que não alteram substancialmente a estrutura, como por exemplo:

- Substituir os indutores de ferrite do filtro de entrada por indutores de ferro silício. Esta medida reduz as dimensões dos indutores e o número de espiras cai para menos que a metade: ferrite → 249 esp. enquanto que ferro silício → 91 esp., para a mesma bitola de fio. Como a perda nesses indutores é diretamente proporcional à resistência dos enrolamentos, então a potência dissipada seria aproximadamente 1/3 da obtida. Vale observar que, teoricamente, a perda no cobre de um dos indutores do filtro de entrada é superior à perda no cobre do transformador ou do indutor de saída, para o projeto experimental.
- Utilizar uma técnica eficiente para enrolar o transformador a fim de reduzir a indutância de dispersão. Um bom projeto de transformador tem uma indutância de dispersão em torno de 1% da indutância própria dos enrolamentos. O transformador forneceu uma dispersão de 35μH, produzindo uma dissipação no grameador de aproximadamente 40 W. Esta dissipação poderia ser reduzida proporcionalmente a redução da dispersão.

- Utilizar o grampeador da figura C.3 e evitar o snubber, uma vez que este dissipa aproximadamente a mesma potência que a chave dissiparia se estivesse sem o mesmo.

C.3 - RIPPLE DE 360 Hz DA TENSÃO DE SAÍDA

O integrado UC3840 oferece uma técnica adicional de controle do tipo feed-forward com o intuito de eliminar o ripple da tensão de saída. Pode-se gerar uma rampa cuja inclinação varie de acordo com o ripple de 360 Hz resultante da retificação. Desta forma a razão cíclica também variaria buscando a eliminação da ondulação da tensão e conseqüentemente da corrente na chave. A figura C.6 ilustra esta técnica.

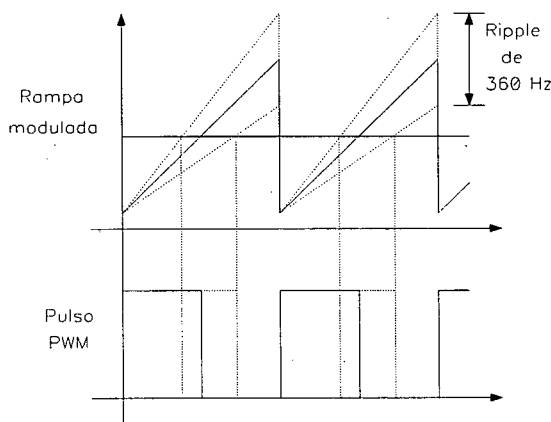


Fig. C.6 - Rampa com inclinação modulada pelo ripple de 360 Hz da tensão retificada de entrada

A viabilidade desta técnica não foi analisada, no entanto, alguns pontos negativos podem ser destacados:

