



Universidade Federal de Santa Catarina
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

 **Instituto de Eletrônica de Potência**

**ESTUDO DE UMA FONTE DE ALIMENTAÇÃO TRIFÁSICA,
ALTO FATOR DE POTÊNCIA, COMUTAÇÃO SUAVE,
COM UM ÚNICO ESTÁGIO DE PROCESSAMENTO
DE POTÊNCIA**

TESE SUBMETIDA À UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA
PARA A OBTENÇÃO DO GRAU DE DOUTOR EM ENGENHARIA ELÉTRICA

JOSÉ GREGORIO CONTRERAS DÁVILA

FLORIANÓPOLIS - ABRIL - 1997

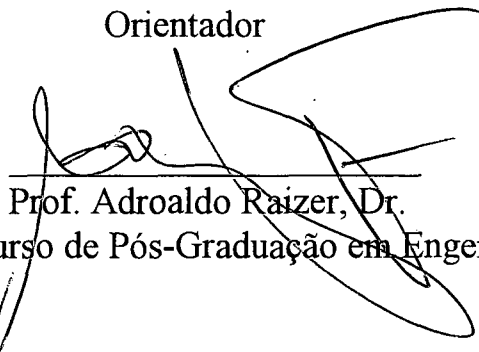
**ESTUDO DE UMA FONTE DE ALIMENTAÇÃO TRIFÁSICA,
ALTO FATOR DE POTÊNCIA, COMUTAÇÃO SUAVE,
COM UM ÚNICO ESTÁGIO DE PROCESSAMENTO
DE POTÊNCIA**

JOSÉ GREGORIO CONTRERAS DÁVILA

Esta tese foi julgada adequada para obtenção do título de Doutor em Engenharia Elétrica, área de Sistemas de Energia, e aprovada na sua versão final pelo Programa de Pós-Graduação.



Prof. Ivo Barbi, Dr. Ing.
Orientador

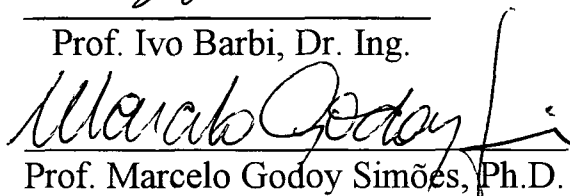


Prof. Adroaldo Raizer, Dr.
Coordenador do curso de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica

Banca Examinadora:



Prof. Ivo Barbi, Dr. Ing.



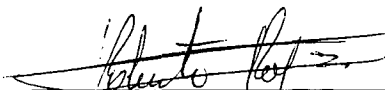
Prof. Marcelo Godoy Simões, Ph.D.



Prof. Fernando Soares dos Reis, Dr.



Prof. Enio Valmor Kassick, Dr.



Roberto Rojas, Ph.D.

A Deus, que ilumina meu caminho.

Dedico este trabalho para meus pais

Maria del Socorro e Trino, meus irmãos

Trino, Rafael e Argelia, a minha esposa

Ligia e meus filhos Bladimir e Daniel por

tudo o que representam em minha vida.

AGRADECIMENTOS

Neste documento o autor não poderia deixar de expressar sua gratidão ao grande número de pessoas que o orientaram, auxiliaram, e de diversas maneiras marcaram uma convivência produtiva. Esperando não ser injusto, registro especiais agradecimentos:

Ao Prof. Ivo Barbi, pela orientação brilhante, segura e objetiva; pela amizade e acompanhamento dispensado durante a realização deste trabalho de pesquisa;

Aos professores Denizar Cruz Martinez, Arnaldo José Perin, Enio Valmor Kassick, Hari Bruno Mohr e João Carlos dos Santos Fagundes, cada um deles contribuiu de alguma forma para os resultados desta pesquisa;

Aos meus colegas e amigos Carlos Muñoz e Oswaldo Caceres pela amizade e contribuições dadas no decorrer deste trabalho;

Aos meus colegas e amigos Ivan, Domingos, Rene, Alexandre, Cláudio, Canesin e demais companheiros de INEP pela amizade, companheirismo e questionamentos enriquecedores levantados durante a pesquisa;

Aos demais alunos, funcionários, engenheiros e bolsistas do INEP-UFSC pela oportunidade de convivência, troca de informações e amizade;

Aos funcionários de INEP, Antônio Luís S. Pacheco e Luiz Marcellus Coelho, pela ajuda e profissionalismo na implementação do protótipo desenvolvido;

À CAPES e à Universidade dos Andes, pelo apoio financeiro.

SUMÁRIO

Simbologia.....	XI
Biografia do Autor.....	XV
Resumo.....	XVI
Abstract.....	XVII
Introdução Geral.....	XVIII

CAPÍTULO I CONVERTOR IPÊ

1.1 Introdução.....	1
1.2 Descrição e operação do circuito proposto.....	1
1.3 Etapas de operação.....	2
1.4 Análise quantitativa.....	7
1.4.1 Cálculo da corrente média de entrada.....	7
1.5 Obtenção da característica externa para carga isolada.....	10
1.5.1 Análise quantitativa.....	10
1.6 Cálculo da tensão de barramento CC em função da tensão de saída.....	15
1.7 Conclusões.....	16

CAPÍTULO II ESTUDO DA COMUTAÇÃO

2.1 Introdução.....	17
2.2 Estudo da comutação sem indutores auxiliares de comutação.....	17
2.2.1 Comutação no braço esquerdo.....	17
2.2.1.1 Cálculo do tempo da comutação.....	20
2.2.2 Comutação no braço direito.....	20
2.2.2.1 Cálculo de Δi_l	22
2.2.2.2 Cálculo de $\Delta i_l'$	23
2.3 Comutação com indutor em série com o primário do transformador de saída.....	28
2.3.1 Cálculo do indutor L_r	29
2.4 Comutação com indutor auxiliar de ajuda à comutação.....	33
2.4.1 Cálculo do indutor L_a	35

2.5 Estudo da comutação com o indutor L_r em série com o primário do transformador de saída e o indutor L_a de ajuda à comutação.....	36
2.6 Resultados de simulações.....	37
2.7 Conclusões.....	42

CAPÍTULO III

MODELAGEM DO CONVERSOR

3.1 Introdução.....	43
3.2 Técnica de modelagem da chave PWM em DCM.....	43
3.3 Circuito equivalente do conversor trifásico.....	47
3.4 Modelagem do conversor em DCM.....	54
3.4.1 Análise CC do conversor.....	55
3.4.1.1 Obtenção das tensões e correntes nas chaves PWM1 e PWM4.....	56
3.4.1.2 Obtenção das tensões e correntes nas chaves PWM2 e PWM3.....	59
3.4.1.3 Cálculo do ponto de operação e da taxa de conversão.....	61
3.4.1.4 Comprovação do ponto de operação.....	62
3.4.2 Modelo para pequenos sinais ou ca.....	64
3.4.2.1 Modelo das chaves PWM1 e PWM4 do conversor.....	64
3.4.2.2 Modelo das chaves PWM2 e PWM3 do conversor.....	68
3.4.3 Análise ca do conversor em DCM.....	71
3.4.3.1 Obtenção da função de transferência $\frac{\hat{v}_c}{\hat{d}}$	72
3.4.3.2 Comprovação do modelo ca.....	76
3.4.3.2.1 Procedimento para a realização de simulações.....	76
3.3 Conclusões.....	81

CAPITULO IV

ESTUDO DA MODELAGEM DO CONVERSOR IPÊ (parte II)

4.1 Introdução.....	2
4.2 Técnica de modelagem da chave PWM em CCM.....	82
4.3 Modelo CC da chave PWM.....	84
4.4 Modelo ca da chave PWM.....	85
4.5 Modelagem do conversor Buck.....	86

4.5.1 Modelo e análise CC do conversor Buck.....	86
4.5.2 Modelo ca do conversor Buck.....	87
4.6 Modelagem do conversor ponte completa.....	88
4.6.1 Método de análise.....	88
4.6.2 Modulação da razão cíclica devido à perturbação da tensão de entrada.....	90
4.6.3 Modulação da razão cíclica devido à perturbação da corrente no indutor do filtro de saída.....	92
4.7 Modelo de pequenos sinais.....	93
4.7.1 Obtenção da função de transferência $\frac{\overline{\hat{v}_o}}{\hat{d}}$	95
4.8 Validação do modelo.....	96
4.8.1 Procedimento para a realização de simulações.....	96
4.8.1.1 Modelo ca com chaves PWM.....	96
4.8.1.2 Simulação do circuito chaveado.....	106
4.9 Conclusões.....	108

CAPÍTULO V

CIRCUITO DE CONTROLE E PROJETO DO CONTROLADOR

5.1 Introdução.....	109
5.2 Circuito da malha de tensão.....	109
5.3 Controladores da malha de tensão.....	111
5.3.1 Projeto do controlador proporcional p.....	114
5.3.2 Projeto do controlador proporcional integral pi.....	115
5.3.3 Projeto do controlador proporcional-integral-derivativo pid.....	118
5.4 Simulação em malha fechada utilizando as funções de transferência do conversor.....	122
5.5 Simulações com o programa pspice.....	124
5.6 Conclusões.....	128

CAPÍTULO VI

OTIMIZAÇÃO DO CONVERSOR IPÊ

6.1 Introdução.....	129
6.2 Estratégia de trabalho.....	129
6.2.1 Perdas nos diodos retificadores de entrada.....	129
6.2.1.1 Cálculo da corrente média nos diodos retificadores de entrada.....	130
6.2.1.2 Perdas nos diodos retificadores de saída.....	132
6.2.2 Perdas nas chaves.....	132
6.2.2.1 Perdas de condução.....	133
6.2.2.1.1 Cálculo da corrente média na chave e no diodo em antiparalelo	134
6.2.2.1.2 Cálculo da corrente eficaz na chave.....	140
6.2.2.2 Perdas de comutação.....	141
6.2.2.2.1 Perdas no bloqueio.....	141
6.3 Cálculo do volume do transformador principal.....	145
6.4 Cálculo do volume do transformador de saída.....	149
6.5 Cálculo do volume do indutor de potência.....	150
6.6 Volume dos capacitores.....	152
6.7 Determinação do volume dos dissipadores.....	152
6.7 Conclusões.....	156

CAPÍTULO VII

EXEMPLO DE PROJETO, SIMULAÇÃO E RESULTADOS EXPERIMENTAIS DO CONVERSOR

7.1 Introdução.....	157
7.2 Especificação do conversor proposto.....	157
7.2.1 Cálculo do indutor de potência.....	158
7.2.2 Cálculo do filtro de entrada.....	158
7.2.3 Cálculo de R_o	160
7.2.4 Cálculo de L_o	160
7.2.5 Cálculo de C_o	160

7.2.6 Cálculo dos capacitores de barramento.....	161
7.2.7 Cálculo dos indutores de ajuda à comutação.....	161
7.2.8 Cálculo do circuito grampeador.....	162
7.2.9 Capacitor de desacoplamento (CD).....	163
7.2.10- Cálculo do transformador principal (L4,L5).....	163
7.2.11- Cálculo do transformador de saída (L6, L7, L8).....	165
7.2.12- Cálculo do núcleo do indutor de potência.....	166
7.2.13- Cálculo do núcleo do indutor de filtro (Lf).....	167
7.2.14- Cálculo do núcleo do indutor de ajuda à comutação (Lr).....	168
7.2.15- Cálculo do núcleo do indutor de ajuda à comutação (La).....	169
7.2.16- Cálculo do núcleo do indutor de filtro de saída.....	170
7.2.17- Ponte retificadora de entrada (D1-D6).....	171
7.2.18- Diodos retificadores de saída (D11-D14).....	171
7.2.19- Interruptores de potência.....	172
7.2.20- Determinação dos dissipadores.....	172
7.2.20.1 Dissipador dos IGBTs.....	172
7.2.20.2 Dissipador dos diodos retificadores de saída.....	173
7.2.20.3 Dissipador dos diodos da ponte retificadora de entrada.....	174
7.3 Especificação dos componentes a utilizar no circuito de potência.....	174
7.4 Resultados de simulações	176
7.5 Resultados experimentais.....	179
7.6 Conclusões.....	185
Conclusões gerais.....	186
Referências bibliográficas.....	188
Apêndice.....	189

SIMBOLOGIA

A_w	Área da janela do núcleo [cm^2]
A_e	Área efetiva da perna central do núcleo [cm^2]
C1-C4	Capacitores em paralelo com os IGBTs
C5,C6	Capacitores de barramento
C7-C10	Capacitores do circuito grampeador
CF	Capacitor do filtro de entrada
Co	Capacitor do filtro de saída
D	Razão cíclica
d	Razão cíclica de controle
D1-D6	Diodos retificadores de entrada
D11-D14	Diodos do circuito grampeador
D7-D10	Diodos em antiparalelo com os IGBTs
Dc	Razão cíclica crítica
Def	Razão cíclica efetiva
\hat{d}	Perturbação da razão cíclica
\hat{d}_e	Perturbação da razão cíclica efetiva
\hat{d}_i	Perturbação da razão cíclica efetiva devido a variações da corrente de carga
\hat{d}_v	Perturbação da razão cíclica efetiva devido a variações da tensão de entrada
e(t)	Sinal de erro
Eoff	Perdas de energia no bloqueio
fc	freqüência de corte
fp	Fator de potência
fs	Freqüência de chaveamento
FT	Função de transferência
$I(\theta)$	Corrente média instantânea de entrada
\tilde{i}_a	Corrente instantânea no terminal a
\tilde{i}_c	Corrente instantânea no terminal c

i_c	Corrente no terminal c
i_a	Corrente no terminal a
\hat{i}_o	Perturbação da corrente de saída
\hat{i}_L	Perturbação da corrente no indutor do filtro de saída
\hat{i}_a	Perturbação da corrente no terminal a
\hat{i}_c	Perturbação da corrente no terminal c
I_{CN}	Razão de I_c
I_{L5ef}	Corrente eficaz no secundário do transformador principal
$I_{Lp}(t)$	Corrente do indutor de potência
I_{mds}	Corrente média nos diodos retificadores de saída
I_{medd}	Corrente média no diodo em antiparalelo à chave
I_{meda}	Corrente média nos diodos retificadores de entrada
I_{meds}	Corrente média na chave
I_o	Corrente de saída
I_p	Corrente de pico no indutor de potência
I_{p1}	Corrente de pico de primeira harmônica
I_{p3}	Corrente de pico de terceira harmônica
J	Máxima densidade de corrente [A/cm^2]
K_p	Fator de utilização do primário
K_v	Ganho do controlador
K_w	Fator de enrolamento
K_{wi}	Fator de enrolamento do indutor
$L_1, L_2, L_3 = L_p$	Indutores de potência
L_4, L_5	Primário e secundário do transformador principal
L_6	Primário do transformador de saída
L_7, L_8	Secundários do transformador de saída
L_F	Indutor do filtro de entrada
L_g	Tamanho do entreferro
L_o	Indutor do filtro de saída
n	Relação de transformação
N_p	Número de espiras do primário do transformador
N_s	Número de espiras do secundário do transformador

$P_{cond_{ds}}$	Perdas de condução nos diodos de saída
P_d	Perdas no diodo
P_I	Potência de entrada
P_o	Potência de saída
P_s	Perdas na chave
R_3, R_4	Resistências do circuito grampeador
R_{cd}	Resistência térmica de contato entre o componente e o dissipador
R_{da}	Resistencia termica dissipador ambiente
R_{eq}	Resistência equivalente do circuito
R_{jc}	Resistência térmica junção-capsula
R_o	Resistência da carga
t_l	Tempo de condução da chave ativa
T_1, T_2, T_3, T_4	IGBTs da ponte completa (full bridge)
T_a	Temperatura ambiente
T_c	Temperatura do encapsulamento
T_d	Temperatura do dissipador
TDH	Taxa de distorção harmônica
T_j	Temperatura da junção
T_{red}	Período da rede
T_s	Período de chaveamento
t_x	Tempo de extinção da corrente no indutor de potência
μ_o	Permeabilidade magnética do ar
V_a, V_b, V_c	Tensão de fase de entrada
V_{ac}	Tensão média nos terminais a-c
V_{ap}	Tensão média nos terminais a-p
V_c	Tensão do barramento CC
$V_{C1}(t), V_{C2}(t),$ $V_{C3}(t), V_{C4}(t)$	Tensão nos capacitores intrínsecos dos IGBTs
V_{CE}	tensão colector - emisor do IGBT
V_{CEO}	Tensão limiar do IGBT
V_{cp}	Tensão instantânea nos terminais c-p
V_F	Tensão de condução do diodo

V_{FO}	Tensão limiar do diodo
V_g	Tensão de entrada dos conversores básicos
V_{H1}, V_{H2}	Tensão no primário e no secundário do transformador principal
V_{Lp}, V_{L1}	Tensão no indutor de potência
V_m	Tensão máxima de entrada
V_o	Tensão de saída
V_{ref}	Tensão de referência da malha de tensão
V_s	Tensão no secundário do transformador de saída
\hat{v}_o	Perturbação da tensão de saída
\hat{v}_{ap}	Perturbação da tensão nos terminais a-p
\hat{v}_{cp}	Perturbação da tensão nos terminais c-p
\tilde{v}_{ap}	Tensão instantânea nos terminais a-p
\tilde{v}_{cp}	Tensão instantânea nos terminais c-p
$\theta_{(1)}$	Ângulo de deslocamento entre a tensão e a componente fundamental da corrente de entrada.
B	Máxima densidade de fluxo magnético [T]
β	Ganho de tensão
β_v	Elemento de medida
ΔD	Perda da razão cíclica

Biografia do Autor

JOSÉ GREGORIO CONTRERAS DÁVILA nasceu em Caracas, Venezuela, em 26 de abril de 1957. Concluiu o curso de graduação em engenharia Elétrica na Universidade dos Andes, Mérida - Venezuela, em julho de 1983. Em setembro de 1983 ingressou como professor instrutor no departamento de Potência da Faculdade de Engenharia da Universidade dos Andes. Durante o período de 1992 a 1993 realizou o curso de Pós-graduação a nível de Mestrado na Universidade Federal de Santa Catarina - UFSC em Florianópolis -SC - Brasil.

Em março de 1994 iniciou o curso de Doutorado na Universidade Federal de Santa Catarina, na área de eletrônica de Potência, sob orientação do *Prof. Dr. Ing. Ivo Barbi*, no instituto de Eletrônica de Potência - INEP. Do trabalho desenvolvido neste instituto durante o período de 1994 - 1996 resultou o estudo de uma nova fonte de alimentação trifásica, com elevado fator de potência, comutação suave e um único estágio de processamento de potência. Este trabalho deu origem a três artigos apresentados em congressos a nível internacional: PESC'94, COBEP'95 e CEP'96.

A partir de maio de 1997, com o término do seu período de afastamento para realização de Doutorado, reassumira suas funções como professor Associado, no Departamento de Potência da Escola de Engenharia Elétrica da Universidade dos Andes - Mérida - Venezuela.

RESUMO

Este trabalho apresenta uma nova fonte comutada com as seguintes propriedades:

Comutação sob tensão nula, frequência constante com modulação de largura do pulso, entrada trifásica com alto fator de potência e baixa distorção harmônica da corrente de entrada, empregando um único estágio de processamento de potência.

É obtida a característica externa com carga isolada em uma ampla faixa da carga. Apresenta-se um estudo completo da comutação, modelagem e controle do conversor.

É otimizado o volume do conversor em função da frequência para uma dada potência; Emprega-se IGBTs, para reduzir as perdas de condução; finalmente um protótipo operacional, foi construído e testado para 3 kW operando com uma frequência de 20 kHz.

ABSTRACT

This paper introduces a new switching mode power supply with the following properties: zero-voltage switching, pulse-width modulation at constant frequency, three-phase input with high power factor and low input current distortion, using a simple power stage.

The output characteristic with isolated load, in a wide band of load is obtained. The study of commutation, modeling and control are presented, too.

The converter volume in function of the switching frequency for a particular power is optimized.

IGBTs are used for minimize the conduction loses; finally, a operational prototype was building and tested for 3 kW, operating with 20 kHz.

INTRODUÇÃO GERAL

Fontes de alimentação com entrada trifásica são geralmente utilizadas quando se precisa trabalhar com potências elevadas (acima dos 3 kW). Estas fontes normalmente apresentam dois estágios de processamento de potência, um estágio retificador e um estágio CC-CC. Fig. 1.

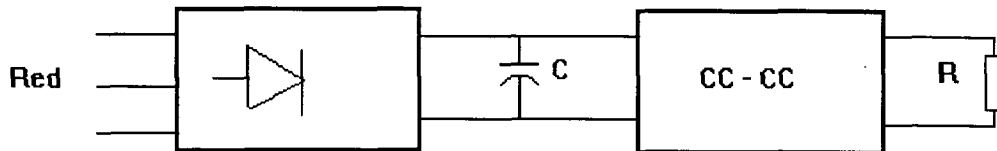


Fig. 1 Diagrama de blocos de uma fonte convencional com dois estágios de processamento de potência.

Para reduzir o conteúdo harmônico da corrente de entrada no estágio retificador são adicionados componentes passivos [17][18][19] ou ativos [14]. O estágio CC-CC o qual pode ser implementado com uma configuração meia ponte ou ponte completa, permite isolamento galvanico da carga e controle da tensão de saída. estes tipos de estruturas apresentam o inconveniente de serem de elevado peso, volume e custo. Existem esforços por parte dos pesquisadores tentando superar estas desvantagens, e uma das possíveis soluções é o emprego de um único estágio de processamento de potência Fig. 2.

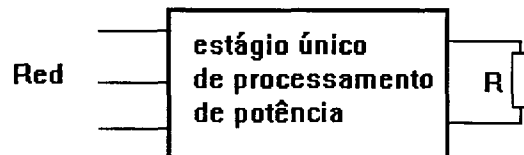


Fig. 2 Diagrama em blocos de uma fonte com um único estágio de processamento de potência.

Uma fonte com um único estágio de processamento de potência, apresentada na literatura, é mostrada na Fig. 3 [15]. O método empregado é através da utilização de retificadores totalmente controlados, sendo que as chaves controladas são comandadas através de técnicas de modulação por largura de pulso (PWM)[12]. A corrente drenada da fonte de alimentação resultante tem um conteúdo elevado de frequências harmônicas na ordem da frequência de comutação, sendo facilmente eliminado com filtros de pequeno volume.

As principais desvantagens deste método referem-se à utilização de seis chaves controladas e a necessidade de um circuito de comando e controle complexos. Tal complexidade implica na redução da robustez do conversor que utiliza esta técnica, sendo que os componentes eletrônicos utilizados representam altos custos para tais conversores.

As formas de ondas de tensão e corrente desta estrutura são mostradas na Fig. 4. apresentando uma TDH menor que 2%.

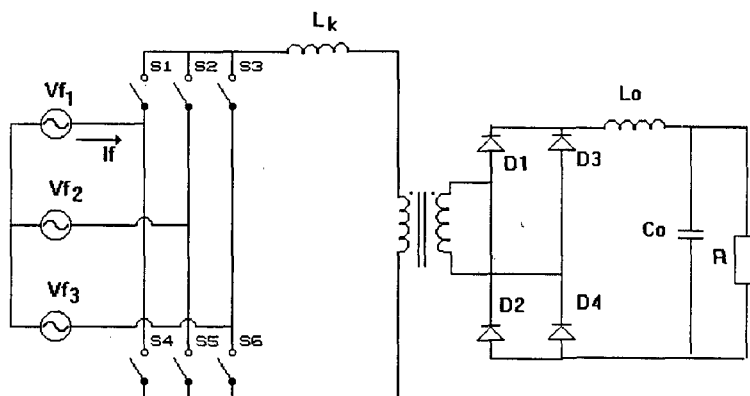


Fig. 3 - Retificador trifásico totalmente controlado com modulação PWM.

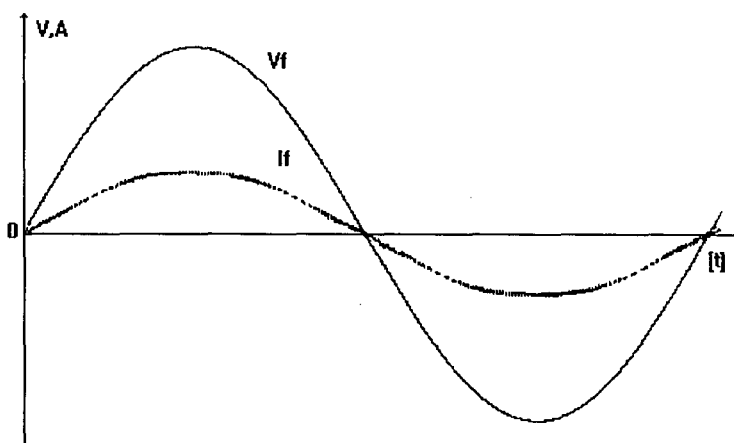


Fig. 4 - Formas de ondas de tensão e corrente na rede.

Uma nova fonte com um enfoque diferente á apresentadas na literatura é estudada nesta tese. Consiste de uma nova fonte CA/CC, com entrada trifásica, a qual emprega um único estágio de processamento de potência, opera com comutação suave, frequência fixa e apresenta um elevado fator de potência (CONVERSOR IPÊ*).

Nesta teses, apresenta-se a descrição e operação da fonte proposta e apresentassem ábacos que permitem calcular seus parâmetros.

É apresentado o estudo da comutação do conversor, sendo que as chaves semicondutoras comutam de maneira suave (ZVS).

* IPÊ é o nome Tupi-Guarani de uma árvore nativa do Brasil, muito comum no litoral do Estado de Santa Catarina.

É apresentada uma estratégia de controle e é projetado o controlador adequado ao desempenho desejado. A fonte utiliza um circuito de comando e controle muito simples.

O volume do conversor é otimizado em função da frequência, para uma dada potência.

Na ponte completa são utilizados IGBTs, com a finalidade de melhorar o rendimento do conversor.

Finalmente são apresentados os resultados experimentais de um protótipo operacional para uma potência de 3 kW.

O diagrama de potência da fonte é mostrada na Fig. 5.

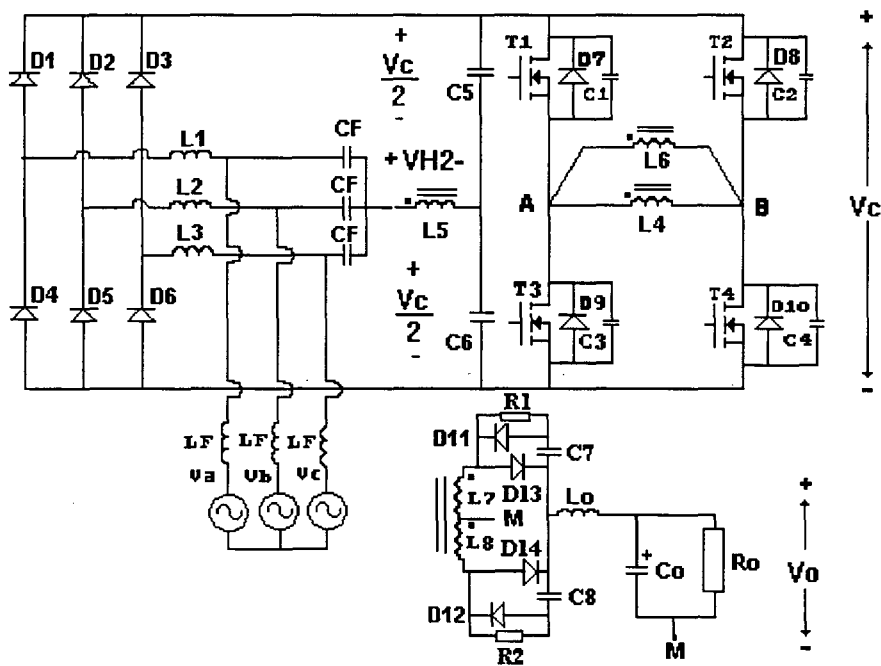


Fig. 5 Diagrama de potência do conversor IPÊ.

CAPÍTULO I

CONVERSOR IPÊ

1.1 INTRODUÇÃO

Neste capítulo será apresentado o princípio de operação, etapas de funcionamento e principais formas de onda do conversor IPÊ. Este conversor apresenta as seguintes características: comutação suave (ZVS), frequência constante, entrada trifásica com alto fator de potência e baixa distorção harmônica da corrente de entrada, usando um único estágio de processamento de potência.

São apresentadas as equações fundamentais para a obtenção da característica externa e a característica da tensão de barramento do conversor, operando com carga isolada.

1.2 DESCRIÇÃO E OPERAÇÃO DO CIRCUITO PROPOSTO

Na Fig. 1.1 mostra-se o estágio de potência do conversor proposto. Este consiste de uma ponte retificadora trifásica (D1...D6), os indutores Boost (L1, L2, L3), um filtro de entrada (LF, CF) encarregado de eliminar os harmônicos de alta frequência da corrente de entrada, o transformador principal (L4, L5), onde o secundário L5 opera como uma fonte de alta frequência, com uma relação de transformação (N_p/N_s) igual a 2, uma ponte completa a qual permite que o conversor CA/CC opere a frequência fixa, controlada por deslocamento de fase. A ponte completa é formada pelos IGBT's (T1...T4), os capacitores C1, C2, C3, C4 e os diodos em antiparalelo D7, D8, D9, D10.

Os capacitores C5 e C6 formam um filtro CC para a tensão de barramento. A carga é isolada através do transformador de saída (L6, L7 L8) onde o primário é conectado em paralelo com o primário do transformador principal.

C7, C8, D11, D12, R1 e R2 formam um circuito grampeador para evitar sobre-tensões na saída dos diodos retificadores D13 e D14, L_o e C_o formam o filtro de saída e R_o representa a carga.

O diagrama do estágio de potência do conversor proposto é mostrado na Fig. 1.1

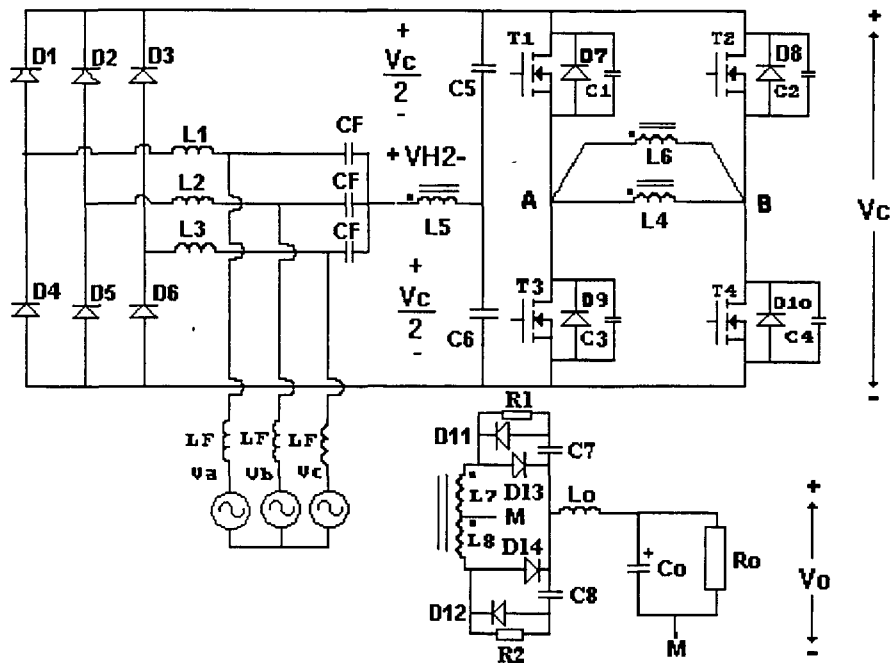


Fig. 1.1 - Diagrama do estágio de potência.

1.3 ETAPAS DE OPERAÇÃO

Considerando um período da frequência de chaveamento o conversor apresenta nove etapas de operação. As seguintes considerações são feitas para simplificar a análise:

- O filtro de entrada não é considerado para ilustrar as etapas de operação,
- Todos os interruptores são considerados ideais,
- As correntes magnetizantes dos transformadores são desprezadas,
- A carga não é isolada,
- As tensões de entrada V_a , V_b , e V_c são consideradas constantes.

As figuras 1.2 até 1.10 apresentam as etapas de operação correspondentes e que são descritas a seguir:

1.3.1 Primeira etapa : *Variação linear da corrente $IL_1(t)$ (t_0-t_1).*

A fim de iniciar esta etapa considera-se que as chaves T1 e T4 estão conduzindo, fazendo com que $V_{H2} = V_c/2$. Isto faz com que os diodos D1 e D3 conduzam, resultando então que as correntes nos indutores L1 e L3 começam a crescer linearmente, ao mesmo tempo que a corrente no indutor L2 decresce linearmente. Esta etapa termina quando o IGBT T1 é bloqueado.

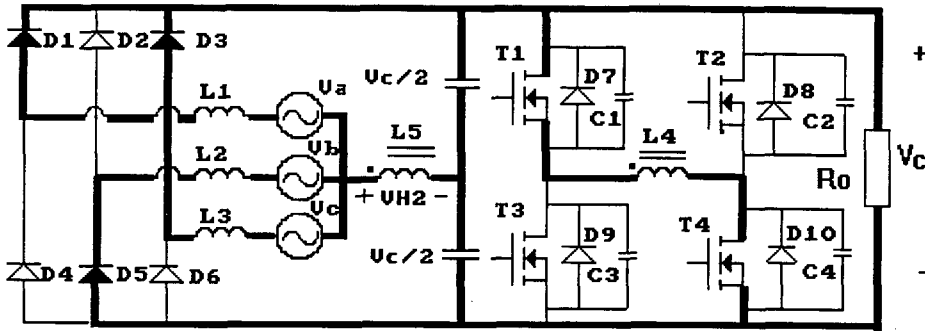


Fig. 1.2. Primeira etapa.

1.3.2 Segunda etapa: comutação do braço esquerdo (t_1-t_2).

No instante t_1 , mostrado na Fig. 1.11, o IGBT T1 é bloqueado, as tensões $VC1(t_1)$ e $VC3(t_1)$ variam de forma linear até t_2 quando $VC1(t_2)=Vc$ e $VC3(t_2)=0$. Durante este intervalo de tempo o primário do transformador é considerado como uma fonte de corrente constante.

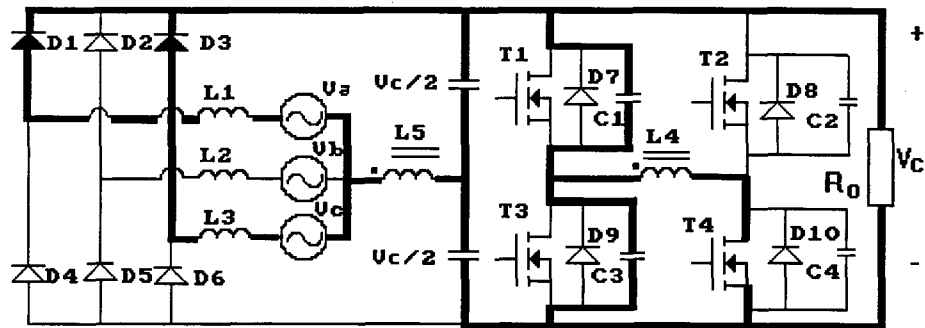


Fig. 1.3 Segunda etapa.

1.3.3 Terceira etapa: Roda livre de D9 e T4 com baixo decrescimento linear de $IL1(t)$ (t_2-t_3).

Esta etapa começa quando o diodo D9 intrínseco ao IGBT T3 começa a conduzir, originando uma roda livre da corrente no primário do transformador, então $V_{AB}=0$ e $V_{H2}=0$, resultando num decrescimento linear da corrente nos indutores L1 e L3.

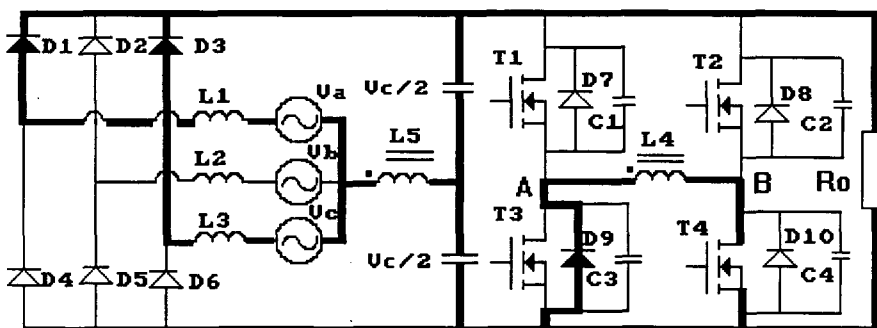


Fig. 1.4 Terceira etapa.

1.3.4 Quarta etapa: Comutação do braço direito (t_3-t_4).

Em t_3 o IGBT T4 é bloqueado e em t_4 T2 é habilitado a conduzir. Então as tensões $VC_2(t_3)=V_c$ e $VC_4(t_3)=0$ variam linearmente até o instante t_4 quando $VC_2(t_4)=0$ e $VC_4(t_4)=V_c$.

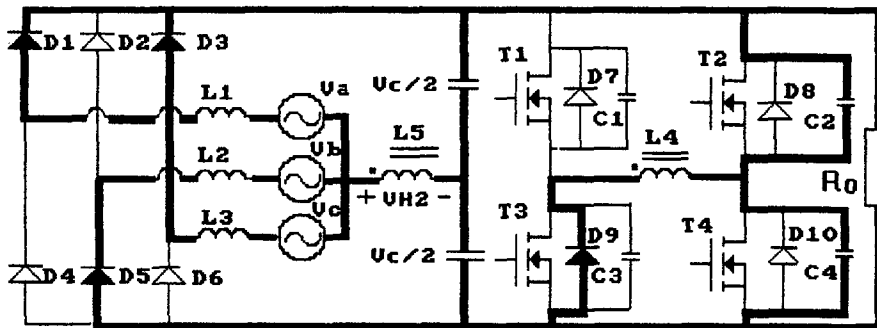


Fig. 1.5- Quarta etapa.

1.3.5 Quinta etapa: decrescimento linear de $IL_1(t)$ (t_4-t_5).

Nesta etapa D8 conduz, $V_{H2} = -V_c/2$ e há um decrescimento abrupto da corrente no indutor L1. No indutor L2 tem-se um crescimento linear da corrente. Esta etapa termina quando a corrente numa das fases A ou C é igual a zero.

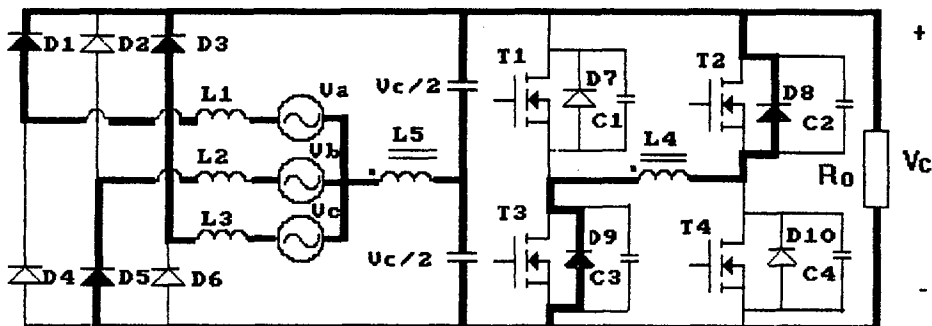


Fig. 1.6- Quinta etapa.

1.3.6 Sexta etapa: Permanência de $IL_1(t)=0$ (t_5-t_6).

Neste intervalo $i_{Lp}(t)=0$, $V_{H2} = -V_c/2$ e os diodos D1 e D3 bloqueiam-se. Esta etapa finaliza quando a corrente na fase b atinge seu valor máximo.

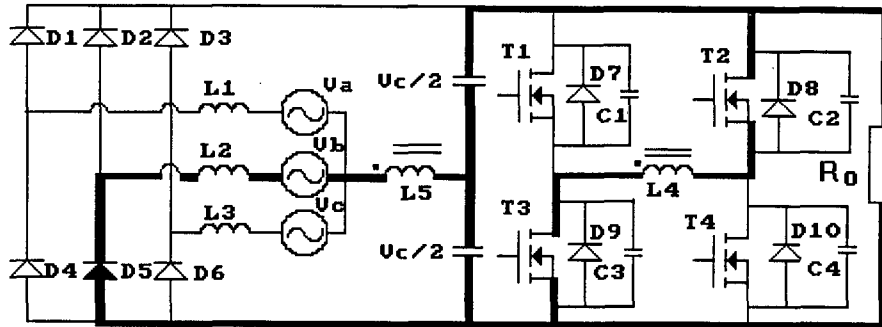


Fig. 1.7 - Sexta etapa.

1.3.7 Sétima etapa: *Comutação do braço esquerdo (t_6-t_7).*

Em t_6 o IGBT T3 é bloqueado, as tensões $V_{C1}(t_6)=V_c$ e $V_{C3}(t_6)=0$, variam linearmente até o instante t_7 quando $V_{C1}(t_7)=0$ e $V_{C3}(t_7)=V_c$.

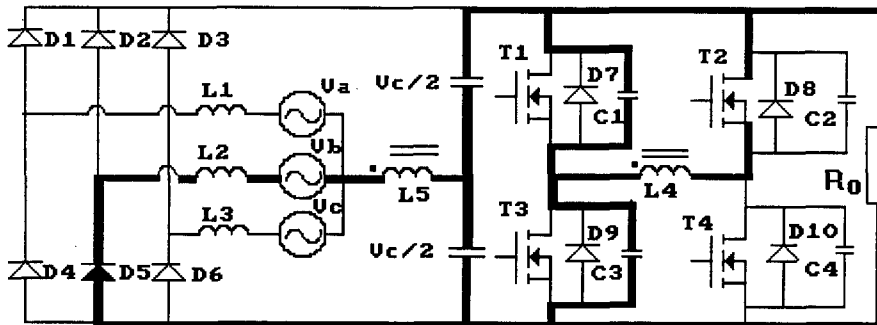


Fig. 1.8 - Sétima etapa.

1.3.8 Oitava etapa: *Roda livre de D7 e T2 (t_7-t_8).*

Durante esta etapa o diodo intrínseco D7 do IGBT T1 e o IGBT T2 conduzem, a corrente no primário do transformador circula em roda livre fazendo $V_{AB}=V_{H2}=0$.

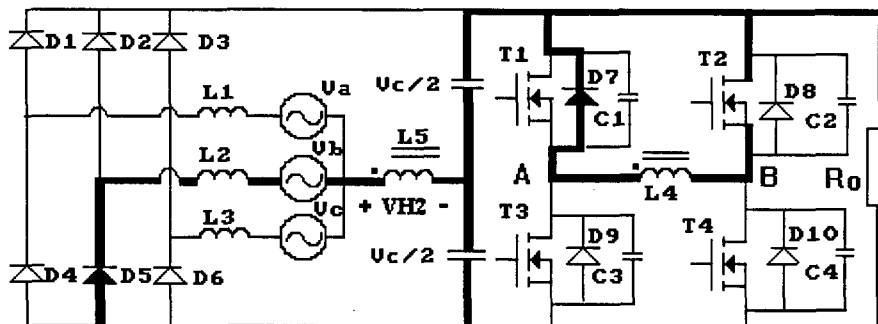


Fig. 1.9 Oitava etapa.

1.3.9 Nona etapa: *comutação do braço direito* (t_8-t_9).

No instante t_8 , o IGBT T2 é bloqueado, e em t_9 T4 é habilitado a conduzir. Então as tensões $V_{C2}(t_8)=0$ e $V_{C4}(t_8)=V_c$ variam linearmente até o instante t_9 quando $V_{C2}(t_9)=V_c$ e $V_{C4}(t_9)=0$. O ciclo começa de novo a partir desta etapa.

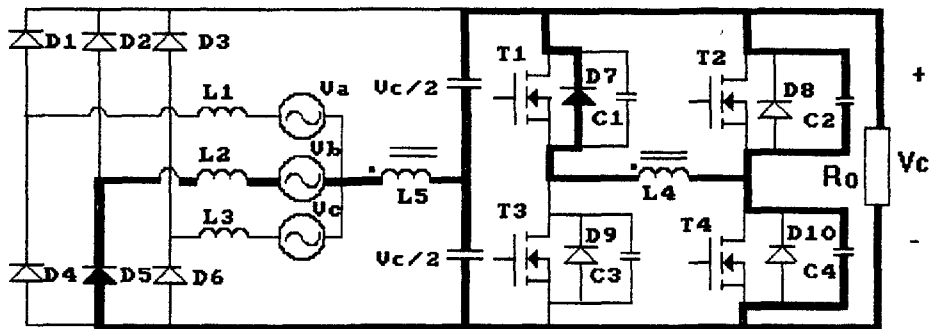


Fig. 1.10 Nona etapa.

As principais formas de ondas são apresentadas na Fig. 1.11.

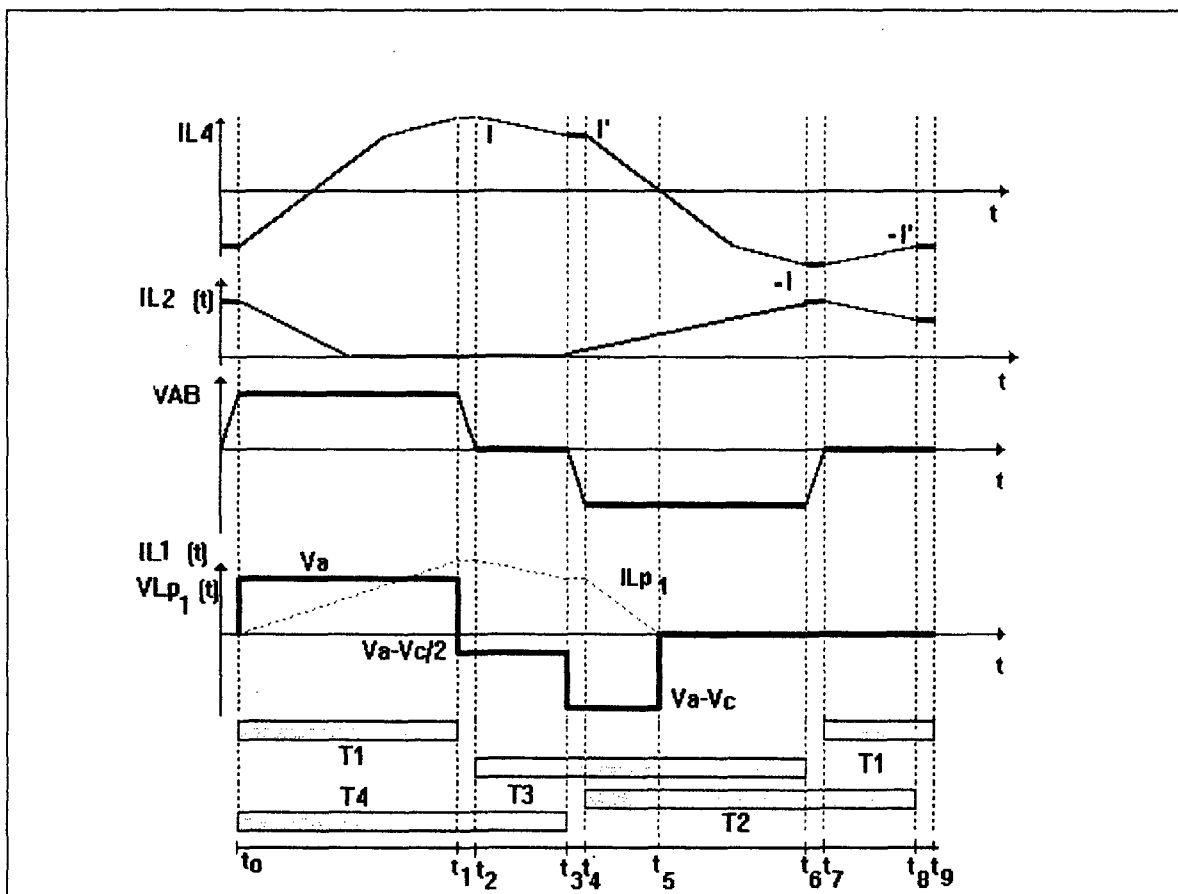


Fig. 1.11 Principais formas de ondas para um ciclo de chaveamento.

1.4- ANÁLISE QUANTITATIVA

1.4.1 CÁLCULO DA CORRENTE MÉDIA DE ENTRADA

A representação da corrente instantânea no indutor de potência é mostrada na Fig. 1.12.

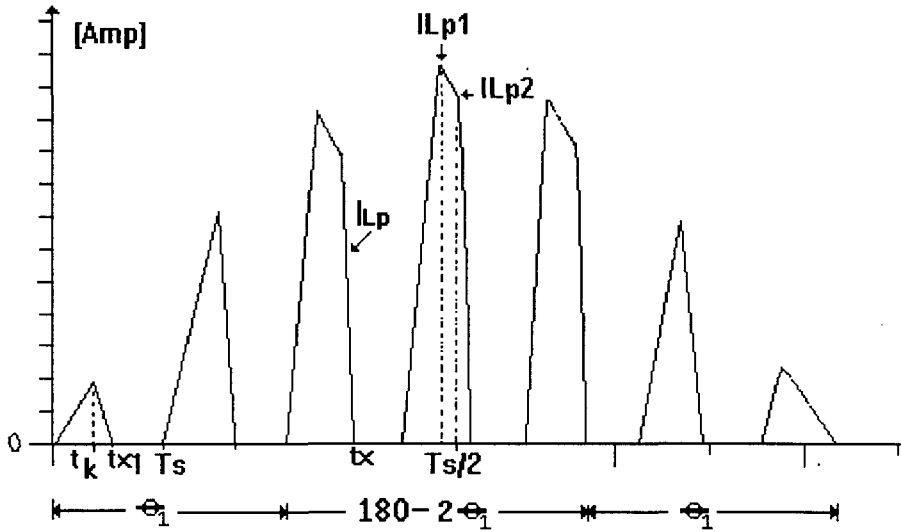


Fig. 1.12 - Forma de onda da corrente instantânea no indutor de potência.

Os resultados matemáticos mais relevantes são apresentados nesta seção.

A tensão de fase de alimentação é dada pela expressão (1.1).

$$v_a = V_m \cdot \text{sen}(\theta) \quad (1.1)$$

A corrente média de entrada para meio período da rede é dada pela seguinte expressão:

$$I(\theta) = \frac{V_m}{4 \cdot f_s \cdot L_p} \overline{I(\theta)} \quad (1.2)$$

Onde $\overline{I(\theta)}$ é dada pelas expressões seguintes:

Para $0 \leq \theta \leq \theta_1$,

$$\overline{I(\theta)} = \frac{\sin(\theta) \cdot D^2}{\left[0.5 - \frac{\sin(\theta)}{\beta}\right]} \quad (1.3)$$

Para $\theta_1 < \theta \leq \pi - \theta_1$,

$$\overline{I(\theta)} = \sin(\theta) \cdot D + [\sin(\theta) + \beta(D - 0.5)] \left[\frac{D + 0.5}{2(1 - \frac{\sin(\theta)}{\beta})} - D \right] \quad (1.4)$$

Para $\pi - \theta_1 < \theta \leq \pi$,

$$\overline{I(\theta)} = \frac{\sin(\theta) \cdot D^2}{0.5 - \frac{\sin(\theta)}{\beta}} \quad (1.5)$$

Sendo:

$$\beta = \frac{V_c}{V_m} = \frac{\alpha \cdot n}{2 \cdot D} = \frac{V_o \cdot n}{V_m \cdot 2 \cdot D} \Rightarrow \alpha = \frac{V_o}{V_m} \quad (1.6)$$

$$\theta_1 = \sin^{-1}[\beta \cdot (0.5 - D)] \quad (1.7)$$

$$D = \frac{t_1}{T_s} \quad (1.8)$$

As variáveis envolvidas são definidas como:

- t_1 tempo de condução da chave ativa,
- T_s período de chaveamento,
- D razão cíclica,
- V_c Tensão de barramento CC,
- V_o Tensão de saída,
- f_s Frequência de chaveamento.

Segundo a referência [1] β deve ter um valor maior que dois ($\beta > 2$) para garantir que o conversor opere em condução descontínua.

A expressão (1.2) é tratada numericamente e os resultados desta análise são representados por curvas. Nas Figuras 1.13 e 1.14 apresentam-se as formas de ondas da primeira e quinta harmônica respectivamente em função do ganho de tensão, α , para diferentes valores de razão cíclica. A terceira harmônica pode-se considerar desprezível, portanto não será considerada.

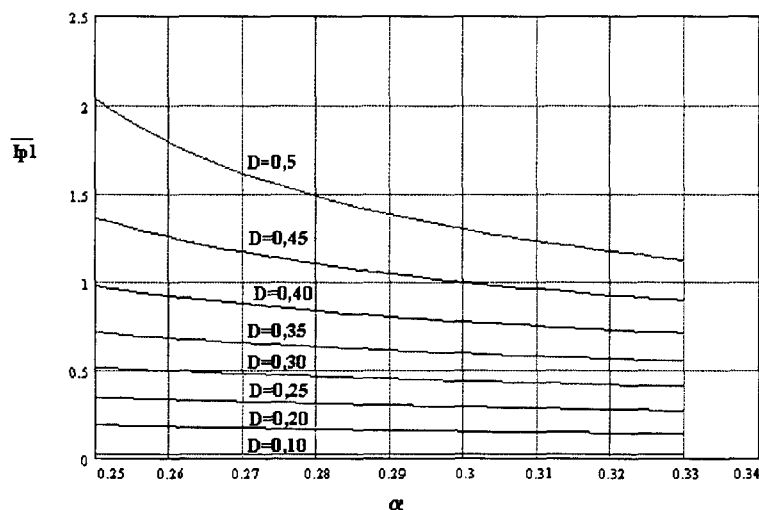


Fig. 1.13 - Ábaco da corrente de pico de primeira harmônica normalizada, em função do ganho de tensão α , tomando-se D como parâmetro.

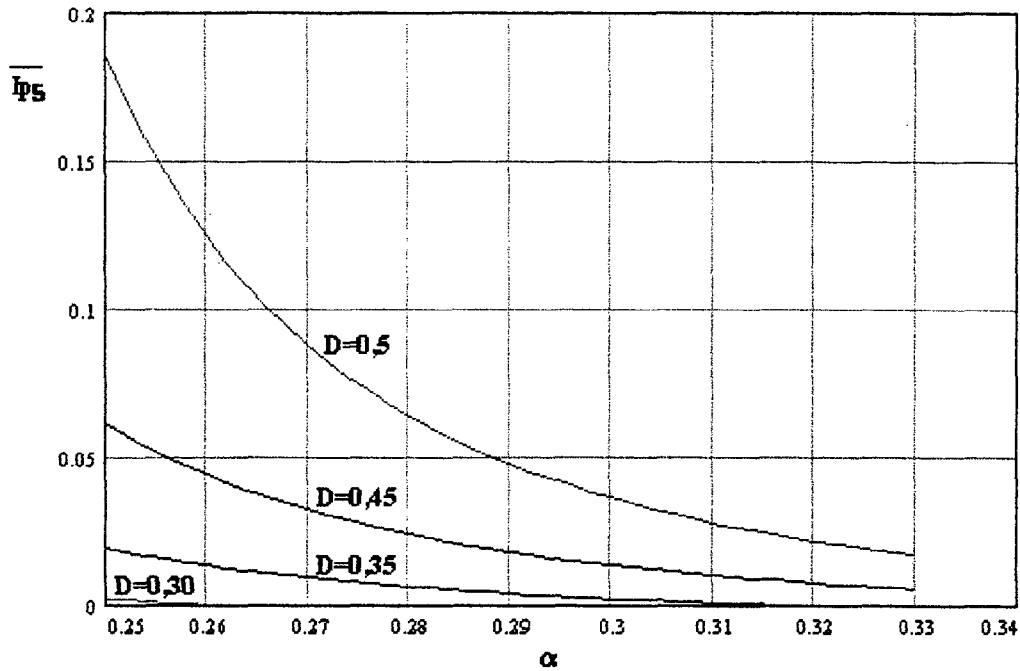


Fig. 1.14 - Ábaco da corrente pico do quinto harmônico normalizada.

A taxa de distorção harmônica e o fator de potência podem ser calculadas pelas expressões (1.9) e (1.10) e são apresentadas nas Figuras 1.15 e 1.16 respectivamente.

$$TDH = \frac{\overline{I_{p5}}}{I_{p1}} \quad (1.9)$$

$$fp = \frac{1}{\sqrt{1 + (TDH)^2}} \quad (1.10)$$

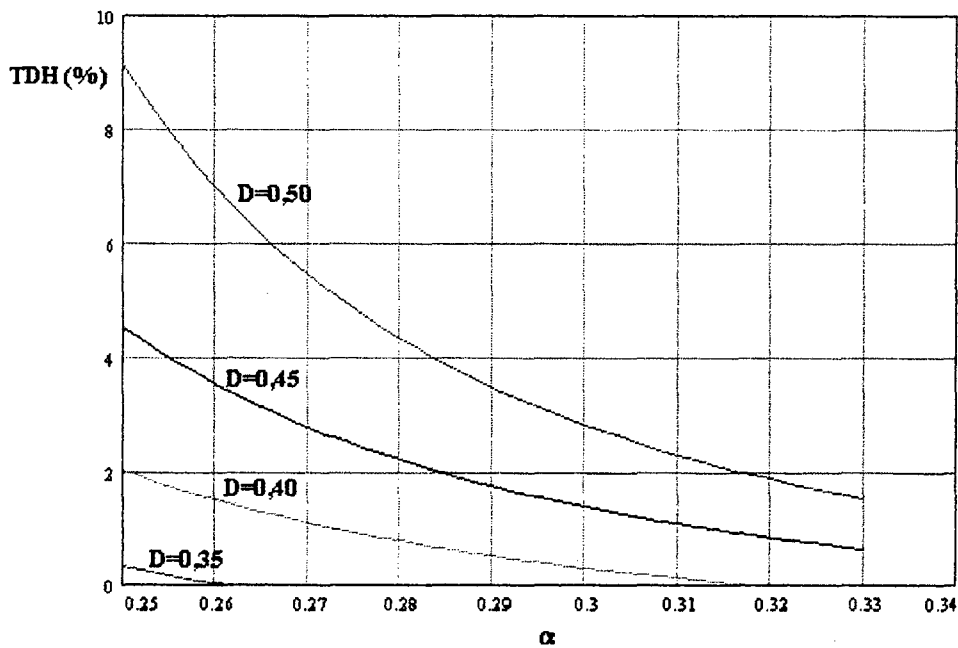


Fig. 1.15 - Ábaco da taxa de distorção harmônica.

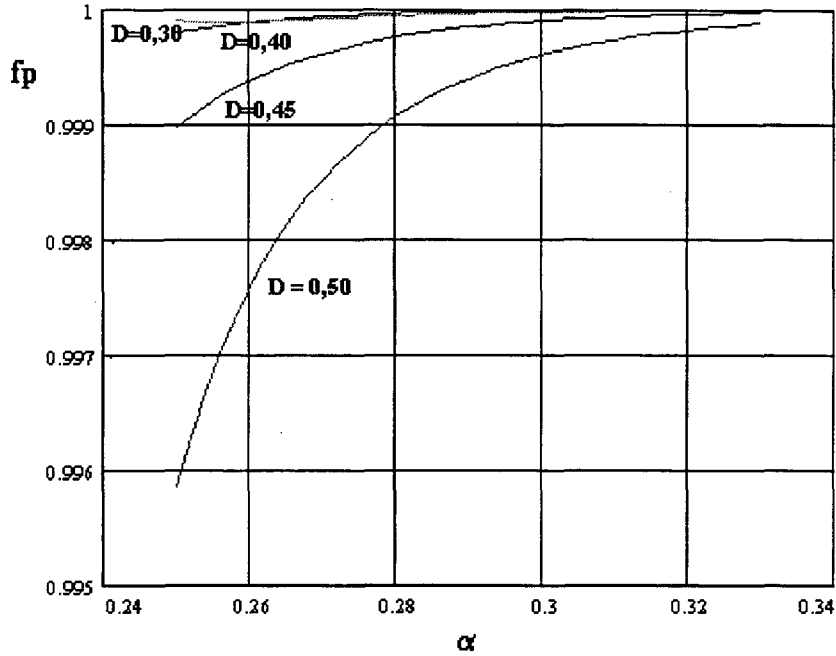


Fig. 1.16 - Ábaco do fator de potência normalizado.

1.5 OBTENÇÃO DA CARACTERÍSTICA EXTERNA PARA CARGA ISOLADA.

Na Fig. 1.1 é apresentada a topologia completa isolada levando em conta o filtro de entrada, o qual elimina as componentes de alta frequência da corrente de entrada. Nesta topologia foi eliminada a conexão do fio neutro da fonte trifásica com o secundário do transformador principal, eliminando-se assim a componente de terceira harmônica.

O estágio de saída é composto de um transformador de alta frequência, com ponto central no secundário, dois diodos retificadores de saída, um circuito grampeador utilizado para limitar o máximo valor da tensão sobre os diodos de saída, um filtro LC e a carga.

1.5.1 ANÁLISE QUANTITATIVA:

A potência de entrada pode ser calculada pela expressão (1.11).

$$P_I = 3 \frac{V_m \cdot I_{pl}}{2} \quad (1.11)$$

Onde a corrente de pico no indutor Boost é dada pela expressão (1.12).

$$I_{pl} = \frac{V_m}{4 \cdot f_s \cdot L_p} \overline{I_{pl}} \quad (1.12)$$

Considerando rendimento unitário tem-se:

$$P_i = P_o \quad (1.13)$$

Então de (1-11)

$$I_{Lp1} = \frac{2 \cdot P_o}{3 \cdot V_m} \quad (1.14)$$

Das expressões (1-12) e (1-14) obtém-se:

$$P_o = \frac{3 \cdot V_m^2}{8 \cdot f_s \cdot L_p} \overline{I_{p1}} \quad (1.15)$$

Sendo:

$$P_o = V_o \cdot I_o \quad (1.16)$$

Resulta:

$$I_o = \frac{3 \cdot V_m}{8 \cdot f_s \cdot L_p \cdot \frac{V_o}{V_m}} \overline{I_{p1}} \quad (1.17)$$

Sendo:

$$\alpha = \frac{V_o}{V_m} \quad (1.18)$$

Ou da equação (1.6),

$$\alpha = \frac{2 \cdot \beta \cdot D}{n} \quad (1.19)$$

Então a equação (1.17) pode ser escrita como:

$$I_o = \frac{3 \cdot V_m}{8 \cdot f_s \cdot L_p \cdot \alpha} \overline{I_{p1}} \quad (1.20)$$

O valor normalizado da corrente I_o será:

$$\overline{I_o} = \frac{\overline{I_{p1}}}{\alpha} \quad (1.21)$$

Então:

$$I_o = \frac{3 \cdot V_m}{8 \cdot f_s \cdot L_p} \overline{I_o} \quad (1.22)$$

Onde $\overline{I_{p1}}$ é a corrente de pico normalizada em função do ganho de tensão. O valor de $\overline{I_o}$ pode ser calculado através da expressão (1.23).

$$\begin{aligned}
I_o = & \frac{2}{\pi} \left[\int_0^{\text{asin}\left[\alpha \cdot \frac{n}{2 \cdot D} \cdot (0.5 - D)\right]} \frac{\sin(\theta) \cdot D^2}{\left(0.5 - \frac{\sin(\theta)}{\alpha \cdot \frac{n}{2 \cdot D}}\right)} \cdot \sin(\theta) \, d\theta \right. \\
& + \int_{\text{asin}\left[\alpha \cdot \frac{n}{2 \cdot D} \cdot (0.5 - D)\right]}^{\pi - \text{asin}\left[\alpha \cdot \frac{n}{2 \cdot D} \cdot (0.5 - D)\right]} \left[\frac{\sin(\theta) \cdot D}{\left[\sin(\theta) + \alpha \cdot \frac{n}{2 \cdot D} \cdot (D - 0.5)\right]} \cdot \left[\frac{D + 0.5}{\left(1 - \frac{\sin(\theta)}{\alpha \cdot \frac{n}{2 \cdot D}}\right) \cdot 2} - D \right] \right] \cdot \sin(\theta) \, d\theta \\
& + \int_{\pi - \text{asin}\left[\alpha \cdot \frac{n}{2 \cdot D} \cdot (0.5 - D)\right]}^{\pi} \frac{\sin(\theta) \cdot D^2}{\left(0.5 - \frac{\sin(\theta)}{\alpha \cdot \frac{n}{2 \cdot D}}\right)} \cdot \sin(\theta) \, d\theta \left. \right]
\end{aligned}$$

α

(1-23)

$$I_o = \frac{2}{\pi} \left[\int_0^{\pi} \frac{\sin(\theta) \cdot D^2}{\left(0.5 - \frac{\sin(\theta)}{\alpha \cdot \frac{n}{2 \cdot D}}\right)} \cdot \sin(\theta) \, d\theta \right]$$

α

(1-24)

Antes de apresentar a característica externa do conversor é necessário esclarecer que a expressão (1-23) é válida somente para razões cíclicas elevadas (tendendo a 0,5). Quando a razão cíclica tende a zero deve-se utilizar a expressão (1-24). As formas de onda da corrente no indutor Boost e da tensão de entrada para o primeiro e segundo caso são mostradas nas Figuras 1.17 e 1.18 respectivamente.

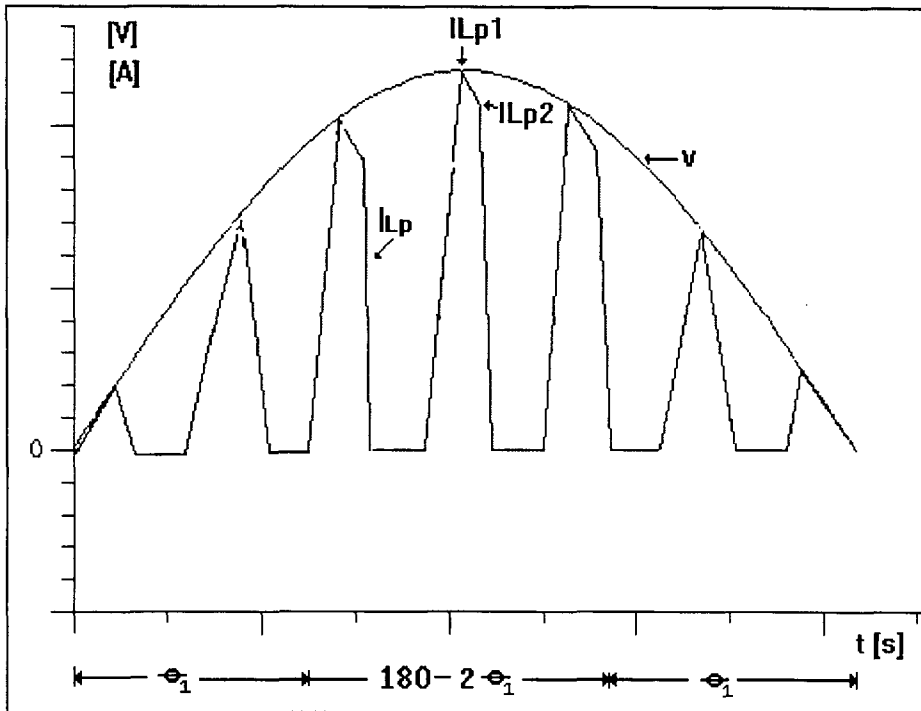


Fig. 1.17 Formas de onda da corrente no indutor principal e da tensão de entrada quando a razão cíclica tende a 0.5.

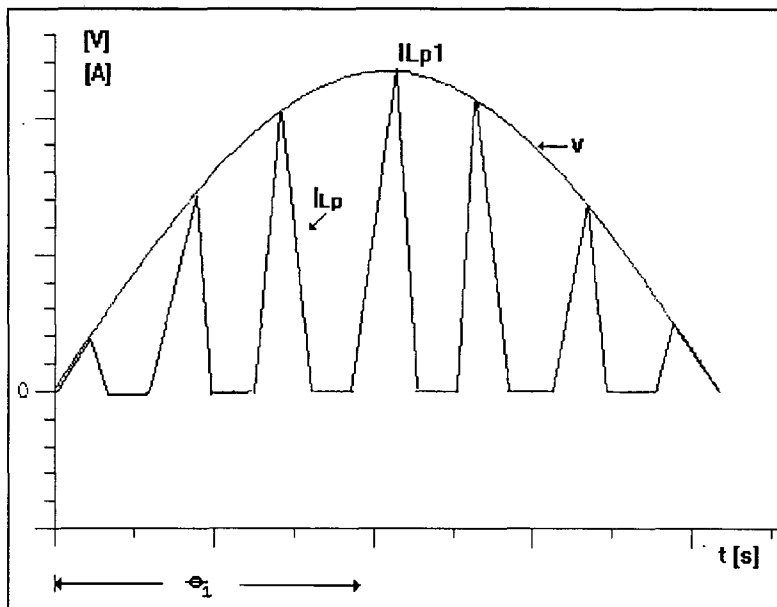


Fig. 1.18 Formas de onda da corrente no indutor principal e da tensão de entrada quando a razão cíclica tende a zero.

Como pode-se observar da Fig. 1.18, existe uma razão cíclica crítica (D_c) na qual o ângulo $\theta_1 = 90^\circ$. Para calcular esta razão cíclica crítica utiliza-se o valor do limite de integração da primeira integral da expressão 1-23, apresentado na expressão (1.25):

$$\text{sen } \theta_1 = \alpha \frac{n}{2 \cdot D} (0.5 - D) \quad (1.25)$$

Resolvendo a expressão (1.25) com $\theta_1 = 90^\circ$ obtém-se:

$$D_C = \frac{0.5}{\left(\frac{2}{\alpha \cdot n} + 1\right)} \quad (1.26)$$

Na Fig. 1-19 são apresentadas as formas de onda da característica externa, tomando-se a razão cíclica como parâmetro. Neste caso utiliza-se uma relação de transformação $n = 4,8$.

Caso tenha-se $D \leq \frac{0.5}{\left(\frac{2}{\alpha \cdot n} + 1\right)}$ utiliza-se a expressão (1-24). Em caso contrário utiliza-se a

expressão (1-23).

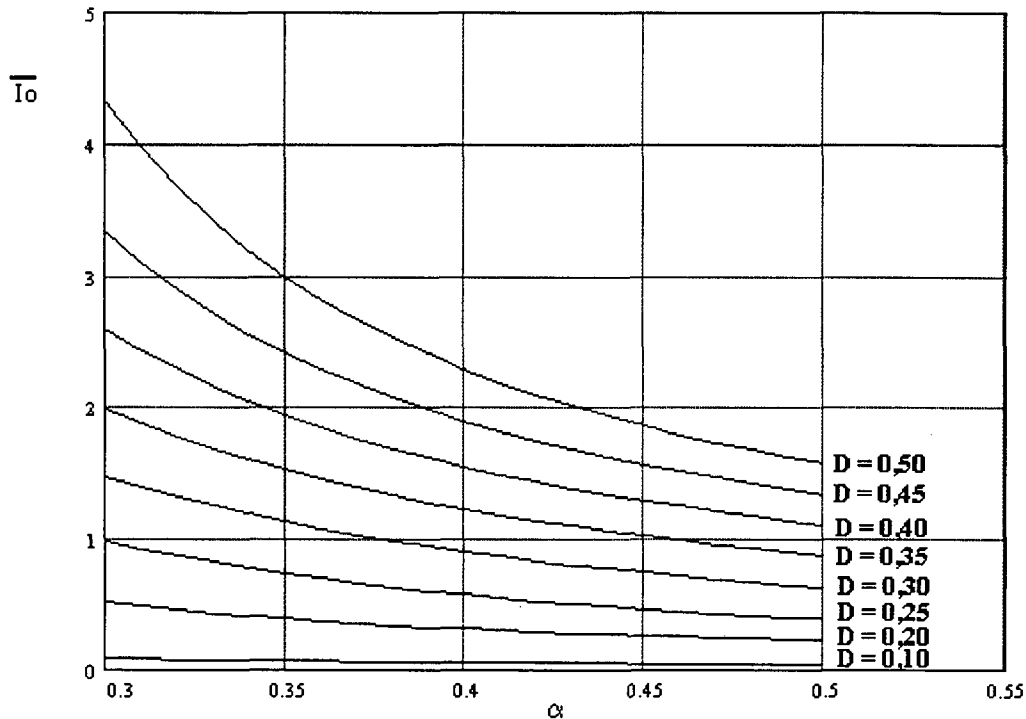


Fig. 1.19 Característica externa do conversor IPÊ com carga isolada.

A característica de saída revela duas propriedades interessantes do conversor em estudo. A primeira é que esta tem característica de fonte de corrente, e a segunda é que a corrente de saída varia quase linearmente com a razão cíclica. A primeira propriedade facilita a tarefa de associação de conversores em paralelo e protege este contra sobrecargas e curtos-circuitos. A segunda propriedade certamente facilita o controle e estabilização em malha fechada.

1.6 CÁLCULO DA TENSÃO DE BARRAMENTO CC EM FUNÇÃO DA RAZÃO CÍCLICA

Na Fig. 1.20 apresenta-se o circuito equivalente da etapa de saída e as formas de onda da tensão no primário e no secundário do transformador de saída.

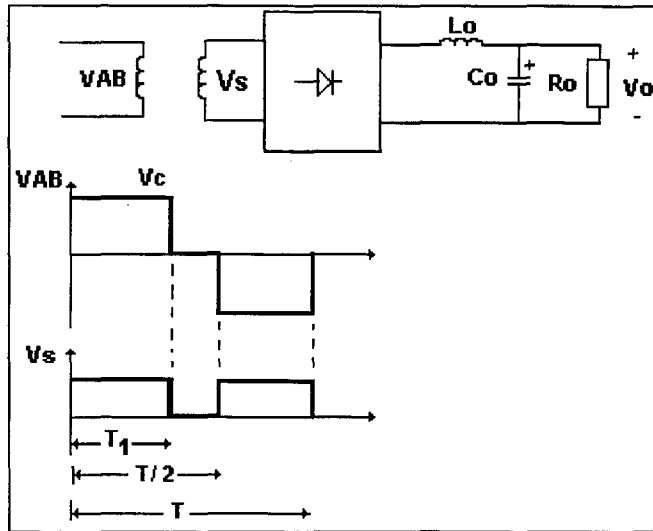


Fig 1.20 Circuito equivalente da saída e as formas de onda da tensão do transformador de saída.

Onde:

$$V_o = V_s \frac{2 \cdot T_1}{T} \quad (1.27)$$

Como:

$$D = \frac{T_1}{T} \quad (1.28)$$

$$V_c = n \cdot V_s \quad (1.29)$$

Então:

$$V_c = n \cdot \frac{V_o}{2 \cdot D} \quad (1.30)$$

Normalizando-se:

$$\overline{V_c} = \frac{1}{D} \quad (1.31)$$

Onde:

$$V_c = n \frac{V_o}{2} \overline{V_c} \quad (1.32)$$

Na Fig. 1.21 apresenta-se a curva da tensão de barramento CC em função da razão cíclica. Como pode-se observar a medida que a razão cíclica aproxima-se de zero a tensão de barramento

tende a infinito. Então, torna-se necessária a definição de uma carga mínima de funcionamento, de tal maneira a limitar a tensão máxima nas chaves.