- Fazer a razão cíclica variável pode causar distorção harmônica na rede;
- Pode ser difícil conseguir com que a razão cíclica varie de forma inversamente proporcional ao ripple da tensão de entrada, com o intuito de eliminá-lo.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] - PRASAD, A. R.; ZIOGAS, P. D.; MANIAS, S.: "An Active Power Factor Correction Technique for Three-Phase Diode Rectifiers", IEEE-PESC, pp. 58-66, 1989.
- [2] - MALESANI, L.; ROSSETTO, L.; SPIAZZI, G.; TENTI, P.; TOIGO, I.; DAL LAGO, F.: "Single-Switch Three-Phase AC/DC Converter with High Power Factor and Wide Regulation Capability", IEEE-PESC, pp. 279-285, 1992.
- [3] - PAN, C. T.; CHEN, T. C.: "Step-up/down Three-Phase AC to DC Converter With Sinusoidal Input Current and Unit Power Factor", IEE Proc.-Electr. Power Appl., Vol. 141, No. 2, pp. 77-84, March 1994.
- [4] - WEN-JIAN GU and RUI LIU: "A Study of Volume and Weight vs. Frequency for High-Frequency Transformers", IEEE-PESC, pp. 1123-1129, 1993.
- [5] - CASARO, MARCIO M.; MARTINS, DENIZAR C.; BARBI, IVO: "Retificador Trifásico Isolado com Correção do Fator de Potência Empregando o Conversor Zeta em Condução Contínua", III - Seminário de Eletrônica de Potência, INEP/UFSC, pp. 27-33, Novembro de 1996.
- [6] - ABREU, G. N.: "Estudo e Aplicação do Conversor Zeta-GEPAE Isolado com Múltiplas Saídas e Modulação PWM para Fontes Chaveadas", Dissertação de Mestrado, INEP/UFSC, 1992.
- [7] - PÉRES, A.: "Fonte Chaveada com Alto Fator de Potência Utilizando o Conversor Zeta em Condução Descontínua", Dissertação de Mestrado, INEP/UFSC, 1993.
- [8] - GAIDZINSKI, P. R.: "Unidade Retificadora de Alta Performance, 1500W-25A, para Telecomunicações", Dissertação de Mestrado, INEP/UFSC, 1993.
- [9] - CAMPOS, F. de S.: "Estudo do Conversor Zeta Operando em Condução Contínua Aplicado à Correção do Fator de Potência Utilizando o Método de Controle de Corrente por Valores Médios Instantâneos", Dissertação de Mestrado, INEP/UFSC, 1995.
- [10] - COLLING, I. E.: "Conversor CC-CC Meia-Ponte ZVS-PWM: Análise, Projeto e Experimentação", Dissertação de Mestrado, INEP/UFSC, 1994.
- [11] - TORTELLI, O. L.: "Análise e Projeto de um Compensador para Conversor Boost com Configuração Modificada (Duplo Boost)", Dissertação de Mestrado, INEP/UFSC, 1994.
- [12] - BARBI, IVO: "Projeto de Fontes Chaveadas", Publicação Interna, INEP/UFSC, 1990.

- [13] - BARBI, IVO; SOUZA, A. F. de: "Correção do Fator de Potência de Fontes de Alimentação", Publicação Interna, INEP/UFSC, 1995.
- [14] - PERIN, A. J.: "Estudo e Desenvolvimento de Circuitos de Comando com Isolamento para Conversores de Alta Frequência", Relatório, INEP/UFSC, 1994.
- [15] - FAGUNDES, J. C. dos S.; EBERT, C. L.; VIAROUGE, P.: "Transformadores e Indutores de Alta Frequência: Critérios de Dimensionamento e Projeto via Computador", II - Seminário de Eletrônica de Potência, INEP/UFSC, pp. 179-190, Agosto de 1995.
- [16] - VORPERIAN, V.; RIDLEY, R.: "Seventh Annual Virginia Power Electronics Center Seminar", VPEC Seminar - Tutorials, September 1989.
- [17] - UNITRODE: "Switching Regulated Power Supply Design Seminar Manual", 1986.
- [18] - MCLYMAN, COLONEL WM. T.: "Designing Magnetic Components for High Frequency DC-DC Converters", Kg Magnetics, Inc. San Marino, California, 1993.
- [19] - CHRYSISS, G. C.: "High-Frequency Switching Power Supplies, Theory & Design", Mc Graw Hill, 1989.
- [20] - D'AZZO, J. J.; HOUPS, C. H.: "Análise e Projeto de Sistemas de Controle Lineares", Editora Guanabara Dois S. A., Rio de Janeiro, 1978.
- [21] - THORNTON: "Catálogo de Ferrites".
- [22] - ICOTRON: "Catálogo de Capacitores".
- [23] - ADVANCED POWER TECHNOLOGY: "Catálogo de Diodos Ultra Rápidos".
- [24] - MOTOROLA: "Rectifiers and Zener Diodes Data", 1985.
- [25] - UNITRODE: "Linear Integrated Circuit Data and Applications Handbook", April, 1990.
- [26] - INTERNATIONAL RECTIFIER: "IGBT Designer's Manual", 1994.