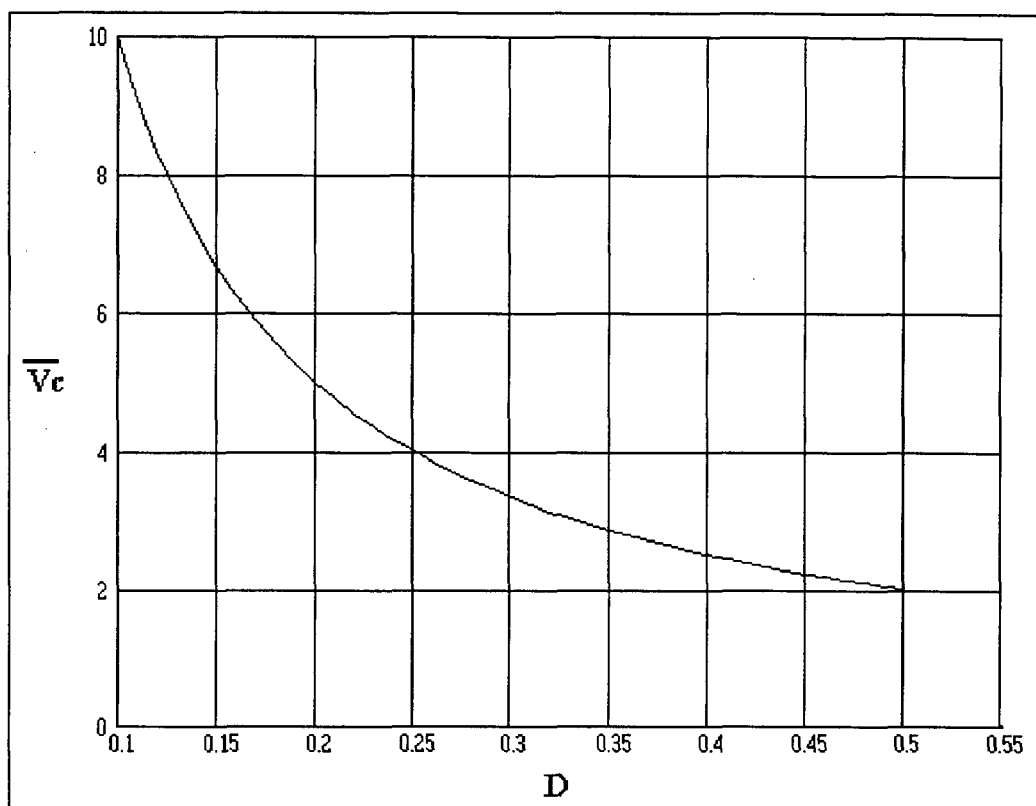


Fig. 1.21 Tensão de barramento em função da razão cíclica.

1.7 CONCLUSÕES

- Geralmente, nos circuitos trifásicos, o equacionamento é bastante complexo, originando-se equações complicadas, tornando-se muito difícil a obtenção de expressões analíticas. Neste trabalho o problema é resolvido utilizando métodos computacionais, os quais permitem a obtenção de ábacos, facilitando-se assim o cálculo dos parâmetros do conversor.
- No conversor proposto a corrente de entrada varia em forma senoidal, naturalmente, com uma taxa de distorção harmônica muito baixa, obtendo-se portanto um alto fator de potência.
- Foram deduzidas as equações fundamentais para a obtenção da característica externa e a tensão de barramento do conversor operando em condução descontínua. Tais equações juntamente com os ábacos obtidos, constituem-se em ferramentas úteis para análise e projeto de estruturas semelhantes.
- A característica de tensão de barramento em função da razão cíclica, revela que o projeto do conversor deve prever uma carga mínima de tal maneira a evitar sobretensões nas chaves.

CAPITULO II

ESTUDO DA COMUTAÇÃO

2.1 INTRODUÇÃO:

Apesar de apresentar características de saída desejáveis para efeito de controle da tensão de saída, o conversor apresenta como principal inconveniente a necessidade de operar com uma carga mínima, a qual garanta a comutação das chaves semicondutoras principais sob tensão nula. Com a finalidade de trabalhar em quase toda a faixa da carga, utilizam-se indutores auxiliares de comutação.

Neste estudo são apresentadas três possíveis configurações com suas respectivas vantagens e desvantagens.

2.2 ESTUDO DA COMUTAÇÃO SEM INDUTORES AUXILIARES DE COMUTAÇÃO

2.2.1 COMUTAÇÃO NO BRAÇO ESQUERDO [t1-t2]

A comutação do braço esquerdo sempre acontece quando a corrente $I = I_{L4} + I_{L6}$ é máxima (corrente através da chave no instante que se inicia a comutação). O circuito equivalente desta comutação é mostrado na Fig. 2-1.

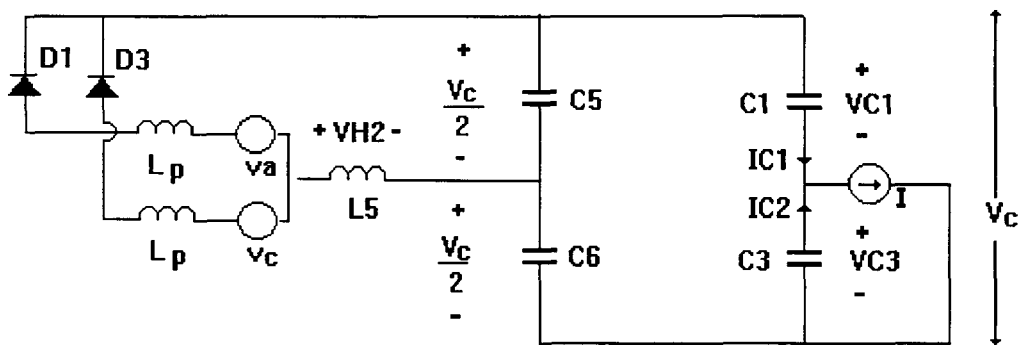


Fig. 2-1 Circuito equivalente no intervalo de comutação do braço esquerdo.

Durante esta comutação a corrente I é considerada como uma fonte de corrente constante.

No instante t_1 o interruptor T_1 é bloqueado e as tensões $V_{C1}(t)$ e $V_{C3}(t)$ variam linearmente até o instante em que $V_{C3}(t)$ torna-se igual a zero e $V_{C1}(t)$ atinge o valor de V_c .

A corrente I será a soma das correntes I_{L4} e I_{L6} (correntes nos primários dos transformadores), onde as correntes tem as formas de onda mostrada na Figura 2-2.

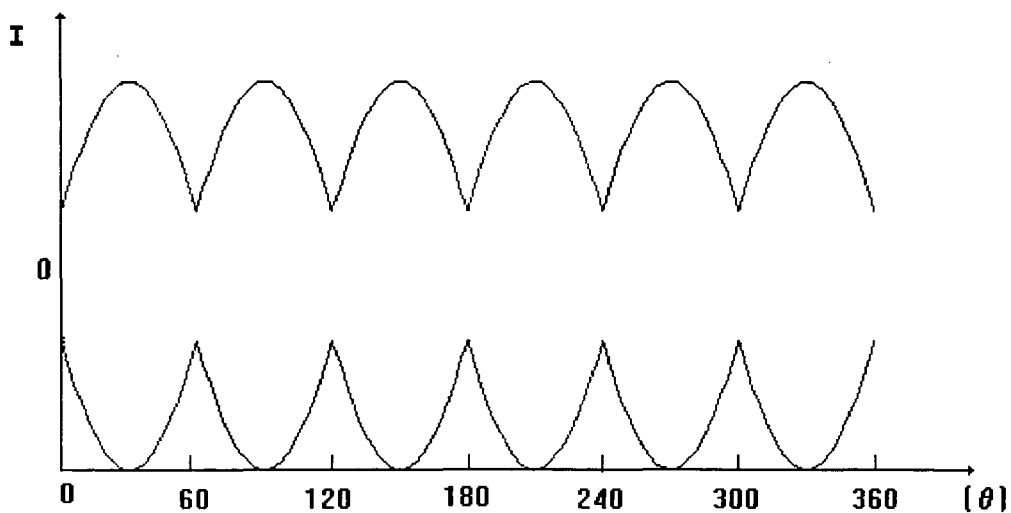


Fig. 2-2 Formas de onda da corrente I.

Como pode-se observar da Fig. 2-2 os valores mínimos de corrente ocorrem para $\theta=60^\circ$ e nos múltiplos de 60° , instantes nos quais uma das correntes de entrada i_a , i_b , ou i_c (Fig. 1.1) anula-se. No caso mais desfavorável (por exemplo $\theta=60^\circ$) a corrente I, ainda atinge um valor o suficientemente elevado, coma para garantir a carga e descarga dos capacitores C1 e C3 respectivamente em toda a faixa da carga.

No instante $t=t_1$

$$V_{C1}(t_1) = 0 \quad (2-1)$$

$$V_{C3}(t_1) = V_c \quad (2-2)$$

$$I = I_{L4} + I_{L6} \quad (2-3)$$

Para $\theta=60^\circ$ as correntes nos diodos retificadores D2 e D3 = 0.

Então $I_{L5} = I_{Lp1}$

Sendo a relação de transformação $r_t = \frac{I_{L5}}{I_{L4}} = 2 \quad (2-4)$

$$I_{L4} = \frac{I_{Lp1}}{2} \quad (2-5)$$

Então a corrente I no instante t_1 é:

$$I = \frac{I_{Lp1}}{2} + I_{L6} \quad (2-6)$$

Em $t=t_1$ $V_{H2} = \frac{V_c}{2} \quad (2-7)$

Do circuito equivalente para o caso mais desfavorável ($\theta=60^\circ$) tem-se:

$$-v_a + V_{Lp} - V_{H2} + \frac{V_c}{2} = 0 \quad (2-8)$$

Substituindo (2-7) em (2-8) obtém-se:

$$v_a = V_{Lp} \quad (2-9)$$

Então:

$$V_{Lp} = V_m \cdot \text{sen } \theta \quad (2-10)$$

A expressão (2-10) pode ser considerada constante para todo o período de chaveamento.

A tensão no indutor principal é:

$$V_{Lp} = L_p \frac{di_{Lp}}{dt} \quad (2-11)$$

De (2-10) e (2-11) obtém-se:

$$i_{Lp}(t) = \frac{1}{L_p} \int_0^t V_m \cdot \text{sen } \theta \cdot dt \quad (2-12)$$

$$i_{Lp}(t) = \frac{V_m \cdot \text{sen } \theta}{L_p} t \quad (2-13)$$

Para $t=t_1$

$$i_{Lp}(t_1) = i_{Lp1} = \frac{V_m \cdot \text{sen } \theta}{L_p} t_1 \quad (2-14)$$

$$\text{Como: } D = \frac{t_1}{t_s} \quad (2-15)$$

D = razão cíclica

Então:

$$i_{Lp1} = \frac{V_m \cdot \text{sen } \theta}{f_s \cdot L_p} D \quad (2-16)$$

Finalmente a corrente I pode ser expressa pela equação (2-17)

$$I = \frac{V_m \cdot \text{sen } \theta}{2 \cdot f_s \cdot L_p} D + i_{L6} \quad (2-17)$$

Sendo i_{L6} a corrente de carga referida ao primário

$$\text{Então: } i_{L6} \approx I_o \frac{N_s}{N_p} = \frac{I_o}{n} \quad (2-18)$$

Sendo " n " a relação de transformação do transformador de saída.

Então:

$$I = \frac{V_m \cdot \text{sen } \theta}{2 \cdot f_s \cdot L_p} D + \frac{I_o}{n} \quad (2-19)$$

Este é um valor aproximado, devido ao fato de não ter sido levado em conta os valores das correntes magnetizantes dos transformadores.

2.2.1.1 CÁLCULO DO TEMPO DA COMUTAÇÃO

A corrente

$$I_{C1} = \frac{I}{2} \quad (2-20)$$

$$V_{C1}(t) = \int_{t_1}^t \frac{I_{C1}}{C} dt + V_{C1} \quad (2-21)$$

Para $t=t_2$

$$V_{C1}(t_2) = \frac{I}{2} \frac{(t_2 - t_1)}{C_1} + 0 = V_c \quad (2-22)$$

O tempo desta comutação é:

$$\Delta t_2 = \frac{2 \cdot V_c \cdot C_1}{\frac{V_m \cdot \text{sen } \theta \cdot D}{2 \cdot f_s \cdot L_p} + \frac{I_o}{n}} \quad (2-23)$$

2.2.2 COMUTAÇÃO NO BRAÇO DIREITO [T3-T4]

Esta comutação pode ser considerada mais crítica comparada com o caso anterior, devido ao fato de os primários dos transformadores permanecerem em roda livre (até imediatamente antes da esta comutação) através do diodo D9 e do interruptor T4 fazendo com que $V_{AB} = V_{H2} = 0$. Portanto, somente as energias armazenadas nas indutâncias de dispersão dos transformadores estão disponíveis para realizar a comutação. O circuito equivalente desta comutação é mostrado na Fig. 2-3.

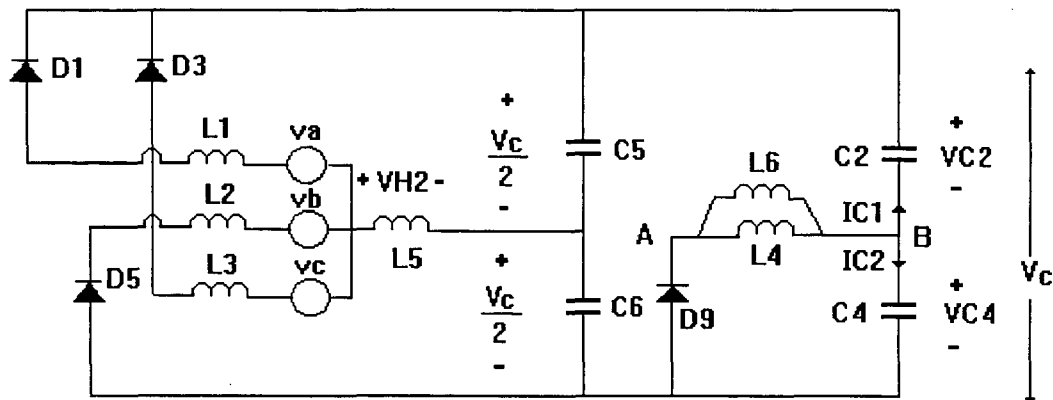


Fig. 2-3 Circuito equivalente da comutação do braço direito.

No instante $t_3 = \frac{t_s}{2}$ o Interruptor T4 é bloqueado e o Interruptor T2 é colocado em condução, assim as tensões $VC_2(t_s/2)=V_c$ e $VC_4(t_s/2)=0$ variam linearmente até o instante t_4 quando $VC_2(t_4)=0$ e $VC_4(t_4)=V_c$. No intervalo t_2-t_3 a tensão $V_{H2} = 0$.

Então do circuito da Fig. 2-3 têm-se:

$$-v_a + V_{Lp} + \frac{V_c}{2} + V_{H2} = 0 \quad (2-24)$$

$$V_{Lp} = v_a - \frac{V_c}{2} \quad (2-25)$$

$$V_{Lp} = V_m \cdot \text{sen } \theta - \frac{V_c}{2} \quad (2-26)$$

Da expressão (2-11) tem-se:

$$i_{Lp}(t) = \frac{1}{L_p} \int_{t_2}^t (V_m \cdot \text{sen } \theta - \frac{V_c}{2}) dt + i_{Lp}(t_1) \quad (2-27)$$

Para $t=t_s/2$

$$i_{Lp}(t_s/2) = \frac{1}{L_p} \left(V_m \cdot \text{sen } \theta - \frac{V_c}{2} \right) \left(\frac{t_s}{2} - t_2 \right) + \frac{V_m \cdot \text{sen } \theta}{f_s \cdot L_p} D \quad (2-28)$$

Como o intervalo $[t_1-t_2]$ é muito pequeno pode-se assumir $t_1 \approx t_2$ e como $t_1 = D \cdot t_s$, então a expressão (2-28) pode ser escrita como:

$$i_{Lp}(t_s/2) = \frac{1}{2 \cdot f_s \cdot L_p} (V_m \cdot \text{sen } \theta + V_c(D - 0,5)) \quad (2-29)$$

$$\text{No instante } t_3 \quad i_{L5} = i_{Lp} \quad (2-30)$$

Sendo:

$$I' = \frac{i_{L5}}{2} + i_{L6} \quad (2-31)$$

$$\text{Como o ganho de tensão de barramento: } \beta = \frac{V_c}{V_m} \quad (2-32)$$

Então:

$$I' = \frac{V_m}{4 \cdot f_s \cdot L_p} (\text{sen } \theta + \beta(D - 0,5)) + i_{L6} \quad (2-33)$$

Onde a forma de onda da corrente i_{L6} é mostrada na Fig. 2-4, e pode ser expressa de forma aproximada pela equação (2-34), onde I_o representa a corrente de saída.

$$i_{L6} = \left(I_o + \frac{\Delta i_{L'}}{2} - \Delta i_L \right) \frac{N_s}{N_p} \quad (2-34)$$

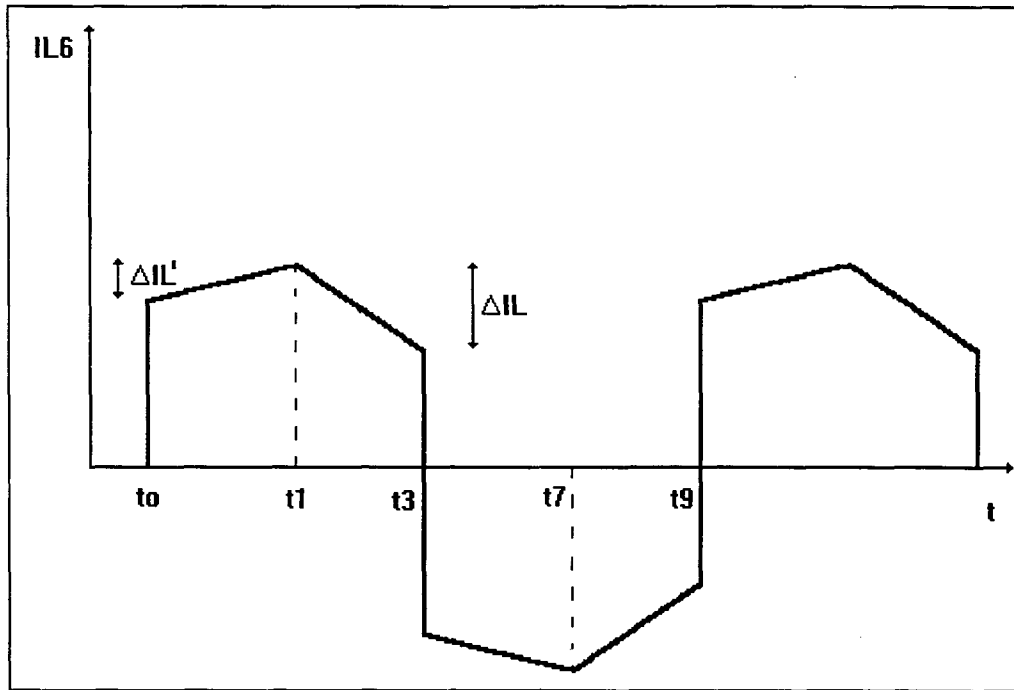


Fig. 2-4 Forma de onda da corrente i_{L6} .

2.2.2.1 CÁLCULO DE Δi_L

Na roda livre a tensão $V_{AB}=0$ então a tensão de saída $V_o=V_{Lo}$.

Então a corrente no indutor do filtro de saída no intervalo $[t_1-t_s/2]$ é dada pela expressão (2-35).

$$i_{Lo}(t) = -\frac{1}{L_o} \int_{t_1}^{t_s/2} V_o \cdot dt + I_{CI} \quad (2-35)$$

$$i_{Lo} - I_{CI} = -\frac{1}{L_o} V_o \left(\frac{t_s}{2} - D \cdot t_s \right) \quad (2-36)$$

$$\Delta i_L = -\frac{V_o(1-2 \cdot D)}{2 \cdot L_o \cdot f_s} \quad (2-37)$$

Referindo-se ao primário, tem-se:

$$\Delta i_L = -\frac{V_o(1-2 \cdot D)}{2 \cdot L_o \cdot f_s} \frac{N_s}{N_p} \quad (2-38)$$

2.2.2.2 CÁLCULO DE $\Delta IL'$

$$\Delta IL' = \frac{1}{L_o} \int_0^{t1} \left(V_c \frac{N_s}{N_p} - V_o \right) dt \quad (2-39)$$

$$\Delta IL' = \frac{D}{L_o \cdot f_s} \left(\beta \cdot V_m \frac{N_s}{N_p} - V_o \right) \quad (2-40)$$

Referindo-se ao primário, tem-se:

$$\Delta IL' = \frac{D}{L_o \cdot f_s} \left(\beta \cdot V_m \frac{N_s}{N_p} - V_o \right) \frac{N_s}{N_p} \quad (2-41)$$

Então:

$$I' = \frac{V_m}{4 \cdot f_s \cdot L_p} (\text{sen } \theta + \beta(D - 0,5)) + \left(I_o + \frac{\Delta IL'}{2} - \Delta IL \right) \frac{N_s}{N_p} \quad (2-42)$$

$$I' = \frac{V_m}{4 \cdot f_s \cdot L_p} (\text{sen } \theta + \beta(D - 0,5)) + \left(I_o + \frac{D}{2 \cdot L_o \cdot f_s} \left(\beta \cdot V_m \frac{N_s}{N_p} - V_o \right) - \frac{V_o}{2 \cdot L_o \cdot f_s} (1 - 2 \cdot D) \right) \frac{N_s}{N_p} \quad (2-43)$$

Como:

$$\beta = \frac{N_p}{N_s} \frac{V_o}{V_m} \frac{1}{2 \cdot D} \quad (2-44)$$

e:

$$\alpha = \frac{V_o}{V_m} \quad (2-45)$$

Substituindo (2-44) e (2-45) em (2-43) e resolvendo-se obtém-se a expressão (2-46)

$$I' = \frac{V_m}{2 \cdot f_s} \left[\frac{\text{sen } \theta}{2 \cdot L_p} + \alpha(D - 0,5) \left(\frac{N_p}{N_s} \frac{1}{4 \cdot D \cdot L_p} + \frac{1}{L_o} \frac{N_s}{N_p} \right) \right] + I_o \frac{N_s}{N_p} \quad (2-46)$$

Como:

$$\frac{N_p}{N_s} \frac{1}{4 \cdot D \cdot L_p} \gg \frac{1}{L_o} \frac{N_s}{N_p} \quad (2-47)$$

Normalizando-se :

$$I' = \frac{V_m}{2 \cdot f_s \cdot L_p} \bar{I} \quad (2-48)$$

Onde:

$$\bar{I} = \left[\frac{\sin \theta}{2} + \alpha(D - 0,5) \left(\frac{N_p}{N_s} \frac{1}{4 \cdot D} \right) \right] + \bar{I}_0 \frac{N_s}{N_p} \quad (2-49)$$

Utilizando o programa Mathcad obtém-se as formas de onda da corrente normalizada \bar{I} tomando a razão cíclica como parâmetro (Fig. 2-5).

$$\bar{I} = \left[\frac{\sin(\theta)}{2} + \alpha \cdot (D - 0,5) \cdot \left(\frac{n \cdot 1}{4D} \right) \right. \\ \left. + \frac{2}{\pi} \int_0^{\text{asin} \left[\alpha \cdot \frac{n}{2D} \cdot (0,5 - D) \right]} \frac{\sin(\theta) \cdot D^2}{\left(0,5 - \frac{\sin(\theta)}{\alpha \cdot \frac{n}{2D}} \right)} \cdot \sin(\theta) d\theta \right. \\ \left. + \int_{\text{asin} \left[\alpha \cdot \frac{n}{2D} \cdot (0,5 - D) \right]}^{\pi - \text{asin} \left[\alpha \cdot \frac{n}{2D} \cdot (0,5 - D) \right]} \left[\frac{\sin(\theta) \cdot D}{\left[\frac{\sin(\theta)}{\alpha \cdot \frac{n}{2D}} \cdot (D - 0,5) \right]} + \left[\frac{D + 0,5}{\left(1 - \frac{\sin(\theta)}{\alpha \cdot \frac{n}{2D}} \right) \cdot 2} - D \right] \right] \cdot \sin(\theta) d\theta \right. \\ \left. + \int_{\pi - \text{asin} \left[\alpha \cdot \frac{n}{2D} \cdot (0,5 - D) \right]}^{\pi} \frac{\sin(\theta) \cdot D^2}{\left(0,5 - \frac{\sin(\theta)}{\alpha \cdot \frac{n}{2D}} \right)} \cdot \sin(\theta) d\theta \right] \\ \left. + \frac{4}{3} \cdot \alpha \cdot n \right] \quad (2.50)$$

Com $n = \frac{N_p}{N_s} = 4,8$, $\theta = \frac{\pi}{3}$ e utilizando a equação (2.50) desenha-se as curvas da Fig. 2.5.

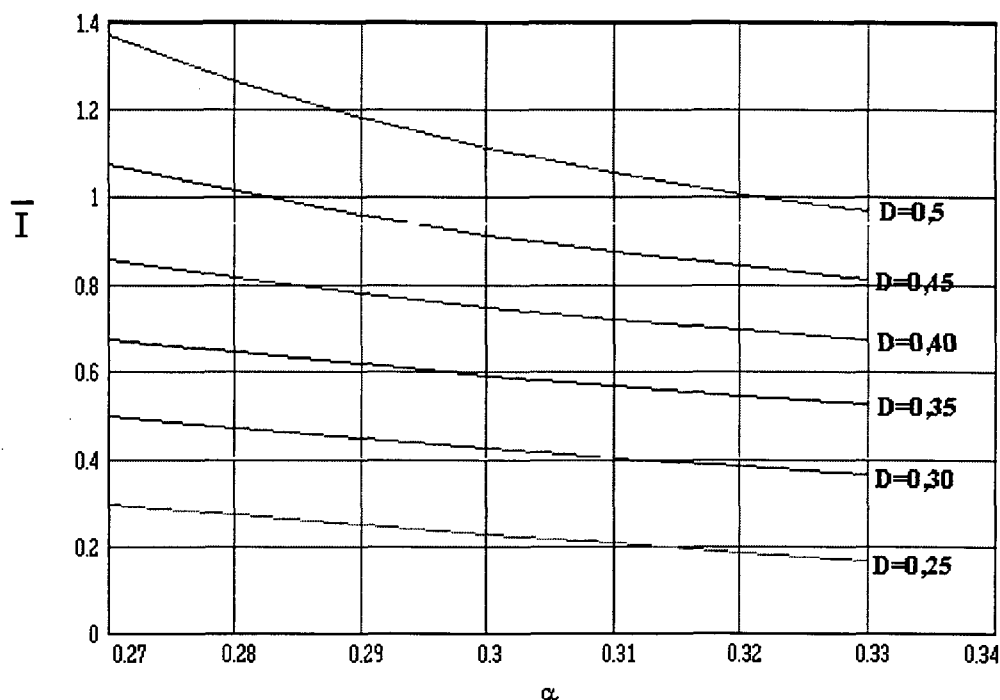


Fig. 2-5 Formas de onda da corrente normalizada \bar{I}' parametrizada em função da razão cíclica D .

Em resumo pode-se dizer que para razões cíclicas grandes ($D \rightarrow 0,5$) a corrente I' (Fig. 1.11) é suficientemente elevada, permitindo a carga e descarga dos capacitores de comutação, mas à medida que a razão cíclica diminui a corrente I' diminui até anular-se. Isto acontece porque a corrente $IL4$ diminui até igualar-se a sua corrente de magnetização, ao mesmo tempo que a corrente do transformador de saída $IL6$ diminui até ser igual à sua corrente de magnetização, mas com sinal contrário a $IL4$. Então $I' = IL4 + IL6 = 0$, não se dispondo de corrente para descarregar os capacitores de comutação. Com a finalidade de visualizar tal fato, nas Figuras 2-6, 2-7, 2-8 e 2-9 são mostradas algumas formas de onda obtidas por simulação.

Na Fig. 2-6 apresentam-se as formas de onda das correntes nos primários dos transformadores para um ciclo de chaveamento com o conversor operando a plena carga ($D=0,4$). Como pode-se observar a corrente $I = IL4 + IL6$ no instante da comutação é de um valor suficientemente elevado, a qual permite a carga e descarga dos capacitores de comutação. Na Fig. 2-7 apresenta-se um detalhe da tensão e da corrente no capacitor $C2$, como pode-se observar consegue-se comutação suave (ZVS) num tempo muito pequeno.

Na Fig. 2-8 apresenta-se as formas de onda das correntes nos primários dos transformadores para um ciclo de chaveamento com o conversor operando a 60% da carga ($D=0,3$). Neste caso a corrente I' , no instante da comutação, é de um valor muito pequeno e como pode-se observar através da Fig. 2-9 não é possível descarregar os capacitores de comutação no tempo disponível para a

comutação. Então faz-se necessário a utilização de indutores de ajuda à comutação, para operar com comutação suave (ZVS) em toda a faixa da carga.

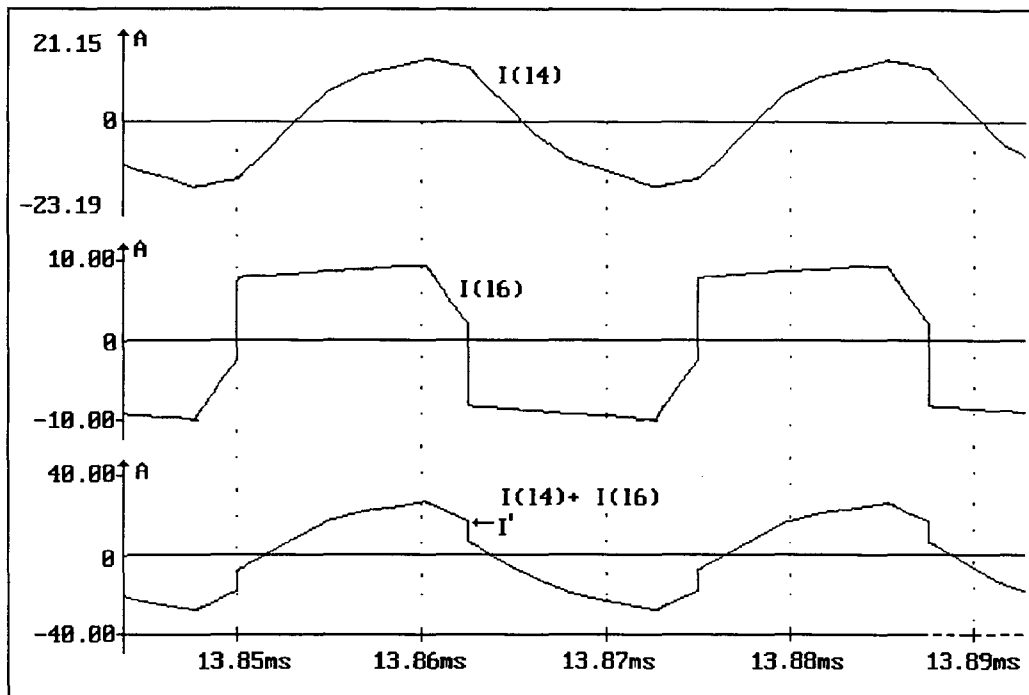


Fig. 2-6 Formas de onda das correntes nos primários dos transformadores para frequência de chaveamento com $D=0,4$.

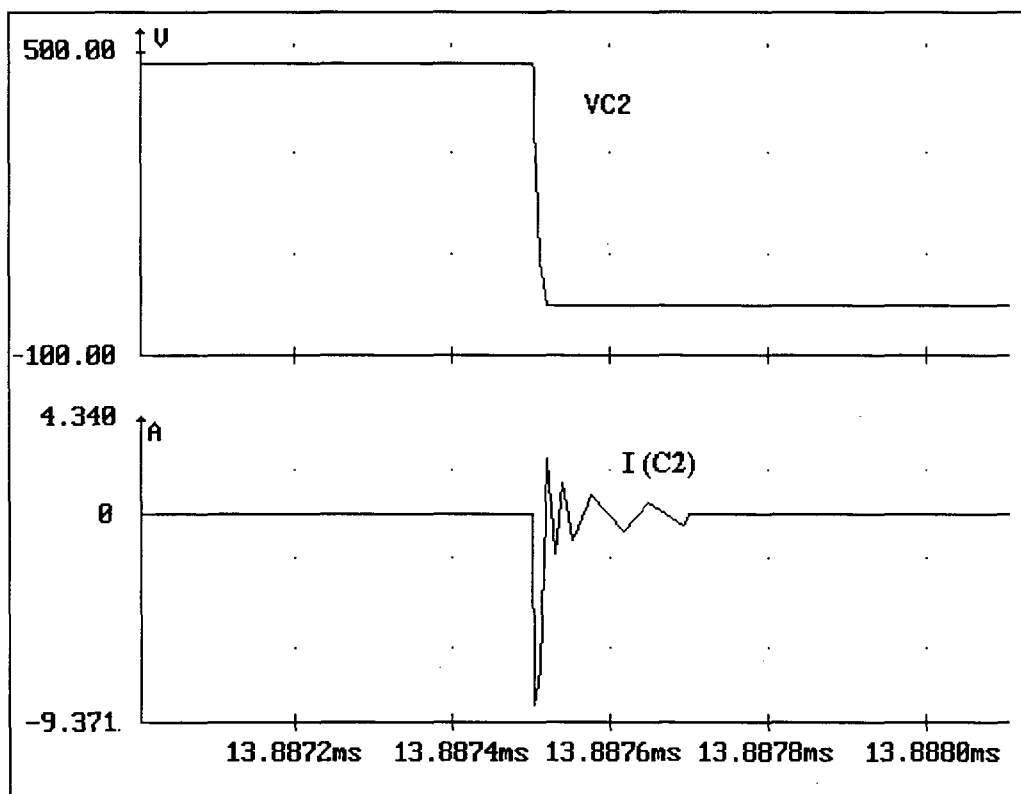


Fig. 2-7 Formas de onda da tensão e da corrente no capacitor C2 no intervalo da comutação com $D=0,4$.

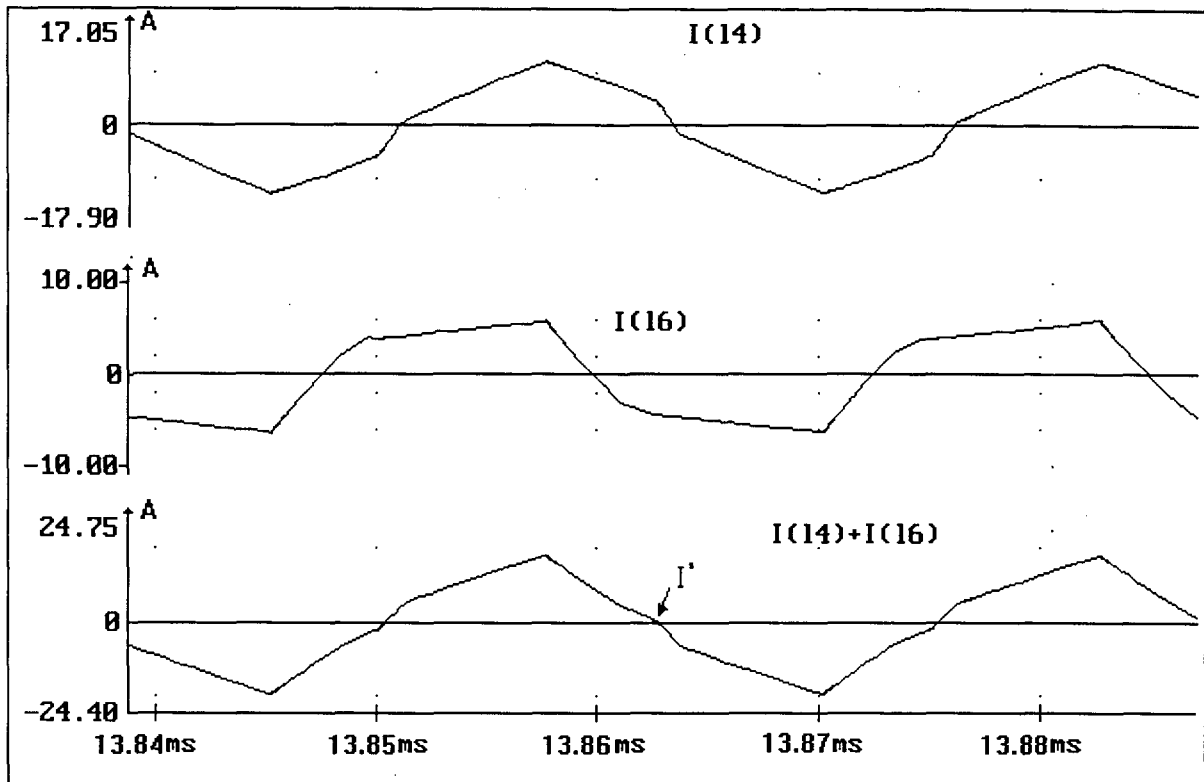


Fig. 2-8 Formas de onda das correntes nos primários dos transformadores para frequência de chaveamento com $D=0,3$.

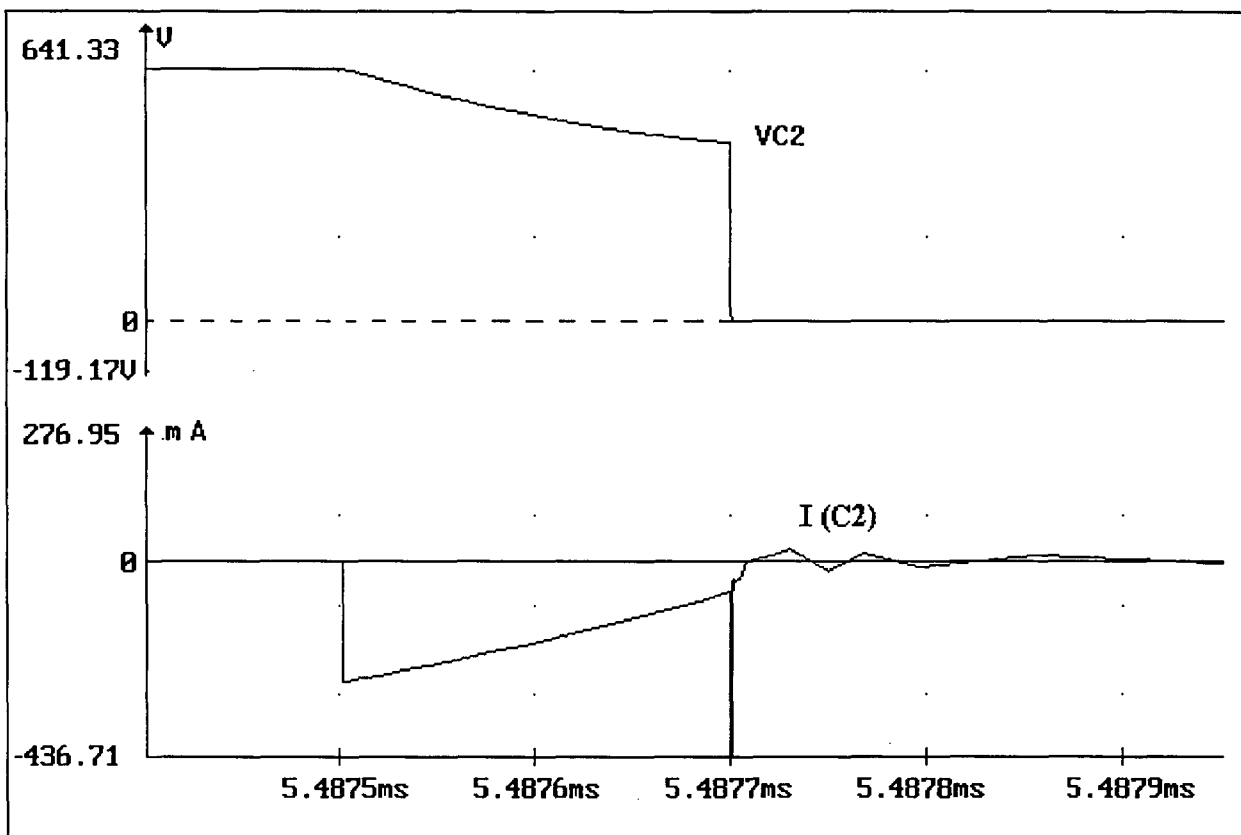


Fig. 2-9 Formas de onda da tensão e da corrente no capacitor C2 no intervalo da comutação com $D=0,3$.

2.3 COMUTAÇÃO COM INDUTOR EM SÉRIE COM O PRIMÁRIO DO TRANSFORMADOR DE SAÍDA

Com a finalidade de superar as dificuldades de comutação para razões cíclicas baixas, coloca-se em série com o primário do transformador de saída um indutor (L_r). A Indutância L_r é somada à indutância de dispersão do transformador, permitindo assim a comutação com tensão zero (ZVS). O circuito equivalente é mostrado na Fig. 2-10 e as formas de onda na Fig. 2-11(a). Na Fig. 2-11(b) são apresentadas para efeito de comparação as formas de onda sem o indutor de ajuda à comutação.

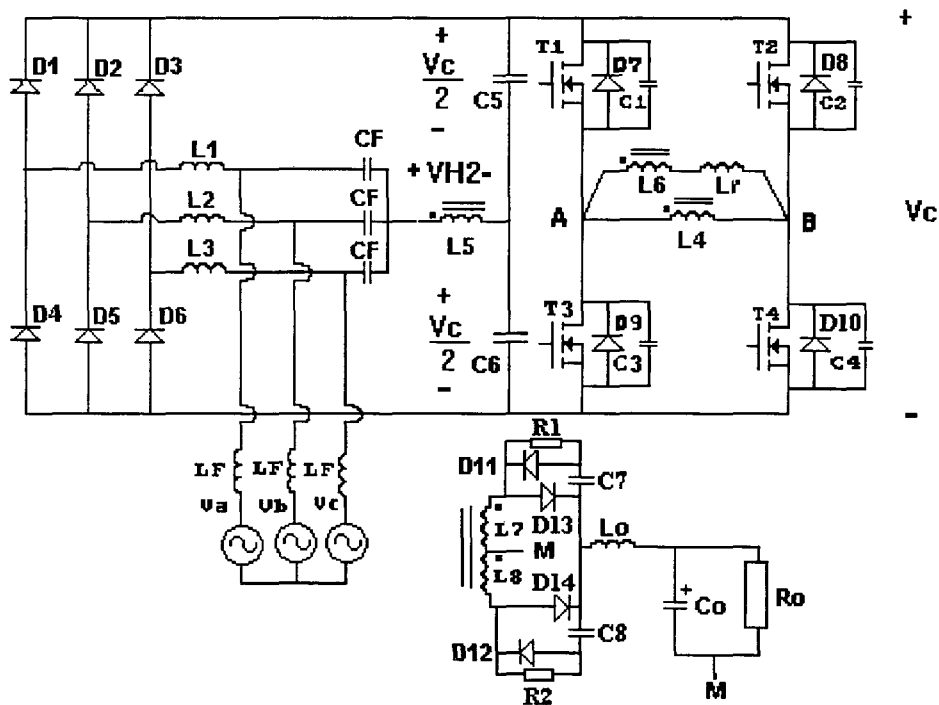


Fig. 2-10 Circuito de potência do conversor com indutor de ajuda à comutação em série ao primário do indutor de saída.

A indutância L_r por ser um elemento armazenador de energia, traz como consequência, que se tenha uma maior energia no instante da comutação que permite carregar e descarregar os capacitores de comutação, especialmente quando se tem cargas pequenas (ou razões cíclicas baixas).

Mas o fato de se ter um indutor em série com o primário do transformador de saída provoca uma indesejável diminuição efetiva da razão cíclica na etapa de saída. Esta diminuição pode ser expressa pela equação (2-51).

$$\Delta D = \frac{\Delta t}{t_s} \quad (2-51)$$

Então a razão cíclica efetiva pode ser expressa pela equação (2-52).

$$Def = D - \Delta D \quad (2-52)$$

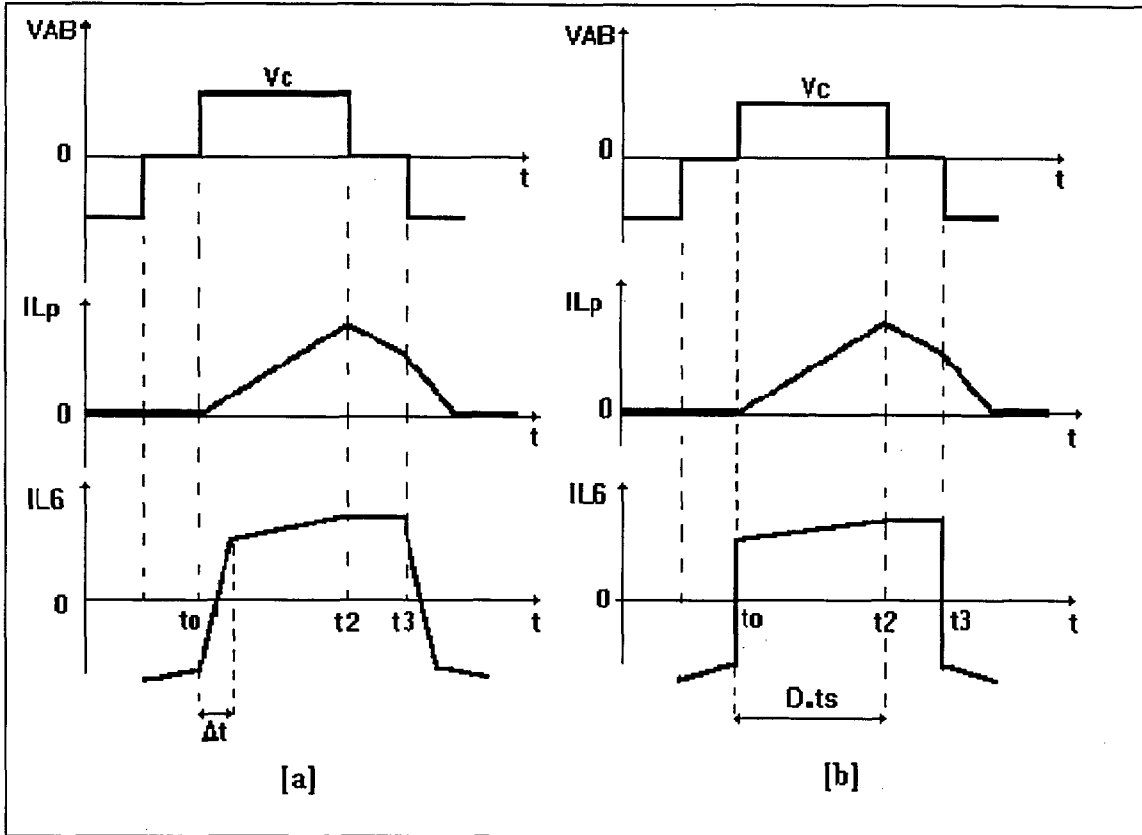


Fig. 2-11 a) Formas de onda com indutor de ajuda à comutação b) sem indutor de ajuda à comutação.

2.3.1 CÁLCULO DO INDUTOR L_r

Da Fig. 2-11(a) no intervalo Δt a tensão $V_{AB}=V_c$ então:

$$V_c = L_r \frac{2 \cdot I_o N_s}{\Delta t N_p} \quad (2-53)$$

Substituindo (2-51) e $n = \frac{N_p}{N_s}$ em (2-53) obtém-se:

$$V_c = L_r \frac{2 \cdot I_o}{\Delta D \cdot t_s n} \quad (2-54)$$

Isolando-se L_r obtém-se:

$$L_r = V_c \frac{\Delta D \cdot t_s \cdot n}{2 \cdot I_o} \quad (2-55)$$

Como :

$$V_c = \beta \cdot V_m \quad (2-56)$$

Neste caso β fica definido pela seguinte equação:

$$\beta = \frac{n \cdot V_o}{2 \cdot V_m \cdot Def} \quad (2-57)$$

Então L_r pode ser obtido através da equação (2-58) a qual esta em função da diminuição da razão cíclica.

$$L_r = \frac{V_o \cdot n^2}{4 \cdot f_s \cdot I_o} \left(\frac{\Delta D}{D - \Delta D} \right) \quad (2-58)$$

Outro fato interessante a ser observado, é que a tensão de barramento é afetada pela diminuição da razão cíclica. Então da equação (2-56) tem-se:

$$V_c = \frac{n \cdot V_o}{2(D - \Delta D)} \quad (2-59)$$

Normalizando tem-se:

$$V_c = \frac{n \cdot V_o}{2} \overline{V_c} \quad (2-60)$$

Sendo:

$$\overline{V_c} = \frac{1}{D - \Delta D} \quad (2-61)$$

Outra forma de escrever a equação (2-61) é:

$$\overline{V_c} = \frac{1}{D - a \cdot D} \quad (2-62)$$

Onde "a" pode ter um valor entre zero e um.

Graficamente a expressão (2-62) é mostrada na Fig. 2-12.

Da Fig. 2-12 pode-se observar que a diminuição da razão cíclica produz um aumento da tensão de barramento, então uma carga mínima deve ser prevista para que a tensão sobre as chaves não ultrapasse um valor máximo pré-definido.

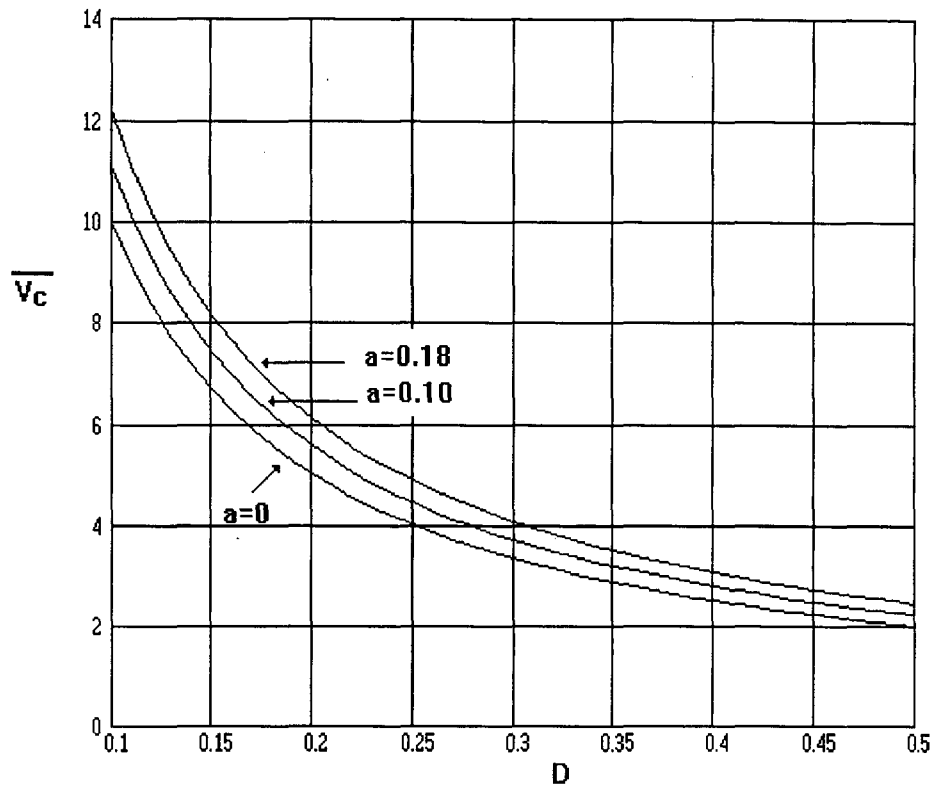


Fig. 2-12 Tensão de barramento em função de D levando em conta a diminuição da razão cíclica efetiva.

A adição de um indutor em série ao primário do transformador de saída traz como consequência além da diminuição da razão cíclica efetiva, uma modificação da característica externa. Na Fig. 2-13 é apresentada a característica externa do conversor com a indutância L_r , apresenta-se também a característica externa sem indutor (linhas contínuas), possibilitando-se a comparação.

O valor da razão cíclica crítica é dado pela expressão (2-63).

$$D_c = \frac{0,5}{\frac{2 \cdot (1-a)}{n \cdot \alpha} + 1} \quad (2-63)$$

As expressões (2-64) e (2-65) permitem obter a característica externa apresentada na Fig. 2-13 com $a = 0,1$ e $n = 4,8$.

$$\begin{aligned}
\bar{I}_{oa} = & \int_0^{\frac{2}{\pi} \operatorname{asin} \left[\alpha \cdot \frac{n}{2 \cdot (D - a \cdot D)} \cdot (0.5 - D) \right]} \left[\frac{\sin(\theta) \cdot D^2}{0.5 - \frac{\sin(\theta)}{\alpha \cdot \frac{n}{2 \cdot (D - a \cdot D)}}} \right] \cdot \sin(\theta) d\theta \\
& + \int_{\operatorname{asin} \left[\alpha \cdot \frac{n}{2 \cdot (D - a \cdot D)} \cdot (0.5 - D) \right]}^{\pi - \operatorname{asin} \left[\alpha \cdot \frac{n}{2 \cdot (D - a \cdot D)} \cdot (0.5 - D) \right]} \left[\frac{\sin(\theta) \cdot D}{\sin(\theta) + \alpha \cdot \frac{n}{2 \cdot (D - a \cdot D)} \cdot (D - 0.5)} \right] \cdot \left[\frac{D + 0.5}{1 - \frac{\sin(\theta)}{\alpha \cdot \frac{n}{2 \cdot (D - a \cdot D)}}} - D \right] \cdot \sin(\theta) d\theta \\
& + \int_{\pi - \operatorname{asin} \left[\alpha \cdot \frac{n}{2 \cdot (D - a \cdot D)} \cdot (0.5 - D) \right]}^{\pi} \left[\frac{\sin(\theta) \cdot D^2}{0.5 - \frac{\sin(\theta)}{\alpha \cdot \frac{n}{2 \cdot (D - a \cdot D)}}} \right] \cdot \sin(\theta) d\theta
\end{aligned}$$

α

(2-64)

$$\bar{I}_{ob} = \int_0^{\frac{2}{\pi}} \left[\frac{\sin(\theta) \cdot D^2}{0.5 - \frac{\sin(\theta)}{\alpha \cdot \frac{n}{2 \cdot (D - a \cdot D)}}} \right] \cdot \sin(\theta) d\theta$$

α

(2-65)

$\bar{I}_o = \bar{I}_{oa}$ se $D_c < D < 0,5$
 $\bar{I}_o = \bar{I}_{ob}$ se $D < D_c$

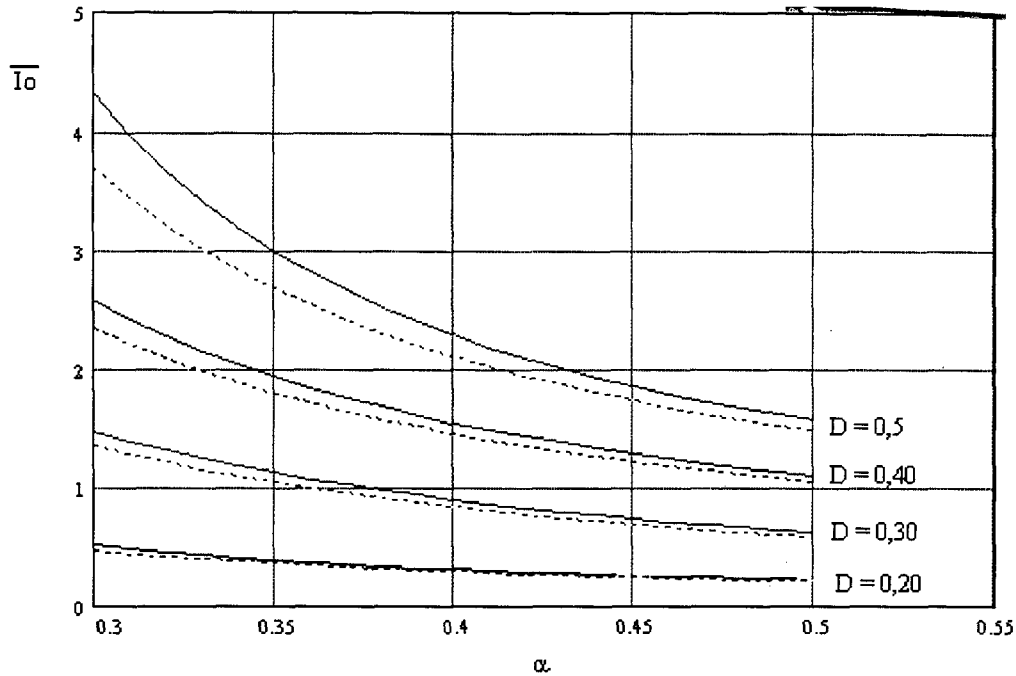


Fig. 2-13 Característica externa do conversor proposto: linhas tracejadas com indutor L_r , linhas contínuas sem indutor.

2.4 COMUTAÇÃO COM INDUTOR AUXILIAR DE AJUDA À COMUTAÇÃO

O conversor com indutor em série com o primário do transformador de saída apresenta o inconveniente da modificação da característica externa e sobretensões nas chaves para cargas pequenas. Para evitar este tipo de problema apresenta-se a estrutura mostrada na Fig. 2-14 com indutor auxiliar de ajuda à comutação colocado entre o ponto B e o ponto médio dos capacitores de filtragem de barramento. Este indutor ajudará principalmente a comutação do braço direito, pelo fato do braço esquerdo não apresentar problemas de comutação.

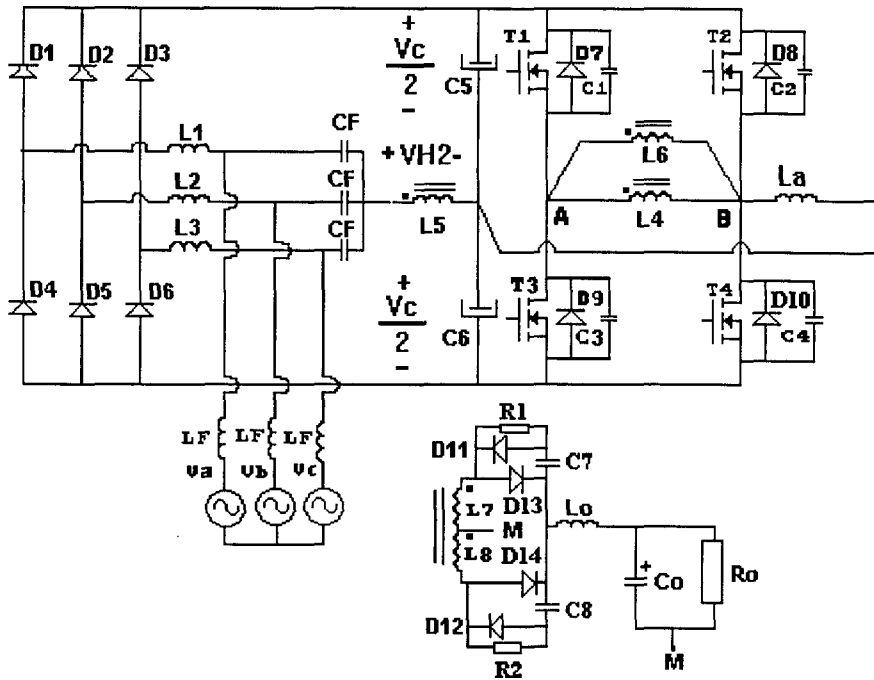


Fig. 2-14 Circuito de potência do conversor com indutor de ajuda à comutação.

O circuito equivalente no instante da comutação no braço crítico (direito) é o seguinte:

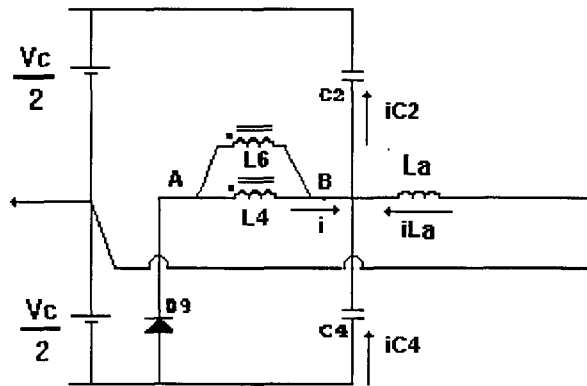


Fig. 2-15 Circuito equivalente no instante da comutação no braço crítico.

As formas de onda da tensão e da corrente no indutor auxiliar de ajuda à comutação são mostradas na Fig. 2-16.

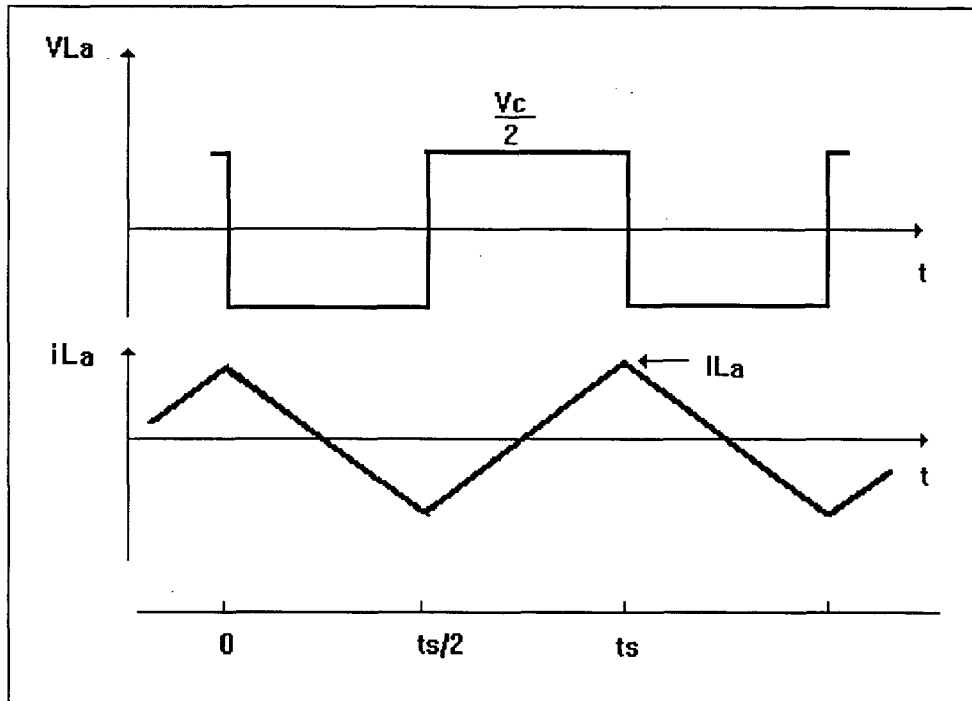


Fig. 2-16 Formas de onda da tensão e da corrente no indutor auxiliar de comutação.

2.4.1 CÁLCULO DO INDUTOR L_a

A corrente que circula pelo indutor auxiliar de ajuda à comutação pode ser calculada a partir da Fig. 2-16 obtendo-se a expressão 2-66.

$$i_{La}(t) = \frac{1}{L_a} \int_0^t \frac{V_c}{2} dt \quad (2-66)$$

O valor de pico da corrente no indutor auxiliar é:

$$I_{La} = \frac{1}{L_a} \int_0^{ts/4} \frac{V_c}{2} dt \quad (2-67)$$

Das expressões (2-32) e (2-44) tem-se:

$$V_c = \frac{n \cdot V_o}{2 \cdot D} \quad (2-68)$$

Substituindo-se (2-68) em (2-67) e resolvendo-se obtém-se:

$$I_{La} = \frac{n \cdot V_o}{16 \cdot D \cdot f_s \cdot L_a} \quad (2-69)$$

Pode-se observar através da expressão (2-69) que a corrente no indutor auxiliar de ajuda à comutação é inversamente proporcional à razão cíclica, ou seja quanto menor o valor da razão cíclica

maior é a corrente I_L favorecendo assim a comutação quando se tem cargas pequenas, mas as perdas de condução aumentam podendo atingir valores intoleráveis nas chaves quando se tem plena carga, constituindo-se este o principal inconveniente deste tipo de configuração.

2.5 ESTUDO DA COMUTAÇÃO COM O INDUTOR L_r EM SÉRIE COM O PRIMÁRIO DO TRANSFORMADOR DE SAÍDA E O INDUTOR L_a DE AJUDA À COMUTAÇÃO.

Com a finalidade de aproveitar as vantagens diminuindo o máximo possível as desvantagens das últimas duas configurações estudadas até agora, é apresentado na Fig. 2-17 o circuito de potência do conversor proposto, no qual foram adicionados os indutores de ajuda à comutação L_r e L_a .

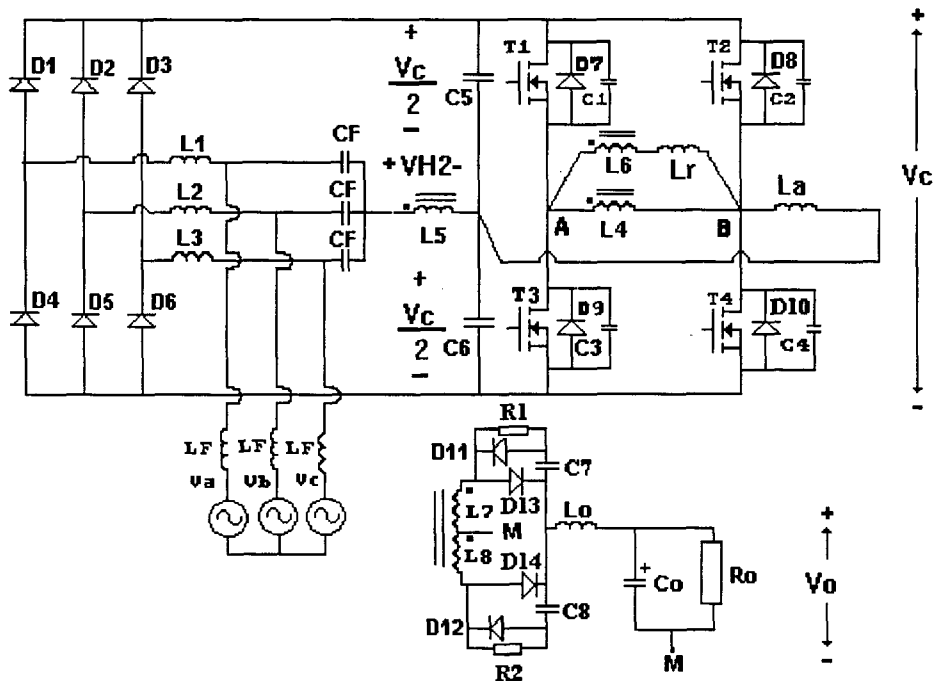


Fig. 2-17 Circuito de potência do conversor proposto com indutores de ajuda à comutação.

O circuito equivalente no intervalo da comutação do braço crítico é mostrado na Fig. 2-18.

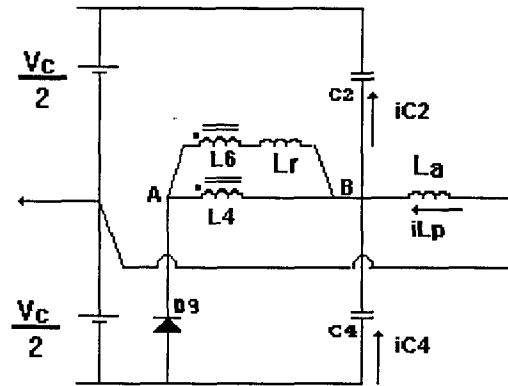


Fig. 2-18 Circuito equivalente do conversor no intervalo da comutação do braço direito.

Este caso é uma mistura dos dois casos anteriores onde L_r e L_a podem ser calculados pelas expressões (2-70) e (2-71) respectivamente.

$$L_r = \frac{V_o \cdot n^2}{4 \cdot f_s \cdot I_o} \left(\frac{\Delta D}{D - \Delta D} \right) \quad (2-70)$$

$$L_a = \frac{n \cdot V_o}{16 \cdot f_s \cdot I_{La}(D - \Delta D)} \quad (2-71)$$

Pode-se observar que quanto menor o valor de L_r , menor o valor de ΔD , portanto menor a tensão nas chaves. Aumentando o valor de L_a diminui-se o valor de I_{La} diminuindo as perdas de condução, mas L_r e L_a devem ser de um valor adequado que permita armazenar a energia suficiente para carregar e descarregar os capacitores C_2 e C_4 , no tempo disponível para a comutação.

Um valor aceitável para $\Delta D = 0,1D$ e para $I_{La} = 0,15 \cdot I$, sendo I o valor da corrente máxima na chave, obtido da expressão (2-19), com $\sin \theta = 1$ ou seja:

$$I_{La} = 0,15 \left(\frac{V_m \cdot D}{2 \cdot f_s \cdot L_p} + \frac{I_o}{n} \right) \quad (2-72)$$

2.6 RESULTADOS DE SIMULAÇÕES

Com a finalidade de comprovar as equações obtidas até agora, são apresentadas formas de onda obtidas por simulação; o circuito utilizado na simulação é o apresentado na Fig. 2-17, para as seguintes especificações:

- Tensão máxima de entrada: $V_m = 180V$
- Frequência de chaveamento: $f_s = 20 \text{ kHz}$

- Potência de saída: $P_o = 3000 \text{ W}$
- Tensão de saída: $V_o = 60 \text{ V}$

O procedimento para o cálculo dos parâmetros do conversor é apresentado no capítulo VII.

Na Fig. 2-19 apresenta-se as formas de onda da tensão e da corrente no indutor auxiliar de comutação. Observa-se que a tensão máxima é igual a $V_c/2$, correspondendo este valor ao valor teórico; o valor máximo da corrente também corresponde ao valor calculado.

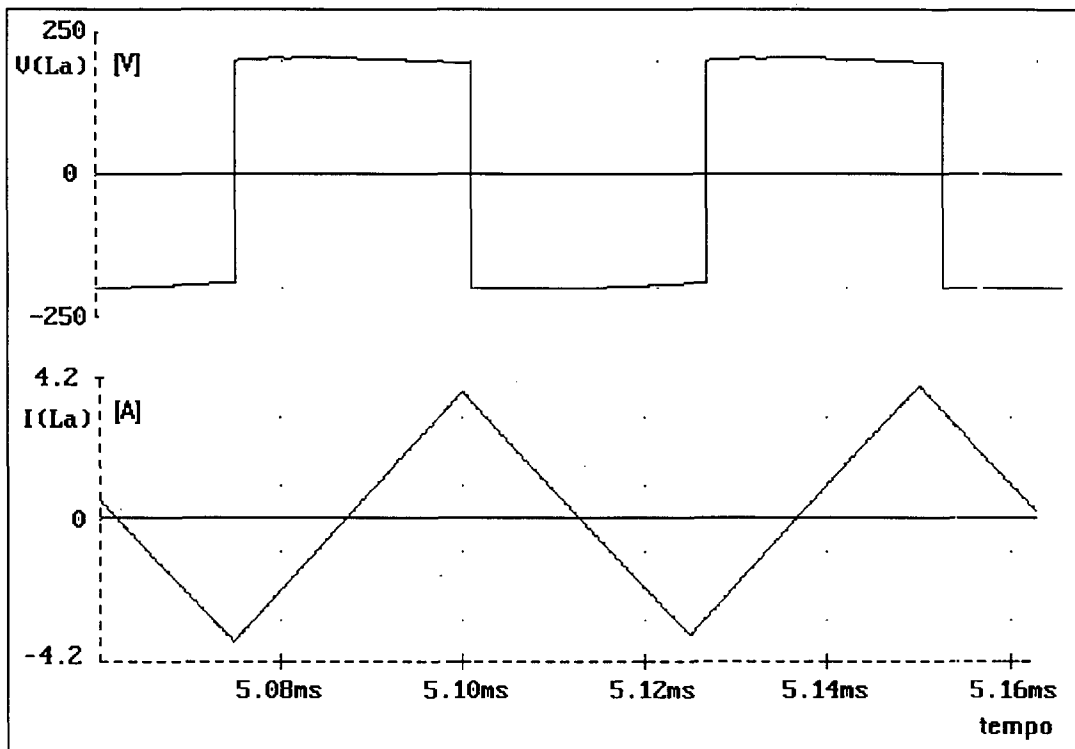


Fig. 2-19 Formas de onda da tensão e da corrente no indutor auxiliar de comutação L_a .

Na Fig. 2-20 apresenta-se as formas de onda da tensão V_{AB} , da corrente no indutor principal e da corrente no primário do transformador de saída. A tensão máxima de saída é igual a 400 V correspondendo este valor ao valor teórico.

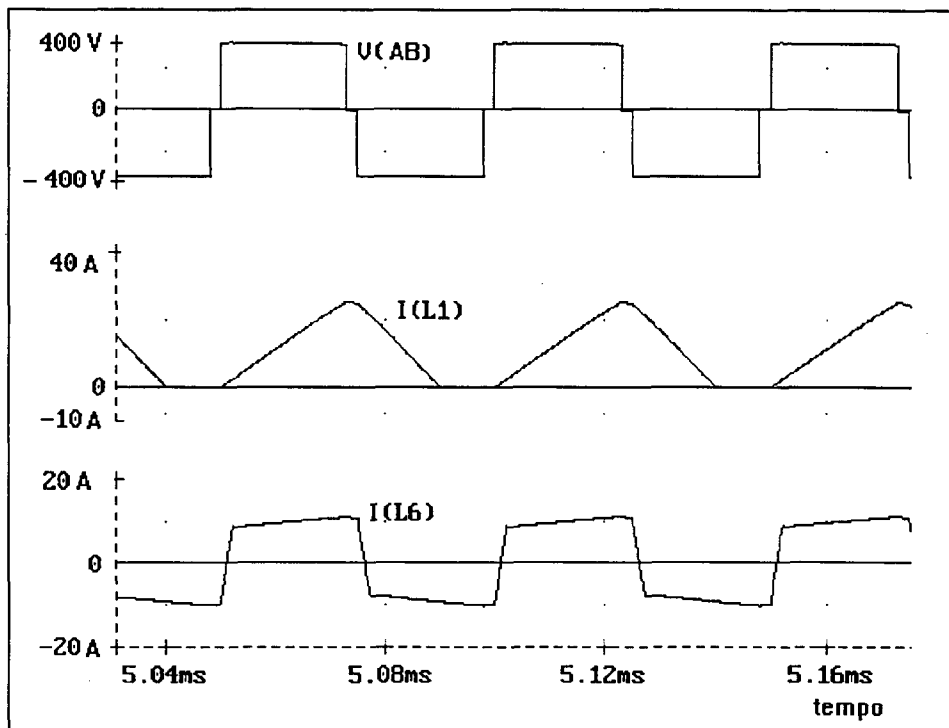


Fig. 2-20 Formas de onda de: tensão V_{AB} , corrente no indutor principal I_{Lp} e corrente no primário do transformador de saída I_{L6} .

Na Fig. 2-21 apresenta-se as formas de onda da corrente nos primários dos transformadores, sendo I_{L4} a corrente no transformador principal e I_{L6} a corrente no transformador de saída, também é mostrada a forma de onda da soma das correntes $I_{L4}+I_{L6}$.

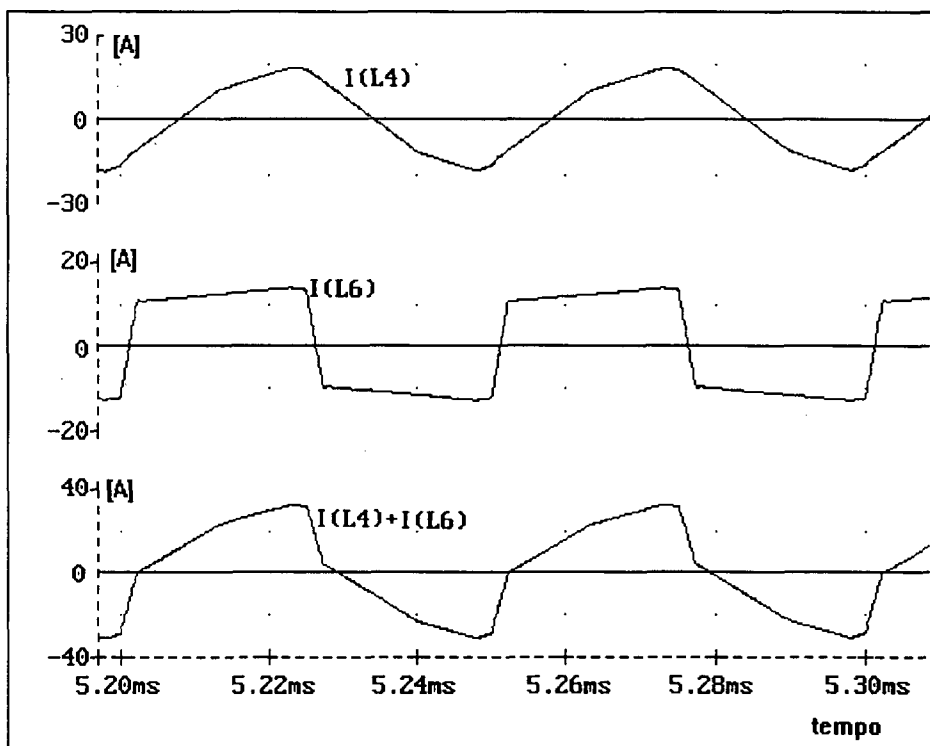


Fig. 2-21 Formas de onda das correntes nos primários dos transformadores.

Na Fig. 2-22 apresentam-se as formas de onda da tensão no capacitor de ajuda à comutação C2. Como pode-se observar a tensão máxima é igual à tensão de barramento CC. A corrente $I_{L4}+I_{L6}+I_{La}$ corresponde à corrente pelas chaves, onde no instante da comutação o valor desta corrente é suficientemente elevado para permitir a carga e descarga dos capacitores C2 e C4. Também é mostrada a forma de onda da soma das corrente nos capacitores de comutação C2 e C4, e como pode-se observar este valor no instante de início da comutação é igual a $I_{L4}+I_{L6}+I_{La}$.

A Figura 2-23 mostra um detalhe da corrente e da tensão no instante da comutação.

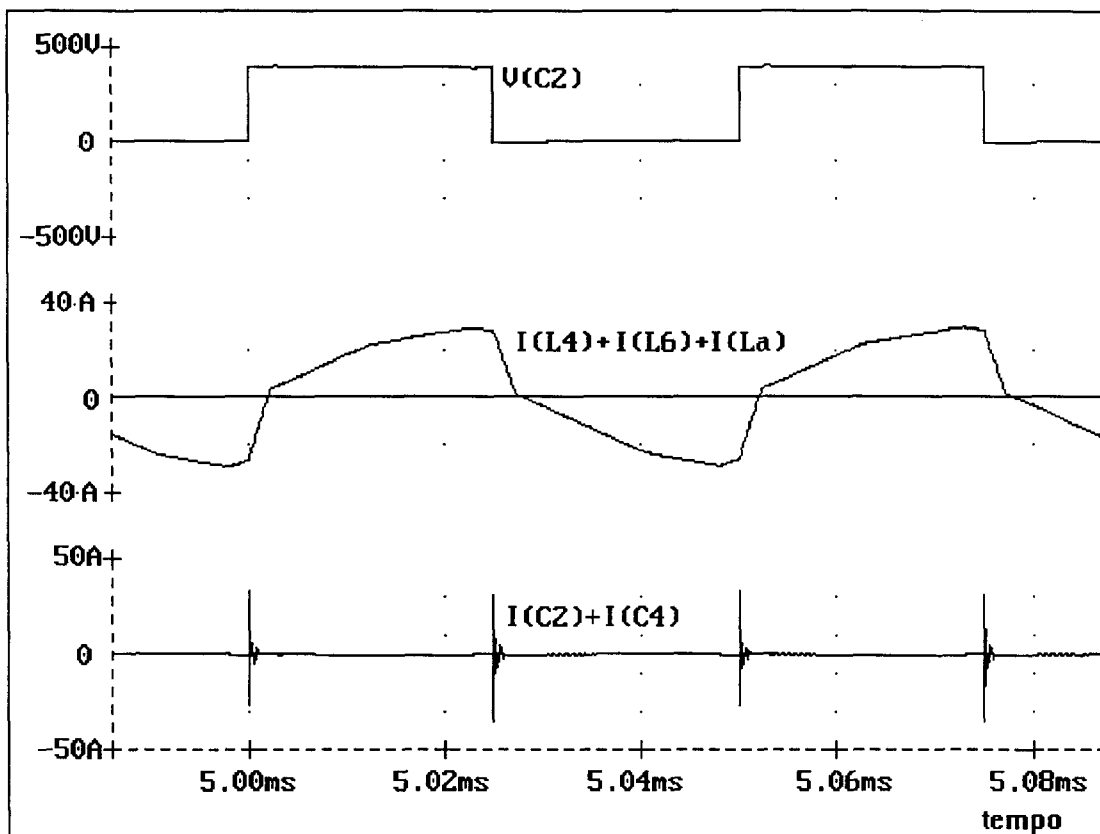


Fig. 2-22 Formas de onda da tensão no capacitor de ajuda à comutação C2, da corrente nas chaves ($I_{L4}+I_{L6}+I_{La}$), e a soma das correntes nos capacitores de comutação C2 e C4.

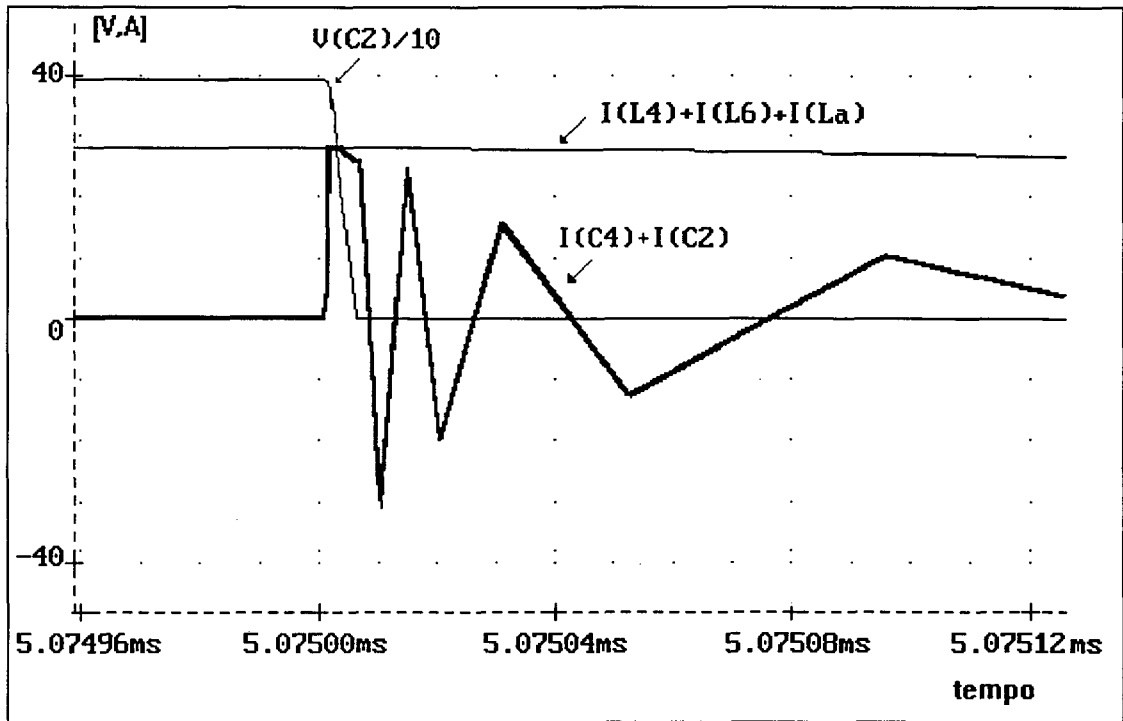


Fig. 2-23 Detalhe da tensão e da corrente no instante da comutação.

A seguir são apresentados os resultados obtidos por simulação para razão cíclica mínima (carga mínima) $D_{\min}=0,20$.

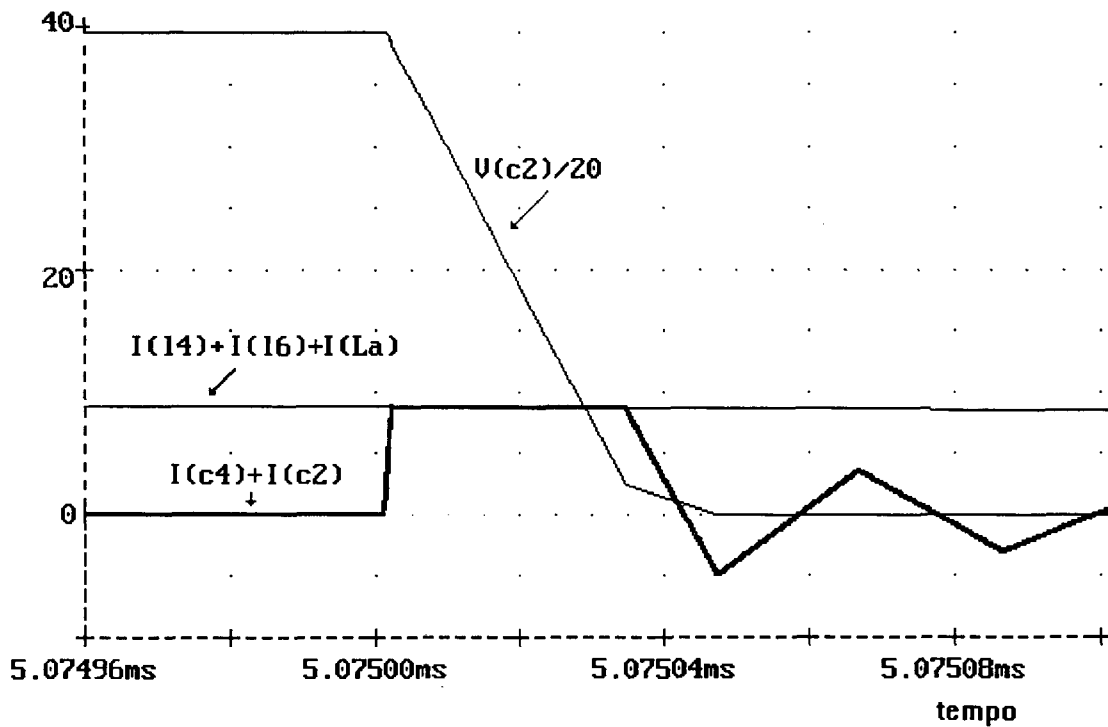


Fig. 2-24 Formas de onda da tensão V_{C2} e das correntes $I_{L4}+I_{L6}+I_{La}$ e $I_{C2}+I_{C4}$ para carga mínima.

Da Figura 2-24 pode-se observar que para a carga mínima escolhida consegue-se descarregar o capacitor no tempo disponível para a comutação, permitindo assim comutação suave, ZVS, numa ampla faixa de carga. Também observa-se que a tensão na chave, VC2 duplica-se com respeito ao caso onde $D=0,4$, isto deve-se ao fato da tensão na chave ser inversamente proporcional à razão cíclica (equação 2-57).

2.7 CONCLUSÕES

- O conversor apresenta no braço esquerdo comutação suave ZVS, em toda a faixa da carga, não obstante ser necessário incluir-se no braço direito um circuito de ajuda à comutação para obter-se comutação suave dentro da faixa de carga pré-estabelecida.
- Para o funcionamento adequado do conversor, uma carga mínima deve ser prevista para que a tensão nas chaves não ultrapasse o valor máximo pré-estabelecido.
- A configuração com indutor L_r em série com o primário do transformador de saída e o indutor L_a de ajuda à comutação apresenta-se como a melhor solução para obter comutação suave ZVS.
- Os resultados de simulação comprovam a análise teórica desenvolvida.

CAPÍTULO III

ESTUDO DA MODELAGEM DO CONVERSOR

(PARTE I)

3.1 - INTRODUÇÃO

A aplicação de conversores ca-cc tem crescido muito nos últimos anos graças às suas características peculiares (alto rendimento, elevado fator de potência, comutação suave, maior frequência de chaveamento, o que implica na redução de peso e volume do conversor, etc.). Entretanto, a característica não linear dos conversores chaveados dificulta a modelagem e o projeto de controladores para o desempenho adequado do conversor.

Neste sentido, muitos pesquisadores buscaram a aplicação de diferentes métodos para análise e modelagem, visando solucionar este problema. Neste estudo adotou-se a técnica da chave PWM [6], por apresentar eficiência e simplicidade na análise CC e de pequenos sinais de conversores básicos (Boost, Buck, Buck-Boost, Cuk), podendo-se adaptar facilmente ao conversor em estudo.

O objetivo deste capítulo é apresentar a técnica de modelagem da chave PWM, que aplicada ao conversor permite obter o seu modelo de circuito equivalente.

O modelo apresentado é desenvolvido sob a hipótese de que as variáveis de controle são submetidas à perturbações de pequena amplitude, moduladas em frequência bem abaixo da frequência de chaveamento.

Utiliza-se para a análise programas de computação de cálculo matemático (MATHCAD) e programas de análise de circuitos eletrônicos lineares simples (p. ex. PSPICE).

3.2- TÉCNICA DE MODELAGEM DA CHAVE PWM NO MODO DE CONDUÇÃO DESCONTINUA

A chave PWM, mostrada na Fig. 3.1, é um dispositivo de três terminais que representa toda a parte não-linear do conversor, ou seja, seus elementos semicondutores. Os seus terminais, designados de **a**, **p** e **c**, referem-se a ativo, passivo e comum, respectivamente. **D** representa a razão cíclica. O símbolo (\sim) representa o valor instantâneo da grandeza e os valores médios são representados com a grandeza em letra minúscula.

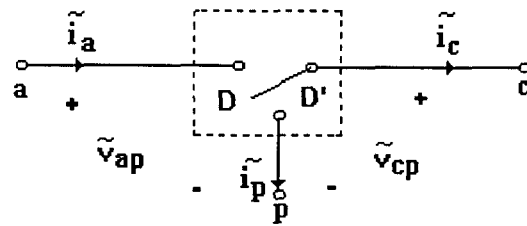


Fig. 3.1 Chave PWM.

Sendo:

D - razão cíclica

D' - complemento da razão cíclica $D'=(1-D)$

Dessa forma, em muitos conversores, pode-se agrupar a chave ativa (Transistor, MOSFET, IGBT, etc.) e a passiva (Diodo) em uma única chave PWM, como pode ser visto na Fig. 3.2 onde são mostradas quatro topologias básicas em que a chave PWM é identificada.

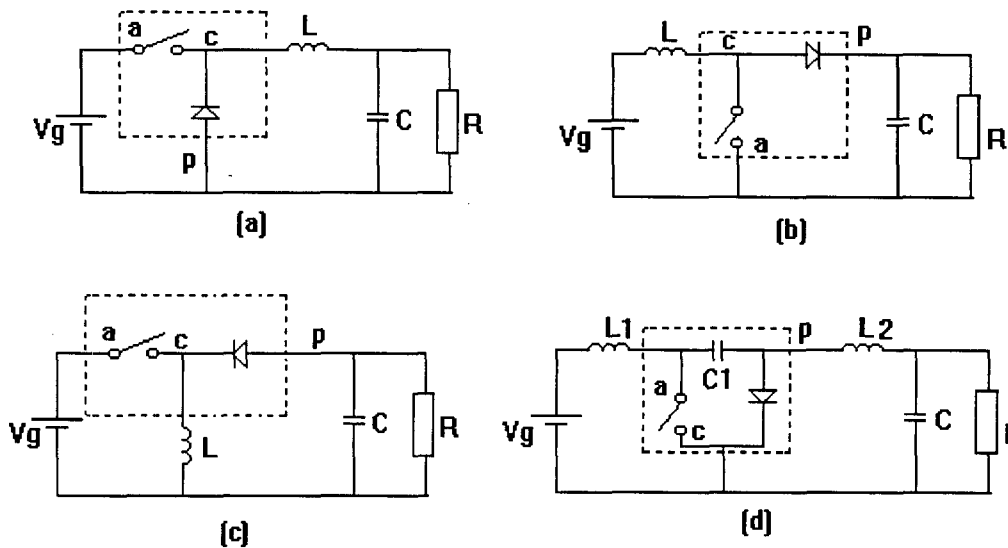


Fig. 3.2 Identificação da chave PWM em conversores básicos

(a) Buck (b) Boost (c) Buck-Boost (d) Cuk.

Pode ser visto facilmente que a corrente instantânea \tilde{i}_a é sempre igual à corrente no terminal comum \tilde{i}_c durante o intervalo DT_s , independente da topologia da qual a chave faz parte. Também as tensões instantâneas \tilde{v}_{cp} e \tilde{v}_{ap} são sempre coincidentes durante o intervalo DT_s . Portanto, as relações invariantes nas quantidades instantâneas nos terminais são dadas por:

$$\tilde{i}_a = \begin{cases} \tilde{i}_c & 0 \leq t \leq DT_s \\ 0 & Dts \leq t \leq Ts \end{cases} \quad (3.1)$$

$$\tilde{v}_{cp} = \begin{cases} \tilde{v}_{ap} & 0 \leq t \leq DT_s \\ 0 & DT_s \leq t \leq T_s \end{cases} \quad (3.2)$$

As grandezas de maior interesse na determinação das características para pequenas perturbações são os valores médios de tensões e correntes. A consideração de que as grandezas envolvidas variam com frequência bem inferior à frequência de chaveamento, no estudo do comportamento ca do conversor, simplifica e facilita a análise.

A partir do modelo do conversor Boost mostrado na Fig. 3.3 e tendo em vista sua operação em condução descontínua, mostrada na Fig. 3.4, pode-se estabelecer as expressões das correntes e tensões médias nos terminais da chave. O fato de utilizar este conversor é que a partir dele é possível chegar mais facilmente a um modelo para o conversor em estudo.

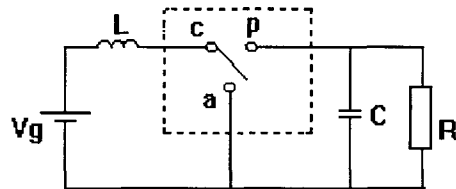


Fig. 3.3 Modelo do Conversor Boost com a chave PWM.

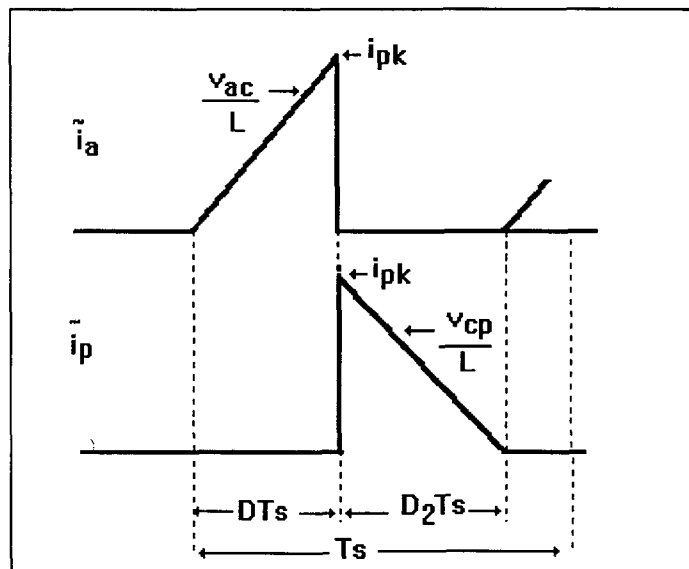


Fig. 3.4 Corrente instantânea nos terminais da chave PWM em DCM.

De acordo com os valores das correntes instantâneas nos terminais mostradas na Fig. 3.4 pode-se obter facilmente as expressões dos valores médios das tensões e correntes na chave PWM:

$$i_a = \frac{i_{pk}}{2} D \quad (3.3)$$

$$i_p = \frac{i_{pk}}{2} D_2 \quad (3.4)$$

$$v_{ac} = L \frac{i_{pk}}{D \cdot T_s} \quad (3.5)$$

$$v_{cp} = L \frac{i_{pk}}{D_2 \cdot T_s} \quad (3.6)$$

Destas equações as seguintes relações entre as tensões e correntes médias podem ser deduzidas:

$$i_a = \frac{D}{D_2} i_p \quad (3.7)$$

$$v_{ac} = \frac{D_2}{D} v_{cp} \quad (3.8)$$

$$D_2 = \frac{2 \cdot L \cdot f_s}{D} \frac{i_a}{v_{cp}} = \frac{2 \cdot L \cdot f_s}{D} \frac{i_p}{v_{ac}} \quad (3.9)$$

Considerando-se:

$$H = \frac{D}{D_2} \quad (3.10)$$

Têm-se:

$$i_a = H \cdot i_p \quad (3.11)$$

$$v_{cp} = H \cdot v_{ac} \quad (3.12)$$

$$H = \frac{D^2}{2 \cdot L \cdot f_s} \frac{v_{cp}}{i_a} = \frac{D^2}{2 \cdot L \cdot f_s} \frac{v_{ac}}{i_p} \quad (3.13)$$

As expressões (3.11), (3.12) e (3.13) representam o modelo para valores médios das grandezas ou modelo CC da chave PWM em DCM, que é mostrado na Fig. 3.5.

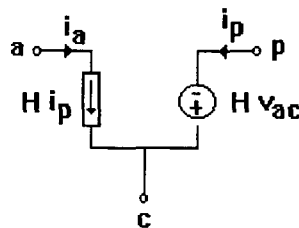


Fig. 3.5 Modelo CC da chave PWM em DCM.

Quando o modelo é usado na análise CC, para o cálculo do ponto de operação, as grandezas são substituídas nas expressões por seus valores CC (em letra maiúscula), isto é, V_{cp} , I_a , I_p , etc.

O modelo para pequenos sinais (ou CA) é obtido da relação entre a perturbação em valores médios sobre um dado ponto de operação CC (D , I_a , I_p , V_{ac}). Assim, introduzindo-se as perturbações nas equações (3.7), (3.8), e (3.9) têm-se, depois de alguma álgebra:

$$\hat{i}_a = \hat{v}_{ac} \cdot g_i + k_i \cdot \hat{d} \quad (3.14)$$

$$\hat{i}_p = g_r \cdot \hat{v}_{ac} + k_r \cdot \hat{d} - g_o \cdot \hat{v}_{cp} \quad (3.15)$$

O sinal (^) indica que a grandeza representa uma perturbação em torno do seu valor médio sendo:

$$k_i = \frac{2 \cdot I_a}{D} \quad (3.16)$$

$$k_r = \frac{2 \cdot I_p}{D} \quad (3.17)$$

$$g_i = \frac{I_a}{V_{ac}} \quad (3.18)$$

$$g_o = \frac{I_p}{V_{cp}} \quad (3.19)$$

$$g_r = \frac{2 \cdot I_p}{V_{ac}} \quad (3.20)$$

As equações (3.14) e (3.15) correspondem ao circuito equivalente mostrado na Fig. 3.6.

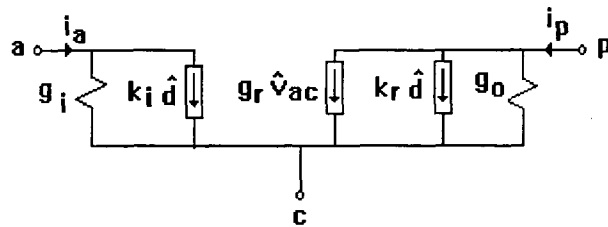


Fig. 3.6 Modelo CA da chave PWM em DCM.

3.3 CIRCUITO EQUIVALENTE DO CONVERSOR TRIFÁSICO

O esquema do circuito de potência do conversor em estudo é apresentado na Fig. 3-7, mas devido à complexidade matemática que se teria na análise quantitativa deste conversor, é necessário

procurar um modelo mais simples, no qual seja facilmente identificada a chave PWM, visando-se determinar as características CC e CA do conversor.

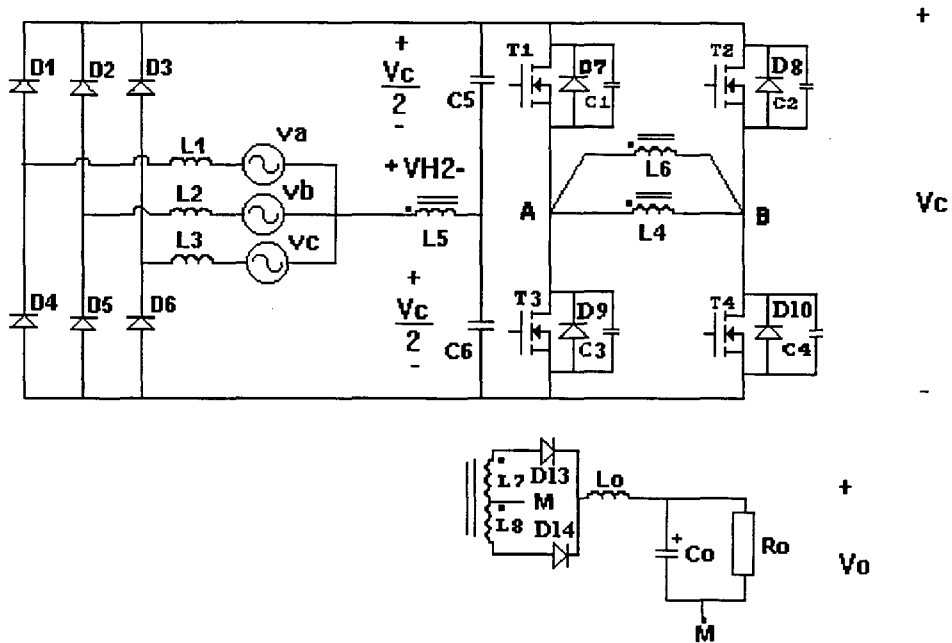


Fig. 3.7 Esquema simplificado do circuito de potência do conversor.

Na Fig. 3.7a apresenta-se uma primeira simplificação do conversor, na qual a função do transformador principal é substituída pelas chaves S5, S6 e S7. A Fig. 3.8 mostra as formas de onda nestas chaves assim como a tensão VAB. As demais formas de ondas do conversor permanecem inalteradas com respeito ao circuito original.

À primeira vista pode parecer que o conversor se tornou mais complicado, uma vez que três interruptores foram introduzidos no circuito. Entretanto, a partir deste momento é possível dividir o conversor em duas partes, o que permite calcular sua função de transferência em forma separada: uma primeira FT se obtém assumindo-se uma carga equivalente nos terminais de barramento, V_c , a outra função de transferência envolve a ponte completa e a etapa de saída.

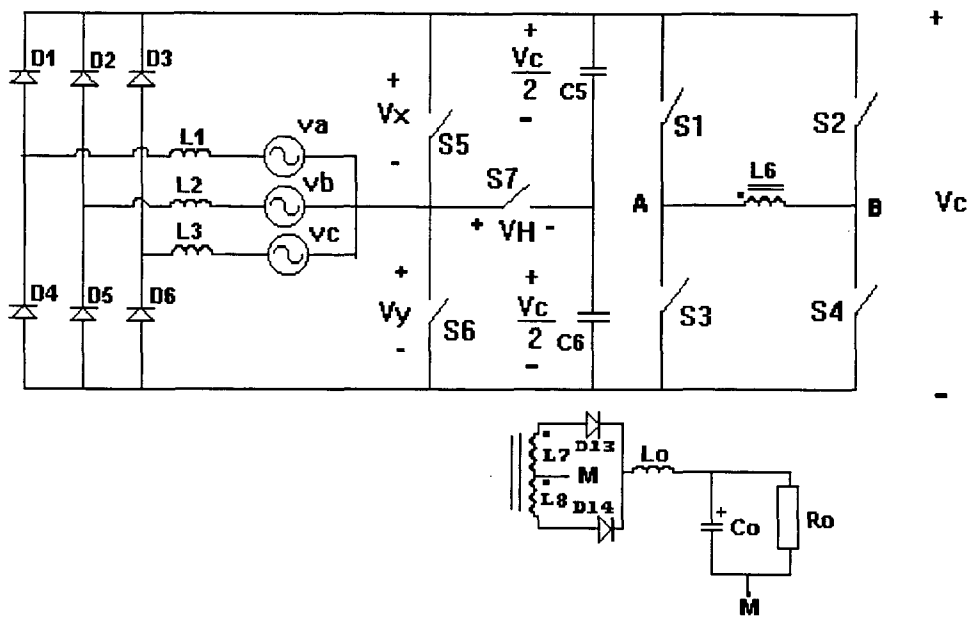


Fig. 3.7a Circuito equivalente do conversor.

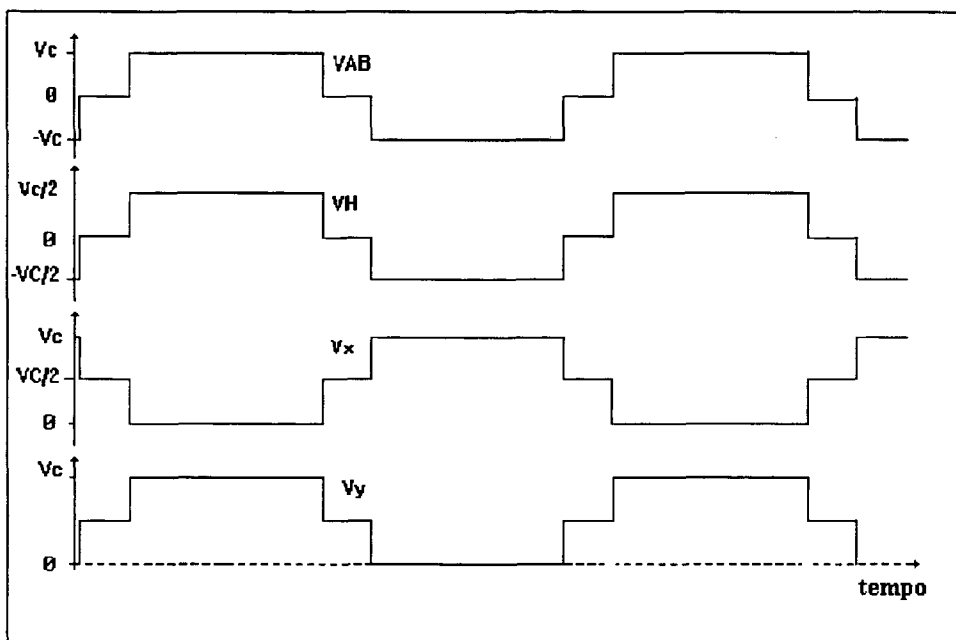


Fig. 3.8 Formas de onda da tensão nas chaves S5, S6, S7 e no primário do transformador de saída.

O circuito da Fig. 3-7a pode ser simplificado ainda mais, escolhendo-se um instante de operação em que uma das tensões de alimentação do conversor se anula.

As formas de onda da tensão de alimentação trifásica CA do conversor são mostradas na Fig. 3.9. Como se pode observar, no ângulo de 0° , ou nos múltiplos de sessenta graus, uma das tensões de alimentação se anula. Por exemplo, para um ângulo de sessenta graus os valores das tensões são dadas pelas expressões (3.21), (3.22) e (3.23).

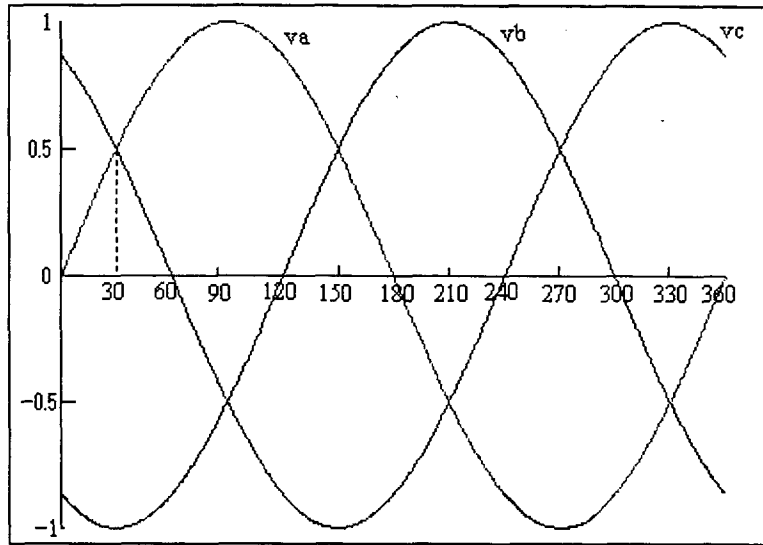


Fig. 3.9 Tensão trifásica da alimentação do conversor.

$$v_a = V_m \cdot \sin \theta = \frac{\sqrt{3}}{2} V_m = 0,866 V_m \quad (3.21)$$

$$v_b = -\frac{\sqrt{3}}{2} V_m = -0,866 V_m \quad (3.22)$$

$$v_c = 0 \quad (3.23)$$

O circuito equivalente para este instante é mostrado na Fig. 3.10.

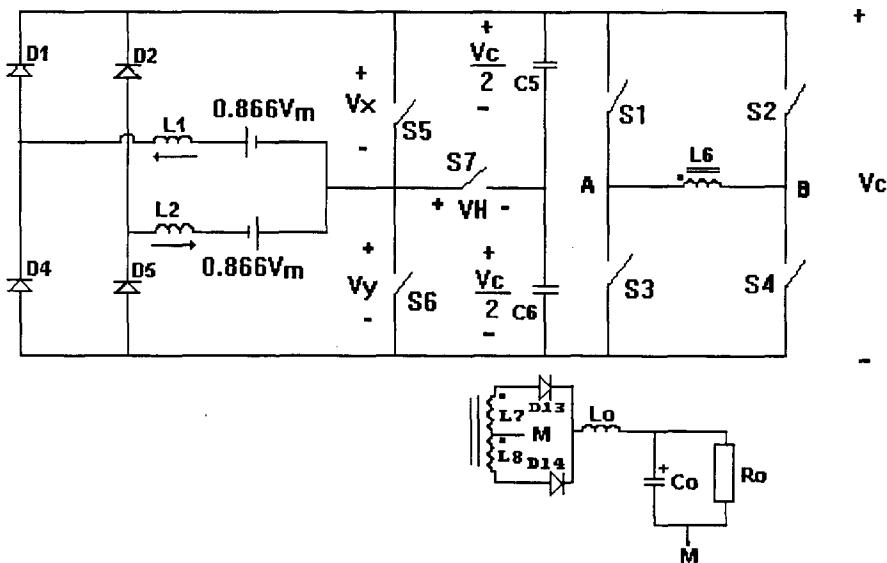


Fig. 3.10 Circuito equivalente do conversor para um ângulo $\theta = 60^\circ$.

A corrente pelos diodos D2 e D4 é nula. Isto permite simplificar ainda mais o circuito obtendo-se a configuração mostrada na Fig. 3.11.

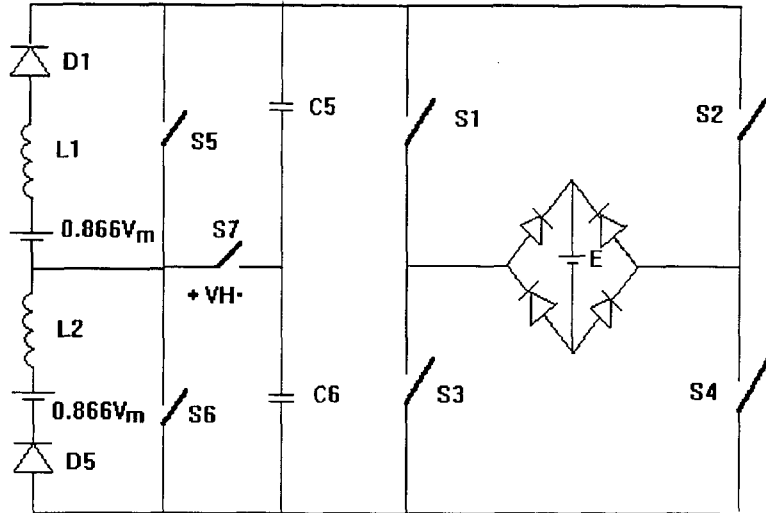


Fig. 3.11 Circuito equivalente do conversor sem os diodos D2 e D4.

Colocando-se os diodos D1 e D5 tal como é mostrado na Fig. 3.12, no instante t_1 , (Fig. 3-13) o interruptor S6 é fechado e o interruptor S7 é aberto (S5 continua aberto), a corrente IL_2 começa a aumentar linearmente e a corrente IL_1 diminui, com uma derivada maior, mas a corrente IL_1 se anula antes que a corrente IL_2 atinja seu valor máximo. A corrente IL_1 circula pelo diodo D5 até se anular no instante t_2 , fazendo com que o diodo D5 abra. Com isso a tensão V_H a partir desse instante passa a ser diferente de $V_c/2$ tal como é mostrado na Fig. 3.13. O valor original da tensão V_H (correspondente ao circuito da Fig. 3.11) é mostrada com linhas tracejadas nesta mesma Figura, mas para efeito de modelagem este valor decrescente da tensão não altera as demais características de funcionamento do conversor, podendo-se então utilizar este circuito como circuito equivalente do conversor.

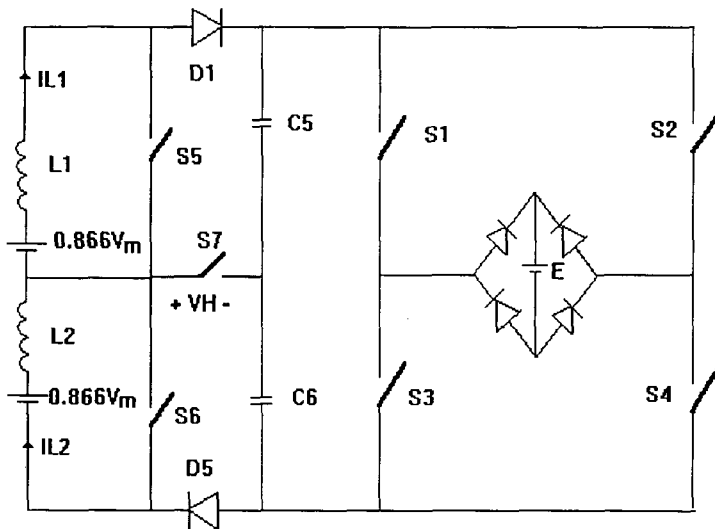


Fig. 3.12 Circuito equivalente do conversor mudando-se a posição dos diodos D1 e D5.

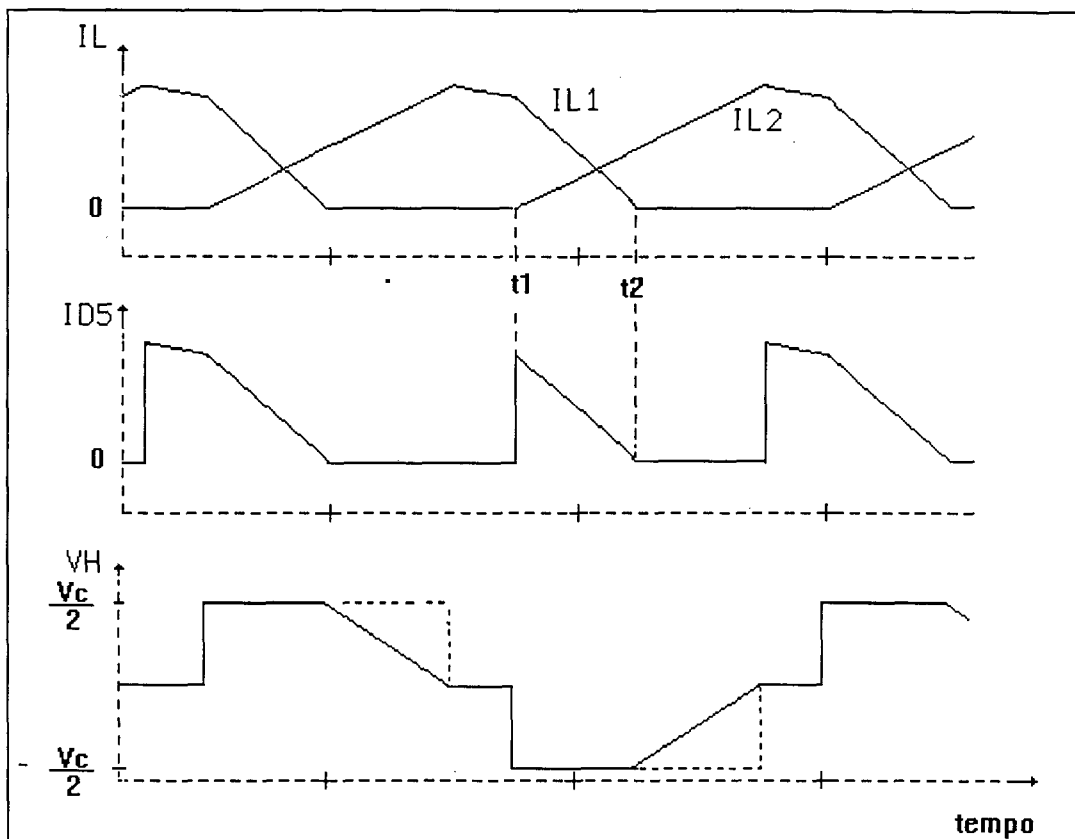


Fig. 3.13 Formas de onda das correntes nos indutores principais $L1$ e $L2$, corrente no diodo $D5$ e tensão nos terminais do interruptor $S7$ (V_H).

Como o objetivo da simplificação é procurar um modelo do conversor utilizando o modelo da chave PWM, o interruptor $S5$ e diodo $D1$ formam uma chave, o interruptor $S6$ e o diodo $D5$ formam outra chave, mas o interruptor $S7$ ficaria isolado, ou seja, sem o diodo que completaria a configuração da chave PWM. Para resolver este problema, aproveita-se a simetria que existe no conversor da Fig. 3.12 e obtém-se o conversor proposto na Fig. 3.14, Nesta configuração têm-se quatro chaves PWM facilmente identificáveis. Na Fig. 3.15 apresentam-se as principais formas de onda que demonstram a semelhança com o conversor da Fig. 3.12. Na Fig. 3.16 apresentam-se as formas de onda das correntes em cada chave.

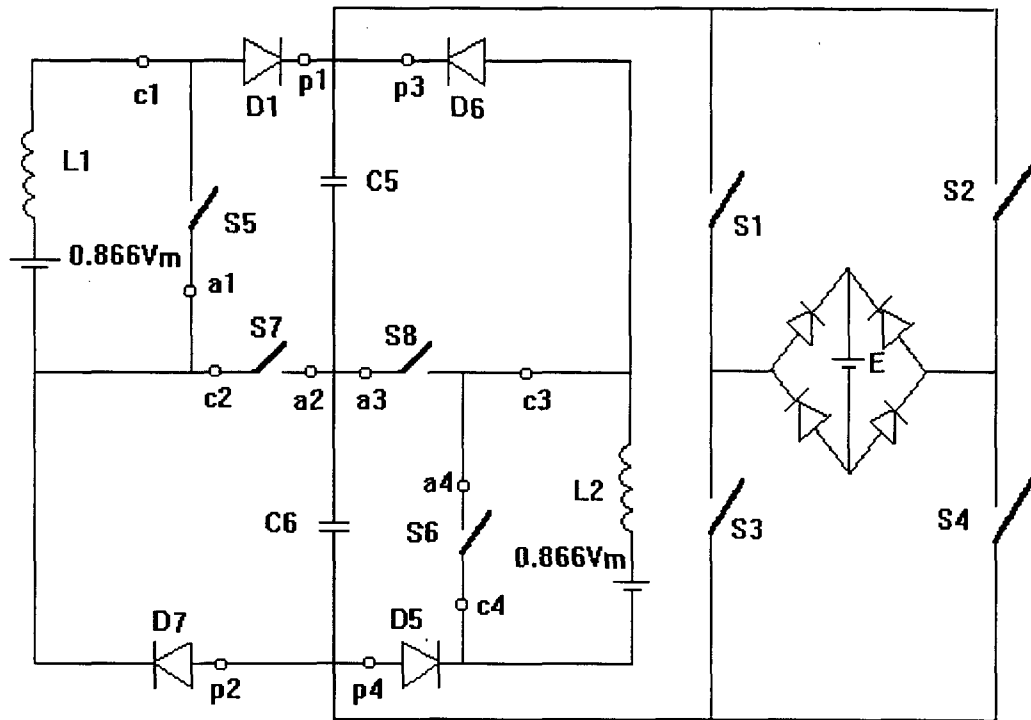


Fig. 3.14 Circuito equivalente do conversor utilizando quatro chaves PWM.

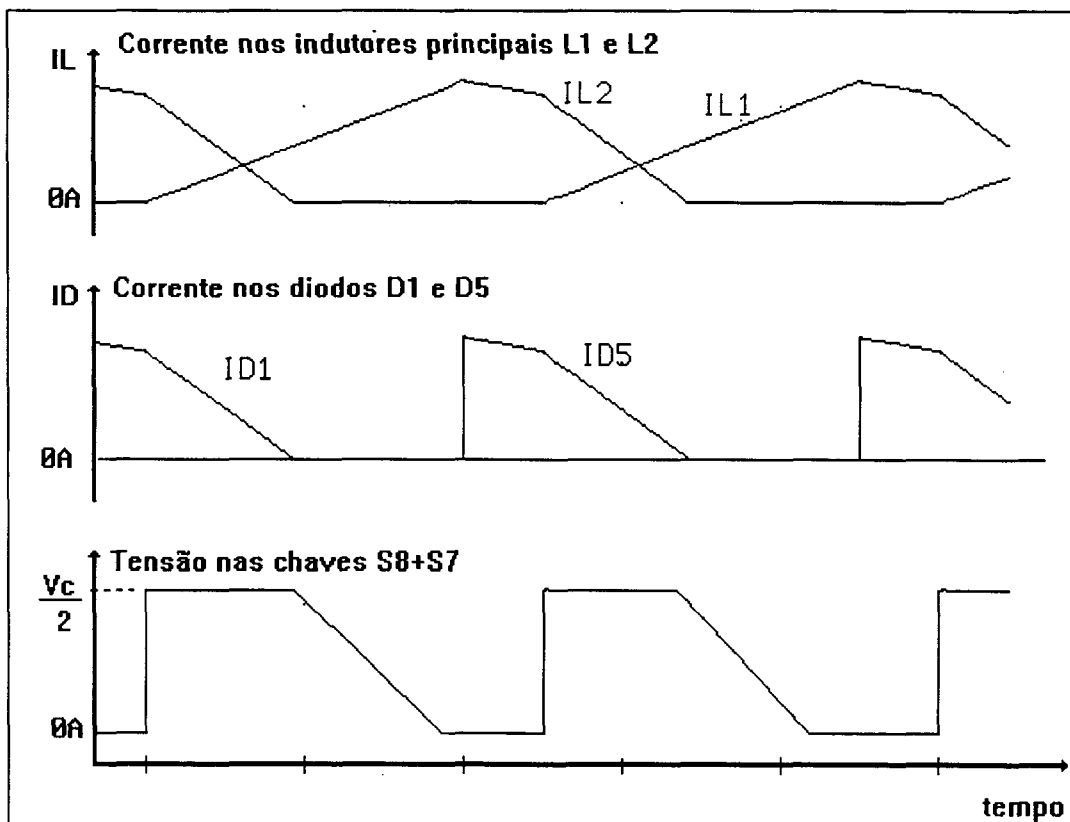


Fig. 3.15 Principais formas de onda.

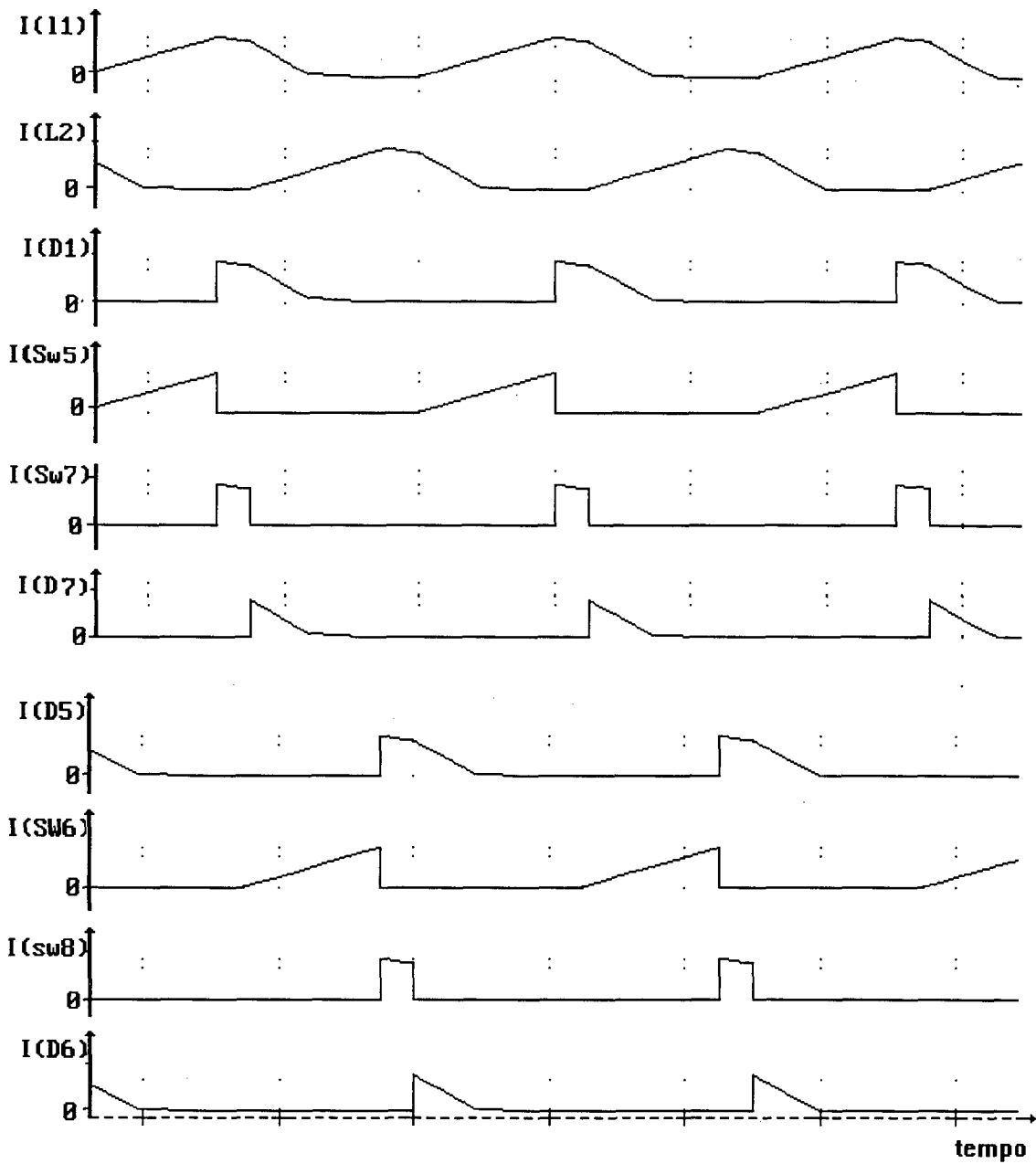


Fig. 3.16 Formas de onda das correntes nos indutores $L1$, $L2$ e nas Chaves PWM1, PWM2, PWM3 e PWM4.

3.4 - MODELAGEM DO CONVERSOR EM DCM

O primeiro passo para se determinar as características CC e CA do conversor é a identificação das chaves PWM. No caso do conversor em estudo, essa identificação pode ser observada na Fig. 3.14 (terminais a, c e p de cada chave), e na Fig. 3.17 mostra-se o circuito equivalente do conversor com as chaves PWM.

Nesta Figura:

D1 e S5 formam a chave 1

- D7 e S7 formam a chave 2
- D6 e S8 formam a chave 3
- D5 e S6 formam a chave 4

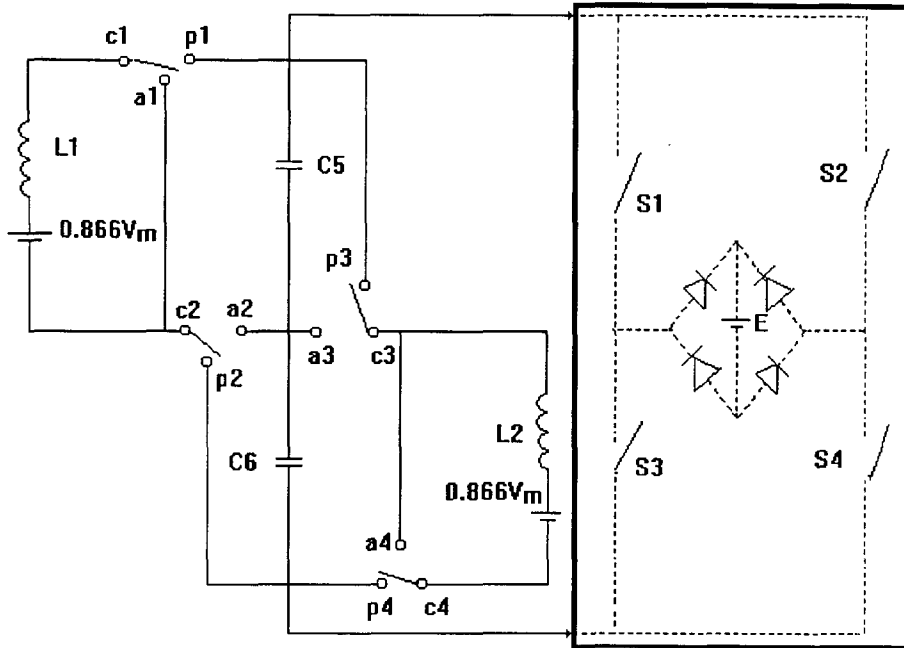


Fig. 3.17 Modelo do conversor com chave PWM.

3.4.1.- ANÁLISE CC DO CONVERSOR

Substituindo-se o modelo CC da chave PWM (Fig. 3.5) no conversor em estudo e realizando-se as modificações necessárias para a análise CC, mostradas na Fig. 3.18, pode-se obter a descrição do comportamento do conversor para razão cíclica constante, isto é, seu ponto de operação (V_{ac} , I_p , I_a).

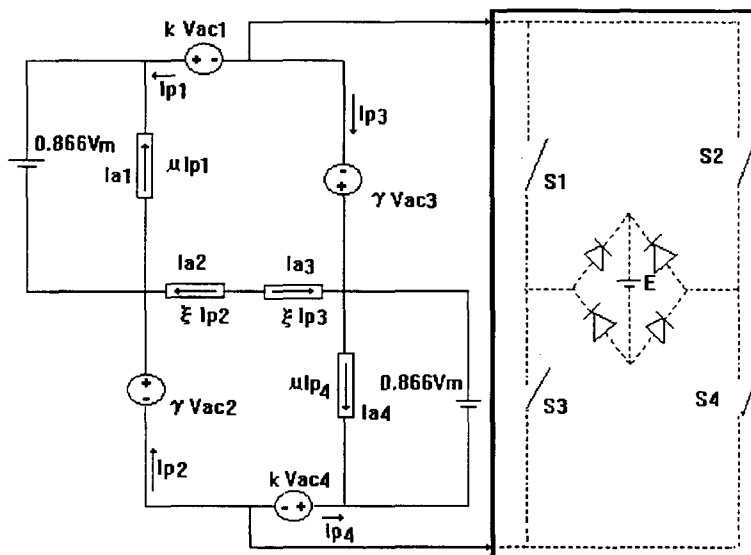


Fig. 3.18 Modelo CC do conversor.

Do circuito da Fig. 3.18 pode-se observar que as chaves PWM1 e PWM4 são simetricamente opostas. O mesmo acontece com as chaves PWM2 e PWM3. Em consequência as relações entre tensões e correntes médias na chave PWM1 são as mesmas para a chave PWM4, mas de sinal contrário. Conclusão semelhante se aplica as chaves PWM2 e PWM3.

3.4.1.1 OBTENÇÃO DAS TENSÕES E CORRENTES MÉDIAS NAS CHAVES PWM1 e PWM4

No caso em estudo os valores absolutos das correntes e tensões médias nas chaves PWM1 e PWM4 são iguais. O cálculo dessas grandezas é facilitado, uma vez que basta calculá-las para uma das chaves.

As formas de onda das correntes no interruptor S5 e no diodo D1 em um período de chaveamento são mostradas na Fig. 3.19.

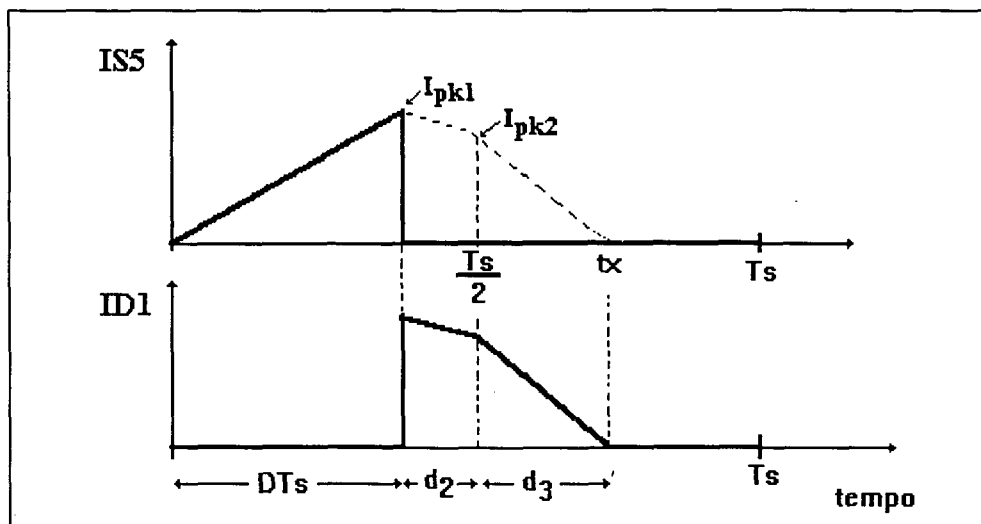


Fig. 3.19 Corrente no interruptor S5 e no diodo D1 em um período de chaveamento.

Para a análise em CC, assume-se $d=D$.

O valor médio da corrente na chave ativa S5 é:

$$i_{a1} = -\frac{I_{pk1}}{2}d \quad (3.24)$$

O sinal negativo deve-se ao fato de que a corrente circula no sentido contrário ao indicado na Fig. 3.18.

Da referência [1] se conhece que:

$$I_{pk1} = \frac{V_m \cdot \sin \theta}{f_s \cdot L_p} d \quad (3.25)$$

para $\theta = 60^\circ$

$$I_{pk1} = \frac{0,866 V_m}{f_s \cdot L_p} d \quad (3.26)$$

$$t_x = \frac{(d + 0,5)}{2 \cdot f_s \cdot (V_c - 0,866 V_m)} V_c \quad (3.27)$$

$$V_c = \frac{n \cdot V_o}{2 \cdot d} \quad (3.28)$$

$$I_{pk2} = \frac{1}{2 \cdot f_s \cdot L_p} [0,866 V_m + V_c(d - 0,5)] \quad (3.29)$$

Da Fig. 3.19 pode-se observar que o valor médio da corrente na chave passiva é:

$$i_{p1} = \left[\frac{I_{pk1} + I_{pk2}}{2} \right] d_2 + \frac{I_{pk2}}{2} d_3 \quad (3.30)$$

Sendo:

$$d_2 = (0,5 - d) \quad (3.31)$$

$$d_3 = \frac{(d + 0,5) V_c}{2(V_c - 0,866 V_m)} - 0,5 \quad (3.32)$$

As tensões V_{ac1} e V_{cp1} podem ser obtidas a partir das equações (3.33) e (3.40).

$$v_{ac1} = -L_p \frac{I_{pk1}}{d \cdot T_s} \quad (3.33)$$

A tensão V_{cp1} nos intervalos d e $(1 - d - d_2 - d_3)$ é:

$$v_{cp1} = - \left[\frac{V_c}{2} - V_g \right] [1 - d - d_2 - d_3] - \frac{V_c}{2} d \quad (3.34)$$

No intervalo d_2 tem-se:

$$-V_g - V_{Lp} + \frac{V_c}{2} = 0 \quad (3.35)$$

A tensão no indutor principal é dada pela equação (3.36)

$$V_{Lp} = \frac{L_p(I_{pk1} - I_{pk2})}{d_2 \cdot T_s} \quad (3.36)$$

A tensão no capacitor do filtro de saída é dada pela expressão (3.37)

$$\frac{V_c}{2} = V_g + L_p \left(\frac{I_{pk1} - I_{pk2}}{d_2 \cdot T_s} \right) \quad (3.37)$$

No intervalo d tem-se:

$$V_{Lp} = L_p \frac{I_{pk1}}{d \cdot T_s} \quad (3.38)$$

Mas $V_{Lp} = V_g$ então:

$$V_g = L_p \frac{I_{pk1}}{d \cdot T_s} \quad (3.39)$$

Substituindo-se (3.37) e (3.39) em (3.34) tem-se:

$$v_{cp1} = -L_p \frac{I_{pk1}}{T_s} \left[\frac{1-d_3}{d_2} \right] + L_p \frac{I_{pk2}}{d_2 T_s} (1-d_2-d_3) \quad (3.40)$$

De (3.24), tem-se:

$$I_{pk1} = \frac{2 \cdot i_{a1}}{d} \quad (3.41)$$

Substituindo-se (3.28) em (3.29), obtém-se:

$$I_{pk2} = \frac{1}{2 \cdot f_s \cdot L_p} \left[0,866 V_m + \frac{n \cdot V_o}{2 \cdot d} (d - 0,5) \right] \quad (3.42)$$

ou

$$I_{pk2} = \frac{I_{pk1}}{2 \cdot d} + I_{pk1} \frac{n \cdot V_o (d - 0,5)}{3,464 (d^2 V_m)} \quad (3.43)$$

Substituindo-se (3.41) em (3.43), tem-se:

$$I_{pk2} = i_{a1} \left[\frac{1}{d^2} + \frac{n \cdot V_o (d - 0,5)}{1,732 (d^3 \cdot V_m)} \right] \quad (3.44)$$

Substituindo-se (3.41) e (3.44) em (3.40) obtém-se o valor da corrente na chave passiva

$$i_{p1} = i_{a1} \left\{ \frac{d_2}{d} + 0,5 \left[\frac{1}{d^2} + \frac{n \cdot V_o (d - 0,5)}{1,732 (d^3 V_m)} \right] (d_2 - d_3) \right\} \quad (3.45)$$

$$i_{a1} = \mu \cdot i_{p1} \quad (3.46)$$

Sendo:

$$\mu = \frac{1}{\left\{ \frac{d_2}{d} + 0,5 \left[\frac{1}{d^2} + \frac{n \cdot V_o (d - 0,5)}{1,732 (d^3 V_m)} \right] (d_2 - d_3) \right\}} \quad (3.47)$$

O passo seguinte é obter uma expressão que relacione as tensões V_{cp1} e V_{ac1} :

da equação (3.33) tem-se:

$$I_{pk1} = -\frac{d \cdot T_s}{L_p} v_{ac1} \quad (3.48)$$

Substituindo-se em (3.43) tem-se:

$$I_{pk2} = -\frac{d \cdot T_s}{L_p} \frac{v_{ac1}}{2 \cdot d} - \frac{d \cdot T_s \cdot v_{ac1}}{L_p} \frac{n \cdot V_o(d - 0,5)}{3,464(d^2 \cdot V_m)} \quad (3.49)$$

Substituindo-se (3.48) e (3.49) na expressão (3.40) tem-se:

$$V_{cp1} = k \cdot v_{ac1} \quad (3.50)$$

Sendo:

$$k = -d \left\{ \frac{d3 - 1}{d2} + \left[\frac{1 - d2 - d3}{d2} \right] \left[\frac{1}{2 \cdot d} + \frac{n \cdot V_o(d - 0,5)}{3,464 \cdot d^2 \cdot V_m} \right] \right\} \quad (3.51)$$

Com as expressões (3.46) e (3.50) pode-se sintetizar o circuito mostrado na Fig. 3.20.

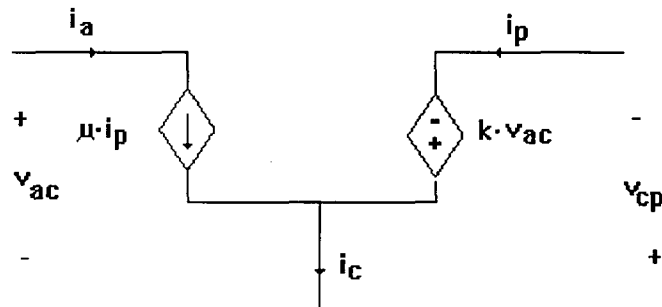


Fig. 3.20 Modelo válido para as chaves PWM1 e PWM4.

3.4.1.2 OBTENÇÃO DAS TENSÕES E CORRENTES MÉDIAS NAS CHAVES PWM2 e PWM3

Os valores absolutos das correntes e tensões médias nas chaves PWM2 e PWM3 são iguais. As formas de onda das correntes no interruptor S7 e no diodo D7 em um período de chaveamento são mostradas na Fig. 3.21.

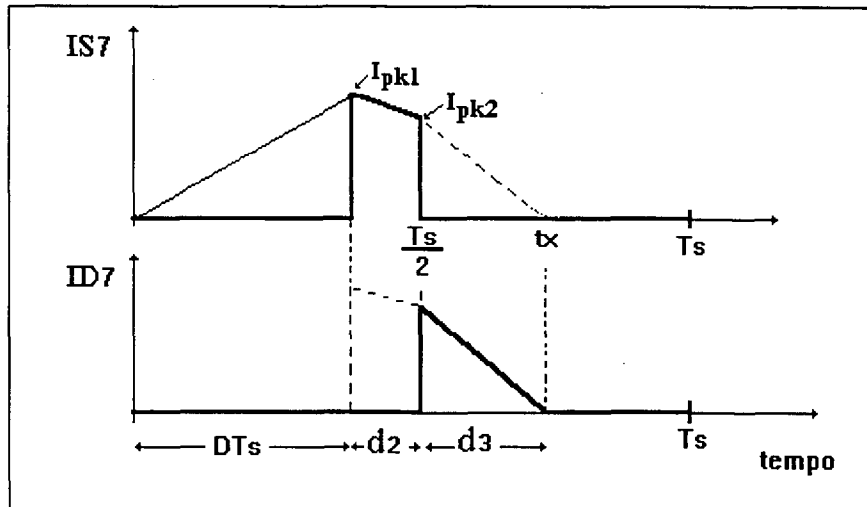


Fig. 3.21 Corrente no interruptor S7 e no diodo D7 em um período de chaveamento.

O valor médio da corrente na chave ativa é:

$$i_{a2} = \left[\frac{I_{pk1} + I_{pk2}}{2} \right] d_2 \quad (3.52)$$

A corrente média na chave passiva é:

$$i_{p2} = \frac{I_{pk2}}{2} d_3 \quad (3.53)$$

As tensões são:

$$v_{ac2} = \frac{V_c}{2} d_3 \quad (3.54)$$

$$v_{cp2} = \frac{V_c}{2} (1 - d_3) \quad (3.55)$$

Da equação (3.53) tem-se:

$$I_{pk2} = \frac{2 \cdot i_{p2}}{d_3} \quad (3.56)$$

Substituindo-se na equação (3.52) obtém-se:

$$I_{pk1} = \frac{2 \cdot i_{a2}}{d_2} - \frac{2 \cdot i_{p2}}{d_3} \quad (3.57)$$

Substituindo-se as equações (3.56) e (3.57) na equação (3.43) tem-se:

$$\frac{2 \cdot i_{p2}}{d_3} = \left(\frac{2 \cdot i_{a2}}{d_2} - \frac{2 \cdot i_{p2}}{d_3} \right) \left(\frac{1}{2 \cdot d} + \frac{n \cdot V_o \cdot (d - 0,5)}{3,464 \cdot d^2 \cdot V_m} \right) \quad (3.58)$$

Isolando-se i_{a2} obtém-se:

$$i_{a2} = \xi \cdot i_{p2} \quad (3.59)$$

Sendo:

$$\xi = \frac{\left(1 + \frac{0,5}{d} + 0,2887 \frac{n \cdot V_o}{d \cdot V_m} - 0,144 \frac{n \cdot V_o}{d^2 \cdot V_m}\right)}{\left(0,5 \frac{d_3}{d_2 \cdot d} + 0,2887 \frac{d_3}{d_2} \frac{n \cdot V_o}{d \cdot V_m} - 0,144 \frac{d_3}{d_2} \frac{n \cdot V_o}{d^2 \cdot V_m}\right)} \quad (3.60)$$

da equação (3.54) obtém-se:

$$\frac{V_c}{2} = \frac{V_{ac2}}{d_3} \quad (3.61)$$

Substituindo-se em (3.55) tem-se:

$$V_{cp2} = \gamma \cdot V_{ac2} \quad (3.62)$$

sendo:

$$\gamma = \frac{1 - d_3}{d_3} \quad (3.63)$$

Com as equações (3.59) e (3.62) pode-se sintetizar o circuito equivalente mostrado na Fig. 3.22.

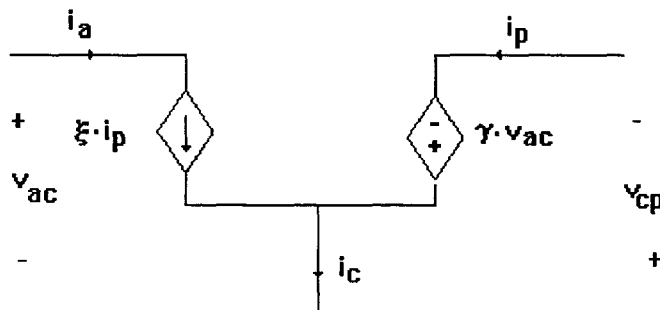


Fig. 3.22 Modelo válido para as chaves PWM2 e PWM3.

3.4.1.3 CÁLCULO DO PONTO DE OPERAÇÃO E DA TAXA DE CONVERSÃO

As grandezas referentes ao ponto de operação são representadas com letras maiúsculas. Então as equações das chaves são as seguintes:

$$V_{cp1} = k \cdot V_{ac1} \quad (3.64)$$

$$I_{a1} = u \cdot I_{p1} \quad (3.65)$$

$$V_{cp2} = \gamma \cdot V_{ac2} \quad (3.66)$$

$$I_{a2} = \xi \cdot I_{p2} \quad (3.67)$$

Do circuito da Fig. 3.18 podem-se obter as expressões (3.68), (3.69) e (3.70)

$$V_g = 0,866 V_m \quad (3.68)$$

$$-V_g + k \cdot V_{ac1} + V_c - \gamma \cdot V_{ac2} = 0 \quad (3.69)$$

$$-V_g + V_{cp1} + \frac{V_c}{2} + V_{ac2} = 0 \quad (3.70)$$

Isolando-se V_{ac2} da equação (3.70) tem-se:

$$V_{ac2} = V_g - k \cdot V_{ac1} - \frac{V_c}{2} \quad (3.71)$$

Como:

$$V_{ac1} = -V_g \quad (3.72)$$

Então:

$$V_{ac2} = V_g \cdot (1+k) - \frac{V_c}{2} \quad (3.73)$$

Substituindo-se a equação (3.73) em (3.69) obtêm-se a expressão da taxa de conversão do conversor (M).

$$M = \frac{V_c}{V_g} = \frac{2(1+k+\gamma+\gamma \cdot k)}{2+\gamma} \quad (3.74)$$

Devido à simetria do circuito, as grandezas que envolvem a chave PWM1 são iguais em magnitude, porém apresentam polaridade contrária às da chave PWM4. Isto também é válido para as chaves PWM2 e PWM3.

3.4.1.4 COMPROVAÇÃO DO PONTO DE OPERAÇÃO

Para se verificar a validade do modelo CC desenvolvido anteriormente, fez-se uma simulação do circuito chaveado em condições nominais, utilizando o programa Pspice e comparou-se com os valores médios de tensão e corrente encontrados através das expressões obtidas do modelo CC. Os resultados são mostrados na tabela 3.1.

O diagrama do circuito de potência simulado é mostrado na Fig. 3.23.

Os parâmetros utilizados na simulação são os seguintes:

$$V_m = 180 \text{ V}$$

$$V_o = 56,62 \text{ V}$$

$$V_c = 344 \text{ V}$$

$$n = 4,8$$

$$L_1 = L_2 = 131,8 \text{ uH}$$

$$C_5 = C_6 = 40 \text{ uF}$$

$$R_o = 1,2 \text{ } \Omega$$

$$L_o = 50 \text{ uH}$$

$$C_o = 1000 \text{ uF}$$

$$D = 0,4$$

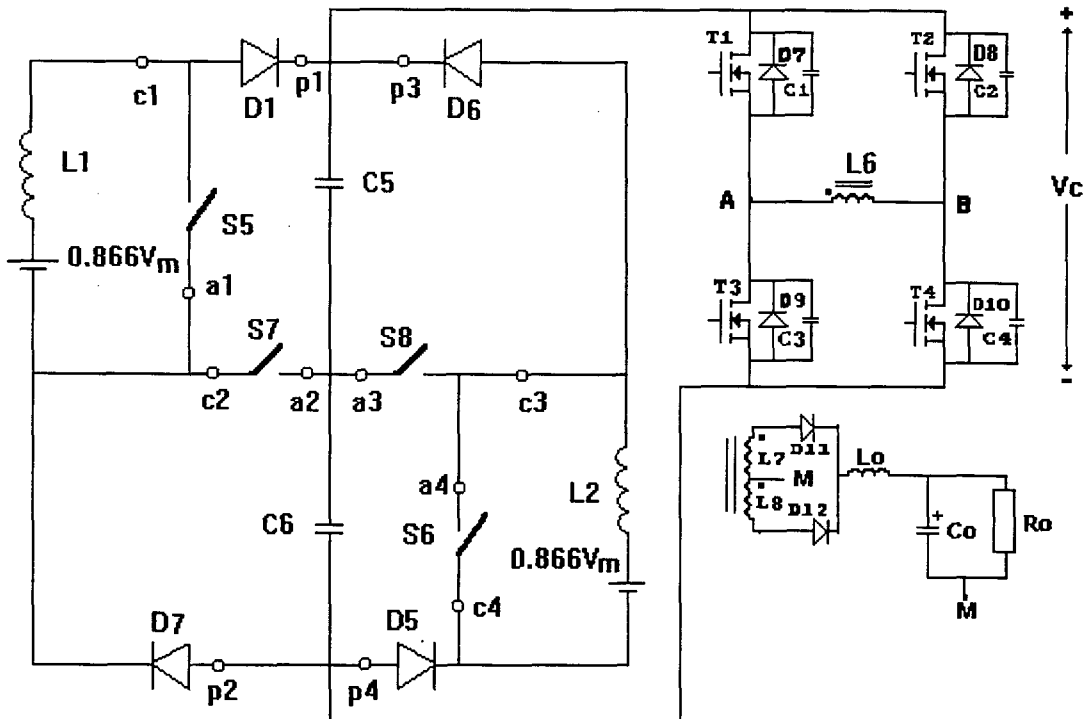


Fig. 3.23 Circuito equivalente chaveado do conversor utilizado na simulação.

	Modelo	Simulação
V_{ac1}	-155,88 V	-155,88 V
V_{ac2}	56,32	55,12
V_{ac3}	-56,32	-55,12
V_{ac4}	155,88	155,88 V
V_{cp1}	-70,30	-72,58
V_{cp2}	113,55	117,2
V_{cp3}	-113,55	-117,2
V_{cp4}	70,30	72,58
I_{a1}	-4,73	-4,77
I_{a2}	2,34	2,34
I_{a3}	2,34	2,34
I_{a4}	4,73	4,71
I_p	-6,17	-5,97
I_{p2}	3,83	3,63
I_{p3}	-3,83	-3,63

Tabela 3.1 Comparação dos valores obtidos do modelo CC com os valores obtidos por simulação do circuito chaveado.

Utilizando-se as expressões (3.31) e (3.32) obtêm-se os valores de d_2 e d_3 , respectivamente. Com as expressões (3.47), (3.51), (3.60) e (3.63) obtêm-se os coeficientes μ , k , ξ e γ :

$$\mu = 0,766$$

$$k = 0,451$$

$$\xi = 0,61$$

$$\gamma = 2,02$$

A taxa de conversão do conversor, M , é calculada através da expressão (3.74) resultando: $M = 2,18$. Este valor deve ser aproximadamente igual ao valor do ganho estático β .

$$\beta = \frac{V_c}{V_g} \tag{3.75}$$

$$\beta = \frac{344}{155,88} = 2,20$$

Os valores de M e de β , assim como os valores mostrados na tabela 3.1, comprovam o modelo desenvolvido.

3.4.2 MODELO PARA PEQUENOS SINAIS OU CA

O modelo para pequenos sinais ou CA, é obtido da relação entre a perturbação em valores médios sobre um dado ponto de operação CC (D , I_p , V_{ac} , etc.).

3.4.2.1 MODELO DAS CHAVES PWM1 E PWM4 DO CONVERTOR

Utilizando-se um procedimento análogo ao utilizado na seção 3.2, obtêm-se as expressões necessárias para sintetizar o modelo das chaves PWM1 e PWM2.

Sejam os valores do ponto de operação:

$$I_{a1} = U \cdot I_{p1} \tag{3.76}$$

$$V_{c1} = K \cdot V_{a1} \tag{3.77}$$

Sendo:

$$I_{a1} = -\frac{I_{pk1}}{2} D \tag{3.78}$$

$$V_{ac1} = -L_p \frac{I_{pk1}}{D \cdot T_s} \quad (3.79)$$

De (3.78) e (3.79) tem-se:

$$I_{a1} = \frac{D^2}{2 \cdot L_p \cdot f_s} V_{ac1} \quad (3.80)$$

Na análise a seguir assume-se que as perturbações são de pequena amplitude, e de frequência muito menor que a frequência de chaveamento. Será analisado o caso onde a razão cíclica apresenta uma pequena perturbação \hat{d} , ou seja:

$$d = D + \hat{d} \quad \begin{cases} \hat{d} \neq 0 \\ \hat{d} \ll D \end{cases} \quad (3.81)$$

Isto implica que:

$$i_{a1} = I_{a1} + \hat{i}_{a1} \quad (3.82)$$

$$i_{p1} = I_{p1} + \hat{i}_{p1} \quad (3.83)$$

$$v_{cp1} = V_{cp1} + \hat{v}_{cp1} \quad (3.84)$$

$$v_{ac1} = V_{ac1} + \hat{v}_{ac1} \quad (3.85)$$

Substituindo-se a equação (3.30) na equação (3.46) obtêm-se:

$$i_{a1} = \mu \left[\left(\frac{I_{pk1} + I_{pk2}}{2} \right) d_2 + \frac{I_{pk2}}{2} d_3 \right] \quad (3.86)$$

Isolando-se I_{pk1} da expressão (3.79) e substituindo na expressão (3.43) obtêm-se:

$$I_{pk2} = \left[-\frac{d}{L_p \cdot f_s} v_{ac1} \left(\frac{1}{2 \cdot d} + \frac{n \cdot V_o(d - 0,5)}{3,464 \cdot d^2 \cdot V_m} \right) \right] \quad (3.87)$$

Substituindo-se (3.87) em (3.86) obtêm-se:

$$i_{a1} = \frac{\mu \cdot d}{L_p \cdot f_s} v_{ac1} \left[\frac{d_2}{d} + \frac{d_2 + d_3}{2} \left(\frac{1}{2 \cdot d} + \frac{n \cdot V_o(d - 0,5)}{3,464 \cdot d^2 \cdot V_m} \right) \right] \quad (3.88)$$

Substituindo-se μ (equação 3.47), d_2 (equação 3.31) e d_3 (equação (3.32) na expressão (3.88) obtêm-se:

$$I_{a1} = \frac{v_{ac1} \cdot d^2}{0,866 \cdot f_s \cdot L_p} \left[\begin{array}{l} -3 \cdot 10^{23} d^4 \cdot V_m^2 + (1,5155 \cdot 10^{23} n \cdot V_o \cdot V_m) d^3 \\ + (-3,2475 \cdot 10^{22} n \cdot V_o \cdot V_m + 6,25 \cdot 10^{21} n^2 \cdot V_o^2) d^2 \\ + (-6,25 \cdot 10^{21} n^2 \cdot V_o^2 - 2,165 \cdot 10^{22} n \cdot V_o \cdot V_m) d + 1,5625 \cdot 10^{21} n^2 \cdot V_o^2 \end{array} \right] \quad (3.89)$$

$$\left[\begin{array}{l} -1,732 \cdot 10^{23} d^4 \cdot V_m^2 + 5 \cdot 10^{22} d^3 \cdot V_m \cdot n \cdot V_o \\ + (1,44 \cdot 10^{22} n^2 \cdot V_o^2 + 426 \cdot V_m \cdot n \cdot V_o) d^2 \\ + (-1,44 \cdot 10^{22} n^2 \cdot V_o^2 - 1,25 \cdot 10^{22} V_m \cdot n \cdot V_o) d \\ + 3,61 \cdot 10^{21} n^2 \cdot V_o^2 \end{array} \right]$$

Substituindo-se d por $D + \hat{d}$ e V_{ac} por $V_{ac1} + \hat{v}_{ac1}$ na equação (3.89) obtêm-se:

$$i_{a1} = I_{a1} + \hat{i}_{a1} \quad (3.90)$$

Então:

$$\hat{i}_{a1} = i_{a1} - I_{a1} \quad (3.91)$$

Substituindo a expressão (3.80) na expressão (3.91) obtêm-se:

$$\hat{i}_{a1} = \frac{D^2 \cdot \hat{v}_{ac1} + 2 \cdot D \cdot \hat{d} \cdot V_{ac1} + 2 \cdot D \cdot \hat{d} \cdot \hat{v}_{ac1} + \hat{d}^2 \cdot V_{ac1} + \hat{d}^2 \cdot \hat{v}_{ac1}}{2 \cdot L_p \cdot f_s} \quad (3.92)$$

Como as perturbações são de pequena amplitude, pode-se considerar o produto de duas perturbações como zero. Neste caso, $\hat{v}_{ac1} \cdot \hat{d} = 0$. Além disso, é possível desprezar os termos de \hat{d} de ordem maior do que um, permitindo desta maneira guardar apenas os termos lineares, simplificando de maneira notável a expressão (3.92), tal como pode ser observado na equação (3.93).

$$\hat{i}_{a1} = \frac{D^2 \cdot \hat{v}_{ac1} + 2 \cdot D \cdot \hat{d} \cdot V_{ac1}}{2 \cdot L_p \cdot f_s} \quad (3.93)$$

Isolando-se V_{ac1} da equação (3.80) e substituindo-se na expressão (3.93) obtêm-se:

$$\hat{i}_{a1} = g_i \cdot \hat{v}_{ac1} + k_i \cdot \hat{d} \quad (3.94)$$

Sendo:

$$g_i = \frac{I_{a1}}{V_{ac1}} \quad (\Omega^{-1}) \quad (3.95)$$

$$k_i = \frac{2 \cdot I_{a1}}{D} \quad (A) \quad (3.96)$$

Procedendo de forma análoga, encontra-se uma expressão para a corrente na chave passiva, sendo esta mostrada na equação (3.97).

$$\hat{i}_{p1} = g_f \cdot \hat{v}_{cp1} + A_o \cdot \hat{d} + K_o \cdot \hat{v}_{ac1} \quad (3.97)$$

Sendo:

$$g_f = \frac{I_{p1}}{2V_{cp1}} \quad (3.98)$$

$$K_o = \frac{I_{p1}}{2 \cdot V_{ac1}} \quad (3.99)$$

$$A_o = \frac{1}{2} \left(A_1 + A_2 \cdot \frac{1,667}{D} \right) I_{p1} \quad (3.100)$$

$$A_1 = \frac{\begin{bmatrix} -1,73 \cdot 10^8 V_m^2 \cdot D^3 - 3,13 \cdot 10^6 \cdot V_m \cdot n \cdot V_o + 7,22 \cdot 10^6 n^2 \cdot V_o^2 \cdot D \\ + 3,75 \cdot 10^7 D^2 \cdot V_m \cdot n \cdot V_o - 3,61 \cdot 10^6 n^2 \cdot V_o^2 \end{bmatrix}}{\begin{bmatrix} -3,13 \cdot 10^6 D \cdot V_m \cdot n \cdot V_o + 3,61 \cdot 10^6 n^2 \cdot V_o^2 \cdot D^2 - 3,61 \cdot 10^6 n^2 \cdot V_o^2 \cdot D \\ + 9,02 \cdot 10^5 n^2 \cdot V_o^2 + 1,25 \cdot 10^7 V_m \cdot n \cdot V_o \cdot D^3 - 4,33 \cdot 10^7 V_m^2 \cdot D^4 \end{bmatrix}} \quad (3.101)$$

$$A_2 = \frac{\begin{bmatrix} 4,49 \cdot 10^{25} D^5 \cdot V_m^3 - 4,54 \cdot 10^{25} V_m^2 \cdot D^4 \cdot n \cdot V_o + 7,49 \cdot 10^{24} n^2 \cdot V_o^2 \cdot D^3 \cdot V_m \\ + (-1,62 \cdot 10^{24} V_m^2 \cdot n \cdot V_o - 1,87 \cdot 10^{24} n^2 \cdot V_o^2 \cdot V_m + 1,08 \cdot 10^{24} n^3 \cdot V_o^3) D^2 \\ + (-14970 \cdot n^3 \cdot V_o^3 + 9,36 \cdot 10^{23} n^2 \cdot V_o^2 \cdot V_m) D - 2,70 \cdot 10^{23} n^3 \cdot V_o^3 \end{bmatrix}}{\begin{bmatrix} 3,75 \cdot 10^{25} D^5 V_m^3 - 3,25 \cdot 10^{25} D^4 \cdot V_m^2 \cdot n \cdot V_o \\ + (3,13 \cdot 10^{24} n^2 \cdot V_o^2 \cdot V_m - 92229 \cdot V_m^2 \cdot n \cdot V_o) D^3 \\ + (2,71 \cdot 10^{24} V_m^2 \cdot n \cdot V_o + 1,80 \cdot 10^{24} n^3 \cdot V_o^3 + 3,13 \cdot 10^{24} n^2 \cdot V_o^2 \cdot V_m) D^2 \\ + (-2,34 \cdot 10^{24} n^2 \cdot V_o^2 \cdot V_m - 1,80 \cdot 10^{24} n^3 \cdot V_o^3) D + 4,51 \cdot 10^{23} n^3 \cdot V_o^3 \end{bmatrix}} \quad (3.102)$$

Com as expressões (3.94) e (3.97) pode-se sintetizar o circuito mostrado na Fig. 3.24 o qual representa as chaves PWM1 e PWM4.

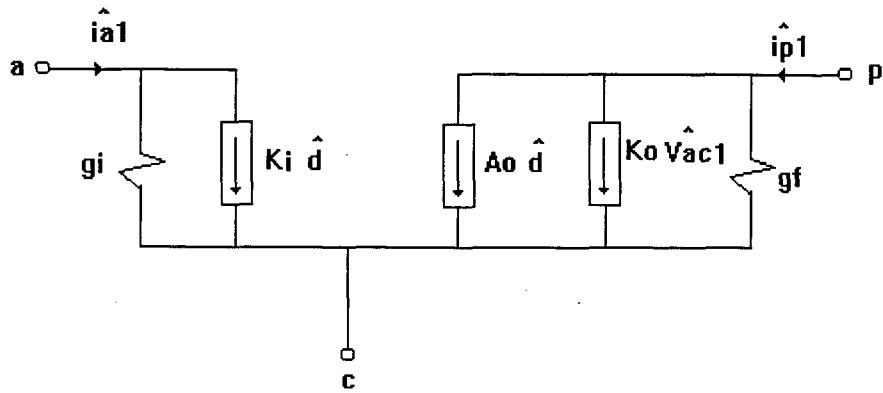


Fig. 3.24 Modelo CA das chaves PWM1 e PWM4 em DCM.

3.4.2.2 MODELO DAS CHAVES PWM2 E PWM3 DO CONVERSOR

Sejam os valores do ponto de operação

$$I_{a2} = \xi \cdot I_{p2} \quad (3.103)$$

$$V_{cp2} = \gamma \cdot V_{ac2} \quad (3.104)$$

A corrente média na chave ativa é dada pela equação (3.59). Substituindo-se a expressão (3.53) nesta equação obtêm-se:

$$i_{a2} = \xi \cdot d_3 \cdot \frac{I_{pk2}}{2} \quad (3.105)$$

Usando as expressões (3.28), (3.29), (3.31), (3.32), (3.60) e (3.105), obtêm-se a expressão da corrente i_{a2} mostrada na equação (3.106).

$$i_{a2} = -2.5 \cdot 10^{-4} \cdot (2 \cdot d - 1) \cdot \frac{(866V_m \cdot d^2 + 250 \cdot n \cdot V_o \cdot d - 125 \cdot n \cdot V_o)}{L_p \cdot f_s \cdot d} \quad (3.106)$$

Substituindo-se d por D na equação (3.106) obtêm-se o valor de I_{a2} :

$$I_{a2} = -2.5 \cdot 10^{-4} \cdot (2 \cdot D - 1) \cdot \frac{(866V_m \cdot D^2 + 250 \cdot n \cdot V_o \cdot D - 125 \cdot n \cdot V_o)}{L_p \cdot f_s \cdot D} \quad (3.107)$$

Substituindo-se d por $D + \hat{d}$ na equação (3.106) obtêm-se:

$$i_{a2} = I_{a2} + \hat{i}_{a2} \quad (3.108)$$

Resolvendo e desprezando-se os valores de \hat{d} da ordem superior a um obtêm-se:

$$\hat{i}_{a2} = K_2 \cdot \hat{d} \quad (3.109)$$

Sendo:

$$K2 = \frac{-\left(3464 \cdot V_m \cdot D^3 + 500 \cdot n \cdot V_o \cdot D^2 - 125 \cdot n \cdot V_o\right)}{1732 \cdot V_m \cdot D^4 + 500 \cdot n \cdot V_o \cdot D^3 + (-500 \cdot n \cdot V_o - 433 \cdot V_m)D^2 + 125 \cdot n \cdot V_o \cdot D} I_{a2} \quad (3.110)$$

Agora calcula-se o valor da corrente perturbada na chave passiva. Substituindo-se a equação (3.28) na equação (3.55) obtêm-se:

$$V_{cp2} = \frac{n \cdot V_o}{4 \cdot d} (1 - d3) \quad (3.111)$$

Isolando-se d3 obtêm-se:

$$d3 = \frac{(-4 \cdot V_{cp2} \cdot d + n \cdot V_o)}{n \cdot V_o} \quad (3.112)$$

Substituindo-se as equações (3.42), e (3.112) na equação (3.53) obtêm-se:

$$i_{p2} = 5 \cdot 10^{-4} (433 \cdot V_m \cdot d + 250 \cdot n \cdot V_o \cdot d - 125 \cdot n \cdot V_o) \frac{(-4 \cdot v_{cp2} \cdot d + n \cdot V_o)}{f_s \cdot L_p \cdot d \cdot n \cdot V_o} \quad (3.113)$$

Substituindo-se d por D obtêm-se:

$$I_{p2} = 5 \cdot 10^{-4} (433 \cdot V_m \cdot D + 250 \cdot n \cdot V_o \cdot D - 125 \cdot n \cdot V_o) \frac{(-4 \cdot v_{cp2} \cdot D + n \cdot V_o)}{f_s \cdot L_p \cdot D \cdot n \cdot V_o} \quad (3.114)$$

Substituindo-se d por $D + \hat{d}$ e V_{cp2} por $V_{cp2} + \hat{v}_{cp2}$ na equação (3.113) obtêm-se:

$$i_{p2} = I_{p2} + \hat{i}_{p2} \quad (3.115)$$

Resolvendo, obtêm-se:

$$(3.116)$$

Sendo:

$$A4 = \frac{433 \cdot V_m + 250 \cdot n \cdot V_o}{433 \cdot V_m \cdot D + 250 \cdot n \cdot V_o \cdot D - 125 \cdot n \cdot V_o} I_{p2} \quad (3.117)$$

$$g_{o1} = \frac{4 \cdot D(433 \cdot V_m \cdot D + 250 \cdot n \cdot V_o \cdot D - 125 \cdot n \cdot V_o) I_{p2}}{(433 \cdot V_m \cdot D + 250 \cdot n \cdot V_o \cdot D - 125 \cdot n \cdot V_o)(-4 \cdot V_{cp2} \cdot D + n \cdot V_o)} \quad (3.118)$$

$$K_{o1} = \frac{V_o \cdot n}{D(4 \cdot V_{cp2} \cdot D - n \cdot V_o)} I_{p2} \quad (3.119)$$

Por outro lado tem-se a partir da expressão (3.61) o valor de V_{ac2} , mostrado na equação (3.120)

$$V_{ac2} = \frac{n \cdot V_o \cdot d3}{4 \cdot d} \quad (3.120)$$

Isolando-se $d3$ tem-se:

$$d3 = \frac{4 \cdot d \cdot V_{ac2}}{n \cdot V_o} \quad (3.121)$$

Substituindo (3.42) e (3.121) em (3.53) obtêm-se:

$$i_{p2} = \frac{2 \cdot 10^{-3} (433 \cdot V_m \cdot d + 250 \cdot n \cdot V_o \cdot d - 125 \cdot n \cdot V_o) V_{ac2}}{f_s \cdot L_p \cdot n \cdot V_o} \quad (3.122)$$

Substituindo-se d por D obtêm-se:

$$I_{p2} = \frac{2 \cdot 10^{-3} (433 \cdot V_m \cdot D + 250 \cdot n \cdot V_o \cdot D - 125 \cdot n \cdot V_o) V_{ac2}}{f_s \cdot L_p \cdot n \cdot V_o} \quad (3.123)$$

Substituindo-se d por $D + \hat{d}$ e v_{ac2} por $V_{ac2} + \hat{v}_{ac2}$ na equação (3.122) obtêm-se:

$$i_{p2} = I_{p2} + \hat{i}_{p2} \quad (3.124)$$

Resolvendo, obtêm-se:

$$\hat{i}_{p2} = K_{o2} \cdot \hat{d} + A_{o2} \hat{v}_{ac2} \quad (3.125)$$

Sendo:

$$K_{o2} = \frac{(433 \cdot V_m + 250 \cdot n \cdot V_o) I_{p2}}{433 \cdot V_m \cdot D + 250 \cdot n \cdot V_o \cdot D - 125 \cdot n \cdot V_o} \quad (3.126)$$

$$A_{o2} = \frac{I_{p2}}{V_{ac2}} \quad (3.127)$$

Somando-se as expressões (3.116) e (3.125) obtêm-se:

$$\hat{i}_{p2} = A_{o3} \cdot \hat{d} + K_{o3} \cdot \hat{v}_{ac2} + g_{o3} \cdot \hat{v}_{cp2} \quad (3.128)$$

Sendo:

$$g_{o3} = \frac{2 \cdot D (433 \cdot V_m \cdot D + 250 \cdot n \cdot V_o \cdot D - 125 \cdot n \cdot V_o) I_{p2}}{(433 \cdot V_m \cdot D + 250 \cdot n \cdot V_o \cdot D - 125 \cdot n \cdot V_o) (-4 \cdot V_{cp2} \cdot D + n \cdot V_o)} \quad (3.129)$$

$$A_{o3} = \frac{V_o \cdot n \cdot I_{p2}}{2 \cdot D (n \cdot V_o - 4 \cdot D \cdot V_{cp2})} \quad (3.130)$$

$$K_{o3} = \frac{I_{p2}}{2 \cdot V_{ac2}} \quad (3.131)$$

Com as expressões (3.109) e (3.128) pode-se sintetizar o circuito mostrado na Fig. 3.25, o qual representa as chaves PWM2 e PWM3.

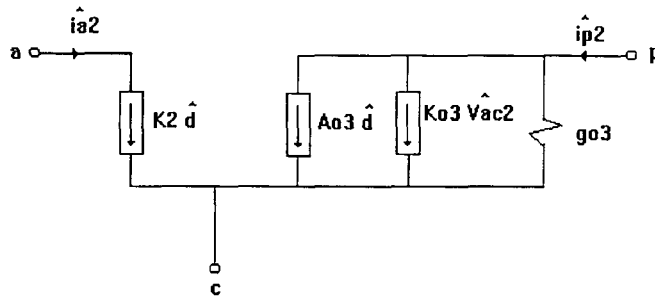


Fig. 3.25 Modelo CA das chaves PWM2 e PWM3 em DCM.

3.4.3 ANÁLISE CA DO CONVERSOR EM DCM

O modelo para pequenos sinais do conversor em DCM é determinado substituindo-se o modelo das chaves PWM1 (Fig. 3.24) e PWM2 (Fig. 3.25). O circuito equivalente pode ser visto na Fig. 3.26. Nesta análise, a fonte de alimentação V_g é colocada em curto-circuito, pois, busca-se tão somente o efeito resultante de perturbações (ou pequenos sinais). Também se deve aclarar que os sentidos das correntes foram colocados no sentido real de condução, de modo que todos os coeficientes envolvidos (K_o , A_o , K_2 , K_o3 , etc.) apresentam valor positivo, facilitando-se desta maneira os cálculos.

O objetivo da análise seguinte é encontrar-se uma função de transferência que relacione a variação de tensão de barramento, \hat{v}_c , com a variação da razão cíclica, \hat{d} . Com a finalidade de simplificar a análise substitui-se a carga por uma resistência equivalente, R .

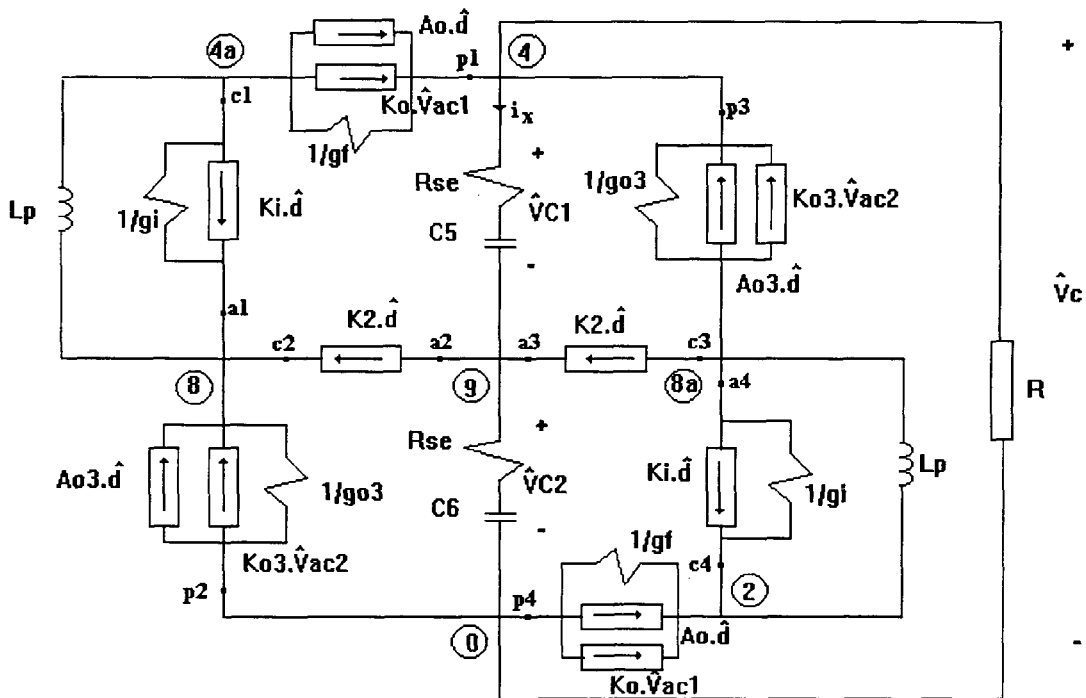


Fig. 3.26 Modelo CA do conversor em DCM.

3.4.3.1 OBTENÇÃO DA FUNÇÃO DE TRANSFERÊNCIA $\frac{\hat{v}_c}{\hat{d}}$

As análises sobre o circuito equivalente utilizando o modelo da chave PWM para a determinação da FT baseiam-se em metodologias convencionais de redes (método dos nós ou das malhas), tendo sido ignoradas todas as resistências parasitas dos elementos passivos, com exceção da resistência série equivalente do capacitor de filtragem de barramento.

Tal consideração em muito contribui para a obtenção da FT mais simples, sem que se introduza um erro significativo. Isto ocorre porque são produzidas sobre tais resistências quedas de tensão proporcionais aos seus valores (dezenas/centenas de miliohms) e ao “ripple” de corrente de pequeno sinal circulante, na análise ca. Na análise cc as quedas de tensão médias são igualmente muito pequenas, se comparadas aos valores médios.

Além dos aspectos acima ressaltados, deve-se levar em conta que os valores de resistências parasitas de indutores somente poderiam ser estritamente conhecidos “a posteriori”, isto é, após a confecção dos mesmos. Observe-se, ainda, que tais valores são fortemente dependentes da temperatura e da frequência de operação do indutor. Por tudo isto, a desconsideração de tais resistências simplifica o equacionamento, sem provocar prejuízos quantitativos sensíveis.

O único parâmetro parasita que deve obrigatoriamente ser levado em conta na análise do modelo é a resistência série equivalente do capacitor de saída, uma vez que o elevado “ripple” de corrente em geral circulante nesse capacitor provoca quedas de tensão diretamente associadas à tensão de saída. Além disso, sabe-se que esta resistência caracteriza o zero estável de todas as FT’s das estruturas básicas.

Então, para dar início ao cálculo da FT, parte-se do circuito da Fig. 3.26 obtendo-se o seguinte equacionamento:

$$\hat{i}_{Lp} = \frac{\hat{v}_{ca1}}{s \cdot Lp} \quad (3.132)$$

$$\frac{\hat{v}_{ca1}}{s \cdot Lp} = g_i \cdot \hat{v}_{ca1} + K_i \cdot \hat{d} + g_f \cdot \hat{v}_{cp1} + A_o \cdot \hat{d} + K_o \cdot \hat{v}_{ca1} \quad (3.133)$$

$$\hat{i}_x = -\hat{i}_o + \hat{i}_{cp3} + \hat{i}_{cp1} \quad (3.134)$$

$$\hat{i}_x = \left(-\frac{\hat{v}_c}{R} + K_o3 \cdot \hat{v}_{ac2} + A_o3 \cdot \hat{d} \right) + g_o3 \cdot \hat{v}_{cp3} + g_f \cdot \hat{v}_{cp1} + A_o \cdot \hat{d} + K_o \cdot \hat{v}_{ca1} \quad (3.135)$$

$$\hat{i}_x = \frac{\hat{v}_c}{2\left(R_{se} + \frac{1}{s \cdot C}\right)} \quad (3.136)$$

Isolando-se \hat{v}_c e substituindo-se em (3.135) obtêm-se:

$$\hat{v}_c = 2\left(R_{se} + \frac{1}{s \cdot C}\right) \left[\left(-\frac{\hat{v}_c}{R} + K_{o3} \cdot \hat{v}_{ac2} + A_{o3} \cdot \hat{d} \right) + g_{o3} \cdot \hat{v}_{cp3} + g_f \cdot \hat{v}_{cp1} + A_o \cdot \hat{d} + K_o \cdot \hat{v}_{ca1} \right] \quad (3.137)$$

Por outro lado, têm-se:

$$\frac{\hat{v}_{ca1}}{s \cdot L_p} = K_2 \cdot \hat{d} + K_i \cdot \hat{d} + g_i \cdot \hat{v}_{ca1} + K_{o3} \cdot \hat{v}_{ac2} + A_{o3} \cdot \hat{d} + g_{o3} \cdot \hat{v}_{cp3} \quad (3.138)$$

$$\hat{v}_{ac2} = \frac{\hat{v}_c}{2} + \hat{v}_{pc2} \quad (3.139)$$

$$\hat{v}_{pc2} = \hat{v}_{ca1} - \hat{v}_{cp1} - \hat{v}_c \quad (3.140)$$

substituindo (3.140) em (3.139)

$$\hat{v}_{ac2} = \frac{-1}{2} \hat{v}_c + \hat{v}_{ca1} - \hat{v}_{cp1} \quad (3.141)$$

Substituindo (3.141) em (3.138) e em (3.137) obtêm-se:

$$\frac{\hat{v}_{ca1}}{s \cdot L_p} = K_2 \cdot \hat{d} + K_i \cdot \hat{d} + g_i \cdot \hat{v}_{ca1} + K_{o3} \cdot \left(\frac{-1}{2} \hat{v}_c + \hat{v}_{ca1} - \hat{v}_{cp1} \right) + A_{o3} \cdot \hat{d} + g_{o3} \cdot \hat{v}_{cp3} \quad (3.142)$$

$$\hat{v}_c = 2\left(R_{se} + \frac{1}{s \cdot C}\right) \left[\left(-\frac{\hat{v}_c}{R} + K_{o3} \cdot \left(\frac{-1}{2} \hat{v}_c + \hat{v}_{ca1} - \hat{v}_{cp1} \right) + A_{o3} \cdot \hat{d} \right) + g_{o3} \cdot \hat{v}_{cp3} + g_f \cdot \hat{v}_{cp1} + A_o \cdot \hat{d} + K_o \cdot \hat{v}_{ca1} \right] \quad (3.143)$$

Isolando-se \hat{v}_{cp3} de (3.142) tem-se:

$$\hat{v}_{cp3} = \frac{\left(\frac{\hat{v}_{ca1}}{s \cdot L_p} - K_2 \cdot \hat{d} - K_i \cdot \hat{d} - g_i \cdot \hat{v}_{ca1} + \frac{1}{2} K_{o3} \cdot \hat{v}_c - K_{o3} \cdot \hat{v}_{ca1} + K_{o3} \cdot \hat{v}_{cp1} - A_{o3} \cdot \hat{d} \right)}{g_{o3}} \quad (3.144)$$

Substituindo-se (3.144) em (3.143)

$$\hat{v}_c = -2(R_{se} \cdot s \cdot C + 1) \frac{\left(\begin{array}{l} \hat{v}_c \cdot s \cdot L_p - \hat{v}_{ca1} \cdot R + K_2 \cdot \hat{d} \cdot R \cdot s \cdot L_p + K_i \cdot \hat{d} \cdot R \cdot s \cdot L_p \\ + g_i \cdot \hat{v}_{ca1} \cdot R \cdot s \cdot L_p - g_f \cdot \hat{v}_{cp1} \cdot R \cdot s \cdot L_p \\ - A_o \cdot \hat{d} \cdot R \cdot s \cdot L_p - K_o \cdot \hat{v}_{ca1} \cdot R \cdot s \cdot L_p \end{array} \right)}{s^2 \cdot C \cdot R \cdot L_p} \quad (3.145)$$

Isolando-se \hat{v}_{ca1} da equação (3.133) tem-se:

$$\hat{v}_{ca1} = \frac{-(-K_i \cdot \hat{d} - g_f \cdot \hat{v}_{cp1} - A_o \cdot \hat{d})}{\left[\frac{1}{s \cdot L_p} - g_i - K_o \right]} \quad (3.146)$$

Isolando \hat{v}_{cp1} da equação (3.140) tem-se:

$$\hat{v}_{cp1} = -\hat{v}_{pc2} + \hat{v}_{ca1} - \hat{v}_c \quad (3.147)$$

Como $\hat{v}_{cp3} = \hat{v}_{pc2}$, então a expressão (3.144) pode ser escrita como:

$$\hat{v}_{pc2} = \frac{\left(\frac{\hat{v}_{ca1}}{s \cdot L_p} - K_2 \cdot \hat{d} - K_i \cdot \hat{d} - g_i \cdot \hat{v}_{ca1} + \frac{1}{2} K_{o3} \cdot \hat{v}_c - K_{o3} \cdot \hat{v}_{ca1} + K_{o3} \cdot \hat{v}_{cp1} - A_{o3} \cdot \hat{d} \right)}{g_{o3}} \quad (3.148)$$

Substituindo-se (3.148) em (3.147) e isolando \hat{v}_{cp1} obtêm-se:

$$\hat{v}_{cp1} = \frac{-1}{2} \left[\frac{\begin{array}{l} 2 \cdot \hat{v}_{ca1} - 2 \cdot K_2 \cdot \hat{d} \cdot s \cdot L_p - 2 \cdot K_i \cdot \hat{d} \cdot s \cdot L_p - 2 \cdot g_i \cdot \hat{v}_{ca1} \cdot s \cdot L_p \\ + K_{o3} \cdot \hat{v}_c \cdot s \cdot L_p - 2 \cdot K_{o3} \cdot \hat{v}_{ca1} \cdot s \cdot L_p - 2 \cdot A_{o3} \cdot \hat{d} \cdot s \cdot L_p \\ - 2 \cdot \hat{v}_{ca1} \cdot g_{o3} \cdot s \cdot L_p + 2 \cdot \hat{v}_c \cdot g_{o3} \cdot s \cdot L_p \end{array}}{s \cdot L_p (g_{o3} + K_{o3})} \right] \quad (3.149)$$

Substituindo-se (3.149) em (3.146) obtêm-se a expressão que permite calcular \hat{v}_{ca1} . Substituindo (3.149) na equação (3.145) e resolvendo, pode-se obter o valor da função de transferência $FT = \frac{\hat{v}_c}{\hat{d}}$ mostrado na equação (3.150).

$$FT = \frac{(a_1 \cdot s + 1) \cdot (a_2 \cdot s + a_3)}{b_1 \cdot s^2 + b_2 \cdot s + b_3} \quad (3.150)$$

Sendo:

$$a_1 = R_{se} \cdot C \quad (3.151)$$

$$a_2 = - \begin{pmatrix} 4 \cdot R \cdot gi \cdot Lp \cdot Ao \cdot Ko_3 - 2 \cdot R \cdot Lp \cdot go_3 \cdot gf \cdot K_2 - 2 \cdot R \cdot K_2 \cdot Ko \cdot Lp \cdot Ko_3 \\ -2 \cdot R \cdot gi \cdot Lp \cdot go_3 \cdot K_2 - 4 \cdot R \cdot Ko \cdot Lp \cdot Ki \cdot Ko_3 + 4 \cdot R \cdot gi \cdot Lp \cdot gf \cdot Ao_3 \\ +2 \cdot R \cdot gi \cdot Lp \cdot gf \cdot K_2 - 4 \cdot R \cdot Lp \cdot Ko_3 \cdot gf \cdot Ki - 2 \cdot R \cdot go_3 \cdot K_2 \cdot Ko \cdot Lp \\ -4 \cdot R \cdot Lp \cdot go_3 \cdot gf \cdot Ki - 4 \cdot R \cdot go_3 \cdot Ko \cdot Lp \cdot Ki + 4 \cdot R \cdot gi \cdot Lp \cdot go_3 \cdot Ao \\ -2 \cdot R \cdot Lp \cdot Ko_3 \cdot gf \cdot K_2 - 2 \cdot R \cdot gi \cdot Lp \cdot Ko_3 \cdot K_2 \end{pmatrix} \quad (3.152)$$

$$a_3 = \begin{pmatrix} -4 \cdot R \cdot Ao \cdot Ko_3 + 2 \cdot R \cdot go_3 \cdot K_2 - 4 \cdot R \cdot Ao \cdot go_3 \\ -4 \cdot R \cdot gf \cdot Ao_3 + 2 \cdot R \cdot K_2 \cdot Ko_3 - 2 \cdot R \cdot gf \cdot K_2 \end{pmatrix} \quad (3.153)$$

$$b_1 = \begin{pmatrix} 2 \cdot gi \cdot Lp \cdot go_3 \cdot R_{se} \cdot C + 2 \cdot gi \cdot Lp \cdot Ko_3 \cdot R_{se} \cdot C + 2 \cdot Ko \cdot Lp \cdot go_3 \cdot R_{se} \cdot C \\ +4 \cdot gi \cdot R \cdot Lp \cdot go_3 \cdot gf \cdot R_{se} \cdot C + 2 \cdot Lp \cdot gf \cdot gi \cdot R_{se} \cdot C + 2 \cdot Lp \cdot gf \cdot Ko_3 \cdot R_{se} \cdot C \\ +2 \cdot Ko \cdot Lp \cdot Ko_3 \cdot R_{se} \cdot C + R \cdot C \cdot Ko \cdot Lp \cdot go_3 + R \cdot C \cdot gi \cdot Lp \cdot Ko_3 \\ +R \cdot C \cdot gi \cdot Lp \cdot go_3 + 2 \cdot gi \cdot R \cdot Lp \cdot gf \cdot Ko_3 \cdot R_{se} \cdot C + 2 \cdot Lp \cdot gf \cdot go_3 \cdot R_{se} \cdot C \\ +R \cdot C \cdot Lp \cdot gf \cdot go_3 + R \cdot C \cdot Lp \cdot gf \cdot Ko_3 + R \cdot C \cdot Lp \cdot gf \cdot gi + R \cdot C \cdot Ko \cdot Lp \cdot Ko_3 \end{pmatrix} \quad (3.154)$$

$$b_2 = - \begin{pmatrix} -R \cdot C \cdot gf - 2 \cdot gf \cdot R \cdot Ko_3 \cdot R_{se} \cdot C - 2 \cdot Ko_3 \cdot R_{se} \cdot C - R \cdot C \cdot Ko_3 \\ +4 \cdot gi \cdot R \cdot Lp \cdot go_3 + 2 \cdot gi \cdot Lp \cdot Ko_3 + 2 \cdot Lp \cdot gf \cdot go_3 - R \cdot C \cdot go_3 \\ +2 \cdot Lp \cdot gf \cdot Ko_3 - 2 \cdot gf \cdot R_{se} \cdot C - 2 \cdot go_3 \cdot R_{se} \cdot C \\ -4 \cdot gf \cdot R \cdot go_3 \cdot R_{se} \cdot C + 2 \cdot Ko \cdot Lp \cdot Ko_3 + 2 \cdot gi \cdot Lp \cdot go_3 \\ +2 \cdot gi \cdot R \cdot Lp \cdot gf \cdot Ko_3 + 2 \cdot Ko \cdot Lp \cdot go_3 + 2 \cdot Lp \cdot gf \cdot gi \end{pmatrix} \quad (3.155)$$

$$b_3 = -(-2 \cdot gf \cdot R \cdot Ko_3 - 2 \cdot go_3 - 4 \cdot gf \cdot R \cdot go_3 - 2 \cdot gf - 2 \cdot Ko_3) \quad (3.156)$$

3.4.3.2 COMPROVAÇÃO DO MODELO CA

Para comprovar a validade do modelo de pequenos sinais desenvolvido, os resultados obtidos com simulações do conversor (Fig. 3.17, substituindo-se a carga por uma resistência equivalente R) foram comparados com resultados obtidos com o modelo de pequenos sinais (Fig. 3.26) e com resultados obtidos da função de transferência do modelo do conversor em malha aberta. Em outras palavras, a partir dos resultados das simulações do conversor real obtiveram-se diversos pontos referentes à curva de resposta em frequência (diagrama de Bode), que foram comparados com o diagrama de Bode simulado do modelo com as chaves PWM e também com o diagrama de bode traçado com a função de transferência obtida a partir do modelo do conversor.

3.4.3.2.1 PROCEDIMENTO PARA A REALIZAÇÃO DE SIMULAÇÕES

Este item tem por objetivo descrever os procedimentos utilizados na comprovação do modelo através de simulações.

a.- Circuito chaveado

O circuito simulado é apresentado na fig. 3.27.

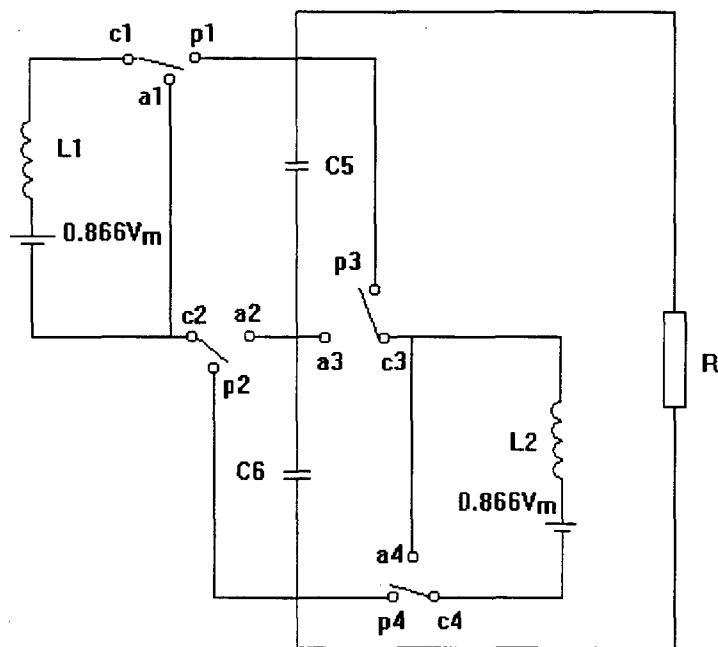


Fig. 3.27 Esquema do conversor simulado.

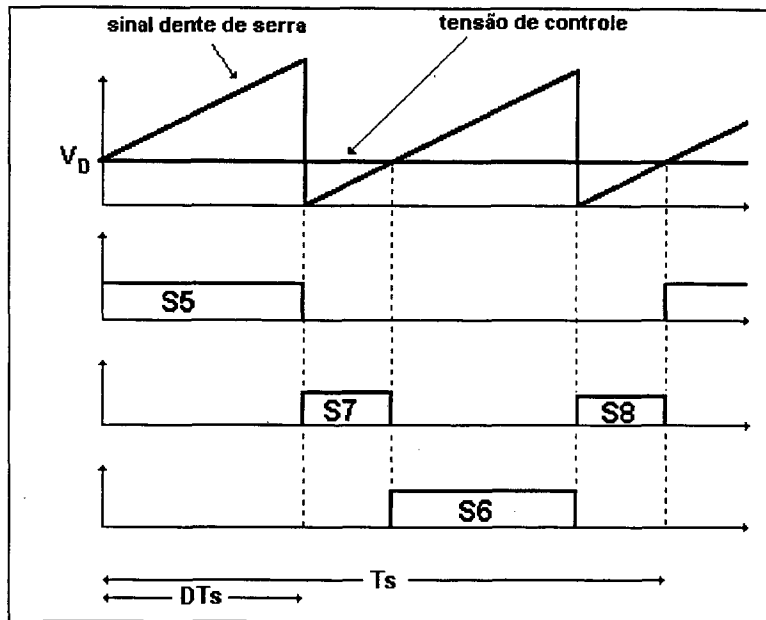


Fig. 3.28 Formas de onda do circuito de comando.

Sendo:

$$V_m = 180 \text{ V}$$

$$L_1 = L_2 = 131,8 \text{ uH}$$

$$C_5 = C_6 = 40 \text{ uF}$$

$$R = 55,5 \text{ } \Omega$$

$$R_{se} = 0,001 \text{ } \Omega$$

$$f_s = 20 \text{ kHz}$$

$$D = 0,4$$

Será feita, por simulação, uma análise dinâmica através de perturbações na razão cíclica de controle, possibilitando o traçado ponto a ponto da resposta em frequência (diagrama de Bode). Para tal fim, um sinal senoidal de baixa amplitude é superposto ao sinal de controle, V_D . A amplitude do sinal senoidal provoca uma perturbação da razão cíclica. Através da variação da frequência deste sinal senoidal, podem-se obter vários pontos do diagrama de Bode. A Fig. 3.29 mostra a perturbação da tensão de controle. Esta perturbação da razão cíclica causa uma variação no comando das chaves, (como se pode concluir observando as formas de onda da Fig. 3.28) e, conseqüentemente, uma perturbação na tensão de saída com a mesma frequência do sinal senoidal.

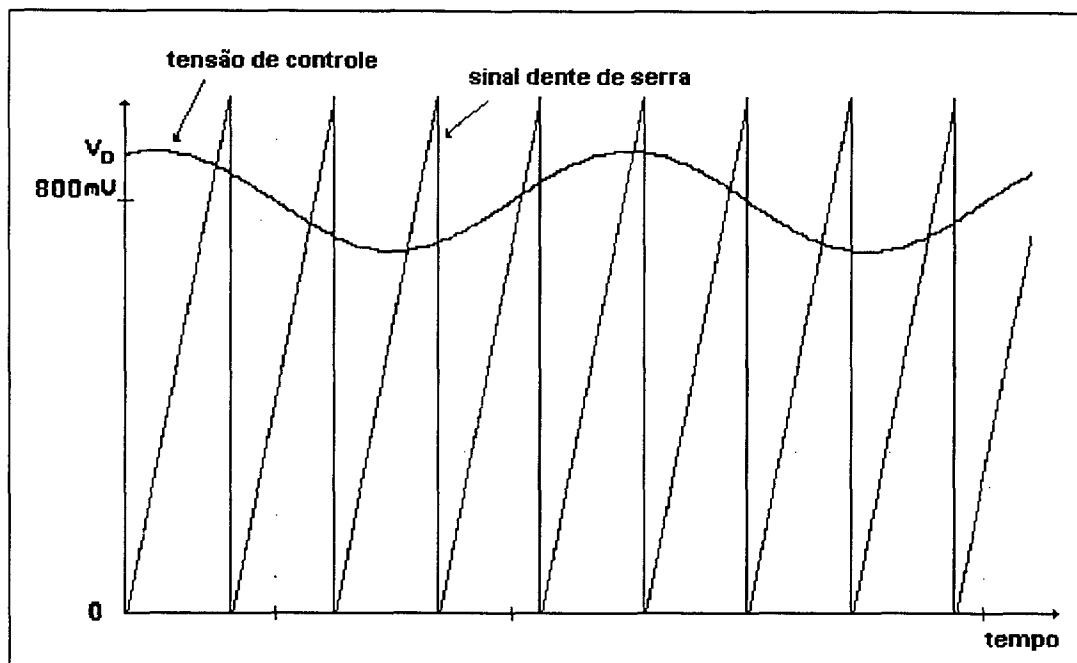


Fig. 3.29 Perturbação da tensão de controle.

A variação no comando das chaves foi simulado utilizando-se o programa PSPICE. O circuito simulado foi apresentado na Fig. 3.27, podendo-se obter a amplitude da perturbação do sinal de saída, \hat{v}_C , provocada pela perturbação da razão cíclica, \hat{d} . Portanto, o ganho em dB pode ser obtido pela expressão (3.157):

$$|F(j\omega)|_{dB} = 20 \log \left| \frac{\hat{v}_C}{\hat{d}} \right| \quad (3.157)$$

Sendo:

- \hat{v}_C amplitude da perturbação da tensão de saída
- \hat{d} Perturbação da razão cíclica de controle
- ω frequência do sinal de perturbação

Resultados das simulações

Com a variação da frequência do sinal de perturbação obtiveram-se vários pontos do diagrama de Bode da função de transferência, $FT = \frac{\hat{v}_C}{\hat{d}}$.

A tabela 3.2 mostra as frequências para as quais foram feitas as simulações e os resultados obtidos. Com estes dados podem-se traçar o módulo e a fase da função de transferência, FT, em função da frequência, tal como é mostrado nas Figuras 3.30 e 3.31.

Tabela 3.2

frequência (kHz)	$\hat{d} = 1\% D$	\hat{v}_c (V)	ganho (dB) $G_d = 20 \log \left \frac{\hat{v}_c}{\hat{d}} \right $	fase (graus)
0,1	0,004	3,18	58	-4
0,2	0,004	2,83	57	-30
0,5	0,004	2,00	54	-60
1,0	0,004	1,13	49	-85
2,0	0,004	0,90	47	-96
3,0	0,004	0,50	42	-99
5,0	0,004	0,36	39	-102

b.- Modelo CA com chaves PWM

O circuito a ser simulado é o mostrado na Fig. (3.26), no qual os valores dos coeficientes são calculados e mostrados a seguir:

$$\begin{aligned}
 A_o &= 29,153 & K_o &= 0,02 & g_i &= 0,03 & K_{o3} &= 0,034 \\
 K_i &= 23,654 & K_2 &= 16,405 & g_f &= 0,044 & g_{o3} &= 0,034 \\
 A_{o3} &= 14,453
 \end{aligned}$$

Os valores dos parâmetros são:

$$L_p = 131,8 \text{ uH} \quad C_5 = C_6 = 40 \text{ uF} \quad R = 55,5 \text{ } \Omega \quad R_{se} = 0,001 \text{ } \Omega$$

Realiza-se uma análise CA com o Programa PSPICE [9], procurando a resposta em frequência de pequeno sinal, obtendo-se desta maneira o diagrama de Bode em magnitude e fase do modelo do circuito desenvolvido, mostrado nas figuras 3.30 e 3.31 respectivamente.

Como a finalidade de todo este estudo é encontrar uma função de transferência que represente as perturbações da tensão de saída quando ocorrem pequenas perturbações na razão cíclica, então traça-se o diagrama de bode da função de transferência e se compara com os valores obtidos do conversor e do modelo das chaves PWM.

A FT pode ser calculada mediante a expressão (3.150) obtendo-se:

$$FT = -3,5445 \cdot 10^{-2} \frac{(s - 268780)(s + 2,5 \cdot 10^7)}{(s + 2874)(s + 111293)} \quad (3.158)$$

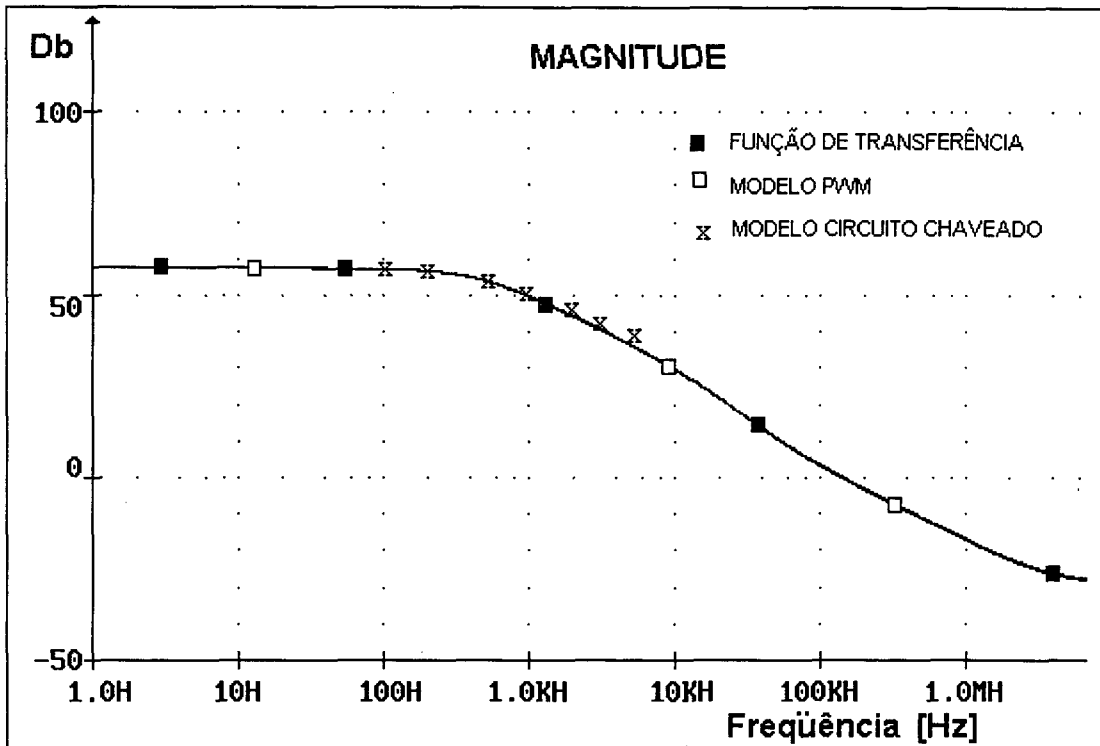


Fig. 3.30 Diagrama de Bode da magnitude em função da frequência.

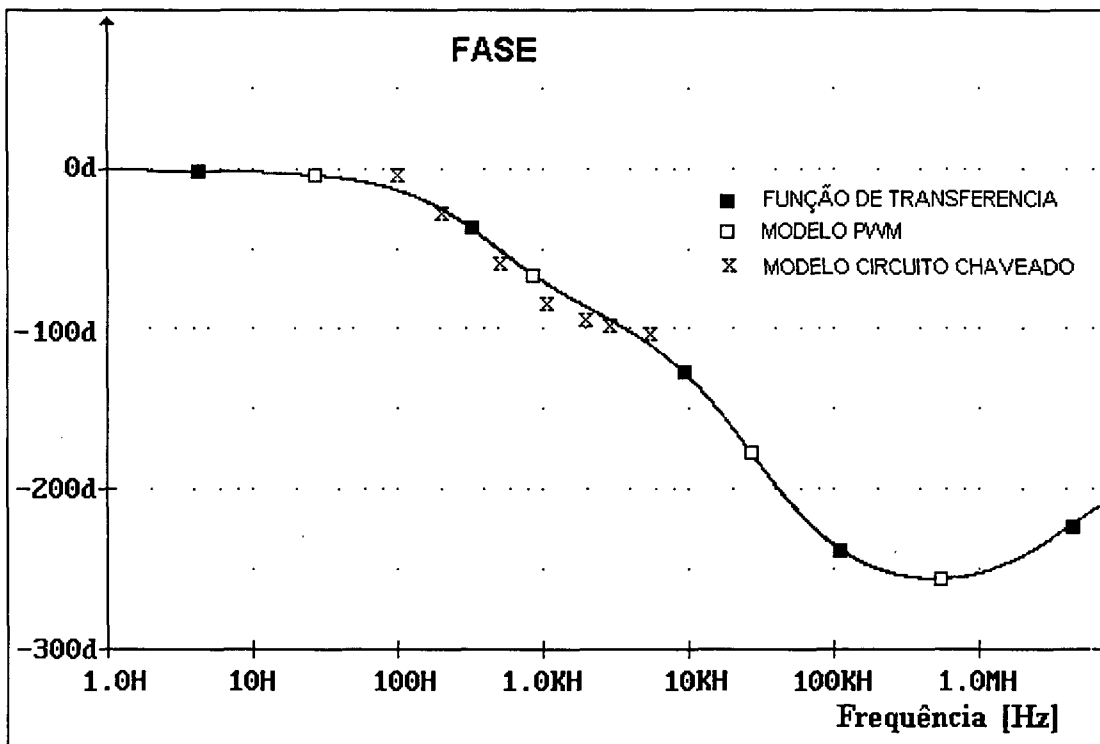


Fig. 3.31 Diagrama de Bode da fase em função da frequência.

As respostas em frequência, obtidas pela simulação do circuito equivalente do conversor, do modelo com as chaves PWM e do modelo representado pela função de transferência, ilustradas nas Figuras 3.30 e 3.31, mostraram-se muito aproximadas, confirmando-se teoricamente a validade do modelo obtido.

3.3 CONCLUSÕES

Neste capítulo fez-se, inicialmente, um estudo da técnica de modelagem que emprega a chave PWM, onde se pode constatar a facilidade de sua implementação em conversores chaveados clássicos.

O modelo da chave PWM apresentado por V. Vorperian [6] tornou-se uma ferramenta útil de análise e síntese de conversores PWM, na medida em que permitiu a substituição da célula de chaveamento por um circuito equivalente composto por elementos de circuito lineares. Desta forma, o processo de análise tornou-se facilitado, através dos modelos para regime permanente e para pequenos sinais.

A partir do modelo obtido foi determinada a função de transferência que descreve o comportamento dinâmico do conversor.

As respostas em frequência, obtidas pela simulação do circuito do conversor e do modelo representado pela função de transferência, mostraram-se bastante aproximadas, comprovando teoricamente a validade do modelo obtido.

CAPÍTULO IV

ESTUDO DA MODELAGEM DO CONVERSOR IPÊ

(parte II)

4.1 - INTRODUÇÃO

No capítulo III obteve-se a função de transferência que relaciona a variação da tensão de barramento, \hat{v}_C com a variação da razão cíclica \hat{d} . Nesse estudo substituiu-se a ponte completa e a etapa de saída por uma resistência equivalente, R .

Neste capítulo apresenta-se os modelos CC e CA da chave PWM operando no modo contínuo, utilizando o conversor Buck, pelo fato de que este conversor serve como ferramenta para a modelagem do conversor ponte completa.

Segundo as referências [3], [4] e [5], o conversor ponte completa pode ser substituído por um modelo de pequeno sinal, operando no modo contínuo.

Um novo modelo de pequenos sinais para o conversor IPÊ é obtido a partir do modelo de pequenos sinais obtido no capítulo III, no qual a resistência de carga, R (Fig. 3.26), é substituída pelo modelo de pequeno sinais do conversor Buck [3]. A função de transferência é então determinada. O modelo é comprovado através dos resultados obtidos com simulações do conversor real e com a FT do modelo do conversor.

4.2 TÉCNICA DE MODELAGEM DA CHAVE PWM EM CCM (modo de condução contínua)

Em um conversor PWM em modo contínuo de operação, pode-se demonstrar que as correntes médias i_a e i_c (Fig. 3.1) têm a seguinte relação em um período de chaveamento T_s :

$$i_a = d \cdot i_c \quad (4.1)$$

Esta relação pode ser obtida inspecionando-se a Fig. 4.1

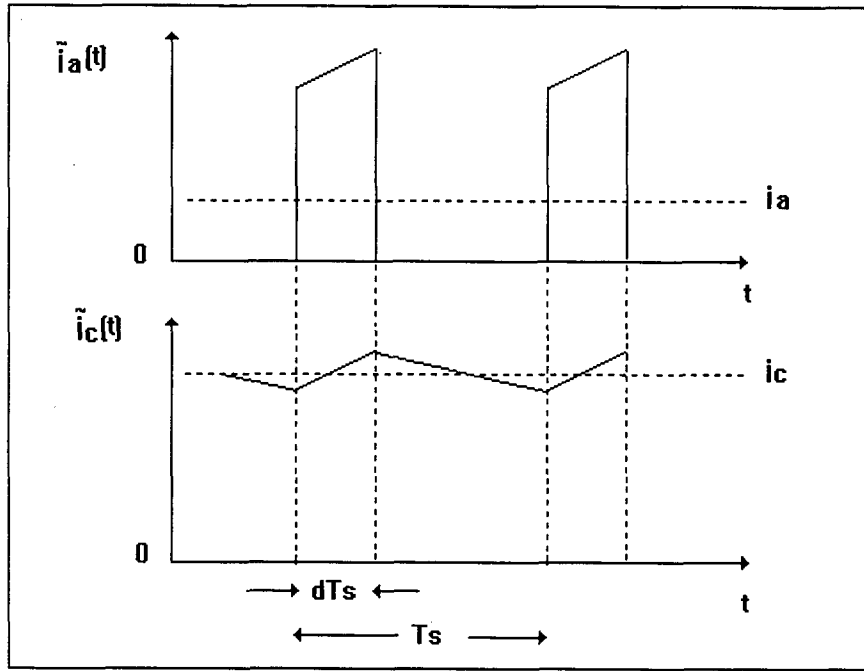


Fig. 4.1 Correntes nos terminais da chave PWM de um conversor genérico.

A forma de onda das tensões instantânea e média nos terminais a-p [Fig. 3.1], considerando-se a resistência série equivalente do capacitor, são apresentadas na Fig. 4.2.

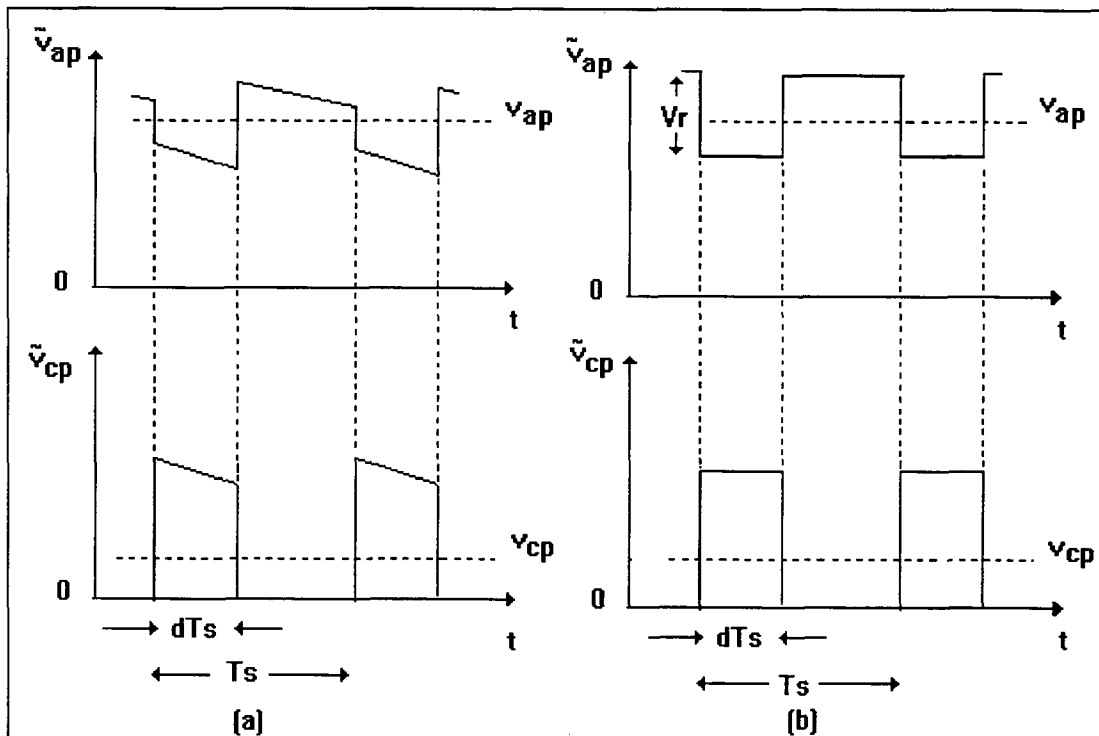


Fig. 4.2 Tensões dos terminais da chave PWM de um conversor genérico: (a) considerando a ondulação e (b) desconsiderando-se a ondulação.

Se existe um capacitor não ideal ($R_{se} \neq 0$) que recebe a corrente pulsante $\tilde{i}_c(t)$ da chave PWM, a tensão instantânea $\tilde{v}_{ap}(t)$ é descontínua, consistindo de uma onda quadrada de pequena amplitude sobreposta a um nível CC de grande amplitude.

Desprezando-se a ondulação na corrente do terminal comum e considerando-se apenas seu valor médio i_c , a ondulação da tensão $v_{ap}(v_r)$ devido ao R_{se} , mostrado na Fig. 4.2 b, pode ser expressa por:

$$v_r = i_c \cdot r_e \quad (4.2)$$

Onde r_e é função da resistência série equivalente do capacitor e do resistor de carga R . Assim, conhecendo-se a estrutura do conversor, pode-se facilmente determinar r_e . No caso dos conversores Boost e Buck-Boost, o pulso de corrente i_c é absorvido pela R_{se} do capacitor do filtro de saída que está em paralelo com a carga R . Então:

$$r_e = \frac{R_{se} \cdot R}{R_{se} + R} \quad (4.3)$$

No caso do conversor Cuk, verifica-se que o pulso de corrente é absorvido pelo capacitor acumulador de energia, de modo que:

$$r_e = R_{se} \quad (4.4)$$

No caso do conversor Buck, a tensão v_{ap} é igual a tensão de entrada V_g , então:

$$r_e = 0 \quad (4.5)$$

Observando a Fig. 4.2b, pode-se obter as relações invariantes entre as tensões dos terminais da chave PWM:

$$v_{cp} = d \cdot (v_{ap} - v_r \cdot d') = d \cdot (v_{ap} - i_c \cdot r_e \cdot d') \quad (4.6)$$

$$d' = 1 - d \quad (4.7)$$

Assim, as equações (4.1) e (4.6) representam as relações invariantes da chave PWM.

4.3 MODELO CC DA CHAVE PWM

Assumindo-se razão cíclica constante $d=D$ e tendo-se em consideração sua operação em condução contínua pode-se estabelecer as expressões das correntes e tensões médias nos terminais da chave PWM [4], representadas pela expressões (4.8) e (4.9).

$$i_a = D \cdot i_c \quad (4.8)$$

$$v_{cp} = D \cdot (v_{ap} - i_c \cdot r_e \cdot D') \quad (4.9)$$

Estas equações permitem sintetizar o modelo CC da chave PWM apresentado na Fig. 4.3.

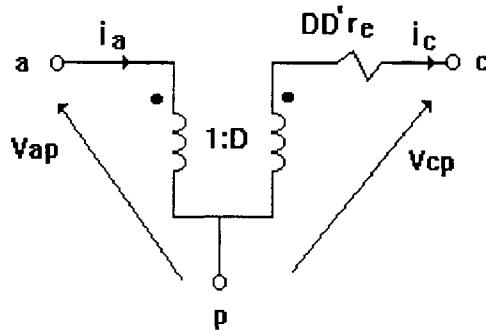


Fig. 4.3 Modelo CC da chave PWM.

4.4 MODELO CA DA CHAVE PWM

Submetendo-se a razão cíclica a uma pequena perturbação, \hat{d} , a corrente i_a e as tensões v_{ap} e v_{cp} também serão perturbadas, obtendo-se:

$$I_a + \hat{i}_a = (D + \hat{d})(I_c + \hat{i}_c) \quad (4.10)$$

$$V_{cp} + \hat{v}_{cp} = (D + \hat{d})(V_{ap} + \hat{v}_{ap} - (I_c + \hat{i}_c) \cdot r_e \cdot (D + \hat{d})(D' - \hat{d})) \quad (4.11)$$

Depois de alguma álgebra obtêm-se:

$$\hat{i}_a = D \cdot \hat{i}_c + I_c \cdot \hat{d} \quad (4.12)$$

$$\hat{v}_{cp} = D(\hat{v}_{ap} + I_c \cdot r_e \cdot \hat{d} - \hat{i}_c \cdot r_e \cdot D') + \hat{d}(V_{ap} - I_c \cdot r_e \cdot D') \quad (4.13)$$

$$\hat{v}_{ap} = \frac{V_{cp}}{D} + \hat{i}_c \cdot r_e \cdot D' - V_{DD} \cdot \frac{\hat{d}}{D} \quad (4.14)$$

Sendo:

$$V_{DD} = V_{ap} + I_c \cdot r_e \cdot (D - D') \quad (4.15)$$

A partir destas equações pode-se obter o modelo CA da chave PWM, representado pela Fig. 4.4.

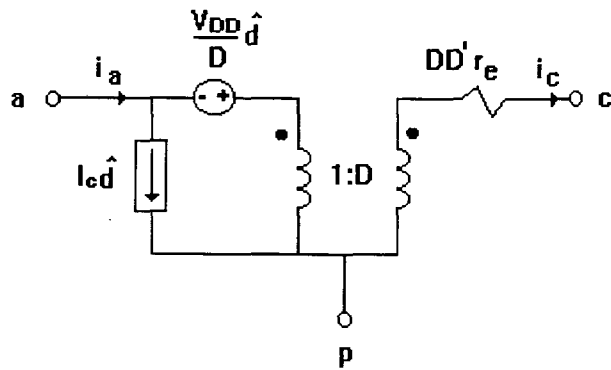


Fig. 4.4 Modelo CA da chave PWM.

Para o caso em que r_e é igual a zero (Buck), as equações (4.14) e (4.15) são simplificadas, resultando nas expressões (4.16) e (4.17) respectivamente. O modelo simplificado da chave é mostrado na Fig. 4.5.

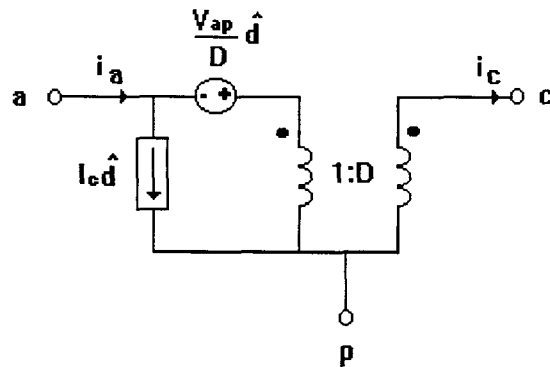


Fig. 4.5 Modelo CA simplificado ($r_e = 0$) da chave PWM.

4.5 MODELAGEM DO CONVERSOR BUCK

A partir do modelo da chave PWM, as características CC e CA de qualquer conversor PWM podem ser determinadas. No entanto, a modelagem do conversor ponte completa-ZVS torna-se difícil em virtude da complexidade de sua topologia. A solução adotada neste estudo é buscar a modelagem do conversor ponte completa a partir da modelagem do conversor Buck [3]. Nesta seção serão apresentados os modelos CC e CA do conversor Buck e a análise CC do mesmo, que serão utilizados na próxima seção como ferramenta para modelagem do conversor ponte completa.

4.5.1 MODELO E ANÁLISE CC DO CONVERSOR BUCK.

Substituindo-se o modelo CC da chave PWM (Fig. 4.3) no conversor Buck (Fig. 3.2a), Obtém-se o modelo CC do conversor Buck, mostrado na Fig. 4.6.

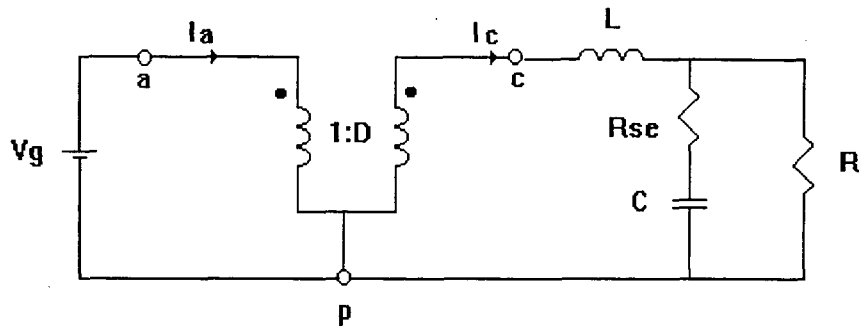


Fig. 4.6 Modelo CC do conversor Buck.

Analisando-se o circuito da Fig. 4.6 pode-se obter o comportamento do conversor Buck para razão cíclica constante (ponto de operação).

Então, para um valor de D constante e o capacitor C formando um circuito aberto obtêm-se:

$$I_a = D \cdot I_c \quad (4.18)$$

$$V_{cp} = D \cdot V_{ap} \quad (4.19)$$

$$I_c = V_g \cdot \frac{D}{R} \quad (4.20)$$

$$V_{ap} = V_g \quad (4.21)$$

A taxa de conversão (M) é dada por:

$$M = \frac{V_o}{V_g} = D \quad (4.22)$$

4.5.2 MODELO CA DO CONVERSOR BUCK

O modelo CA do conversor Buck é determinado substituindo-se o modelo CA da chave PWM (Fig. 4.5), no conversor Buck (Fig. 3.2a).

Como $r_e = 0$, tem-se:

$$V_{DD} = V_{ap} = V_g \quad (4.23)$$

Substituindo os resultados das equações (4.20) e (4.23), tem-se o modelo do conversor Buck com as grandezas no ponto de operação, como mostra a Fig. 4.7.

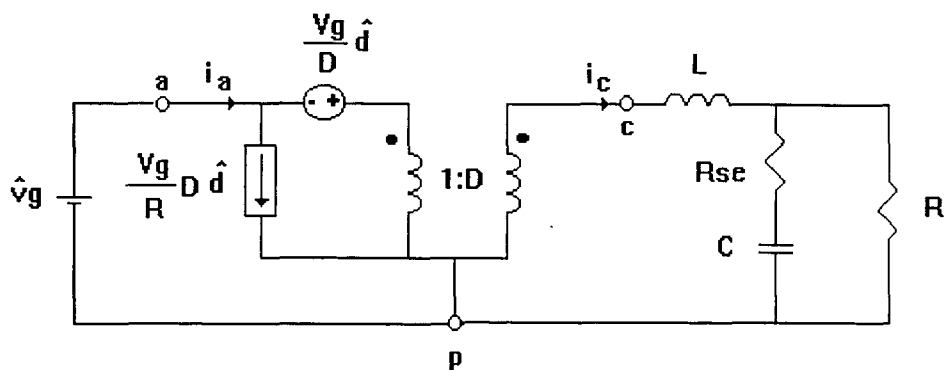


Fig. 4.7 Modelo CA do conversor Buck com as grandezas no ponto de operação.

4.6 MODELAGEM DO CONVERSOR PONTE COMPLETA

O fato de este conversor ser uma derivação da topologia do conversor Buck permite a análise de pequenos sinais do mesmo introduzindo-se os efeitos do controle por deslocamento de fase e da utilização da indutância de ajuda à comutação, L_r (acrescida à indutância de dispersão do transformador), utilizada para obtenção da comutação sob tensão nula.

A indutância L_a de ajuda à comutação estudada no capítulo 2 não será considerada, com a finalidade de simplificar os cálculos, salientando que essa indutância não provoca perda efetiva da razão cíclica.

4.6.1 MÉTODO DE ANÁLISE

Para obter-se comutação ZVS, os dois braços do conversor devem operar com deslocamento de fase. Será analisado nesta abordagem apenas o que é relevante para a obtenção do modelo CA do conversor em estudo. A Fig. 4.8 mostra as formas de onda da corrente i_{Lr} , a tensão V_{AB} e a tensão no secundário do transformador de saída.

Sabendo-se que o conversor ponte completa, ZVS, PWM, operando com deslocamento de fase é uma derivação da topologia do conversor Buck, a descrição a seguir mostra como obter o modelo de pequenos sinais (CA) do conversor ponte completa a partir do modelo do Buck.

Examinando-se a Fig. 4.8 ΔD pode ser expresso como:

$$\Delta D = \frac{I_1 + I_2}{V_c \cdot T_s} 2 \cdot L_r \quad (4.24)$$

Sabe-se que:

$$D_{ef} = D - \Delta D \quad (4.25)$$

$$\Delta D = \frac{\Delta t}{T_s/2} \quad (4.26)$$

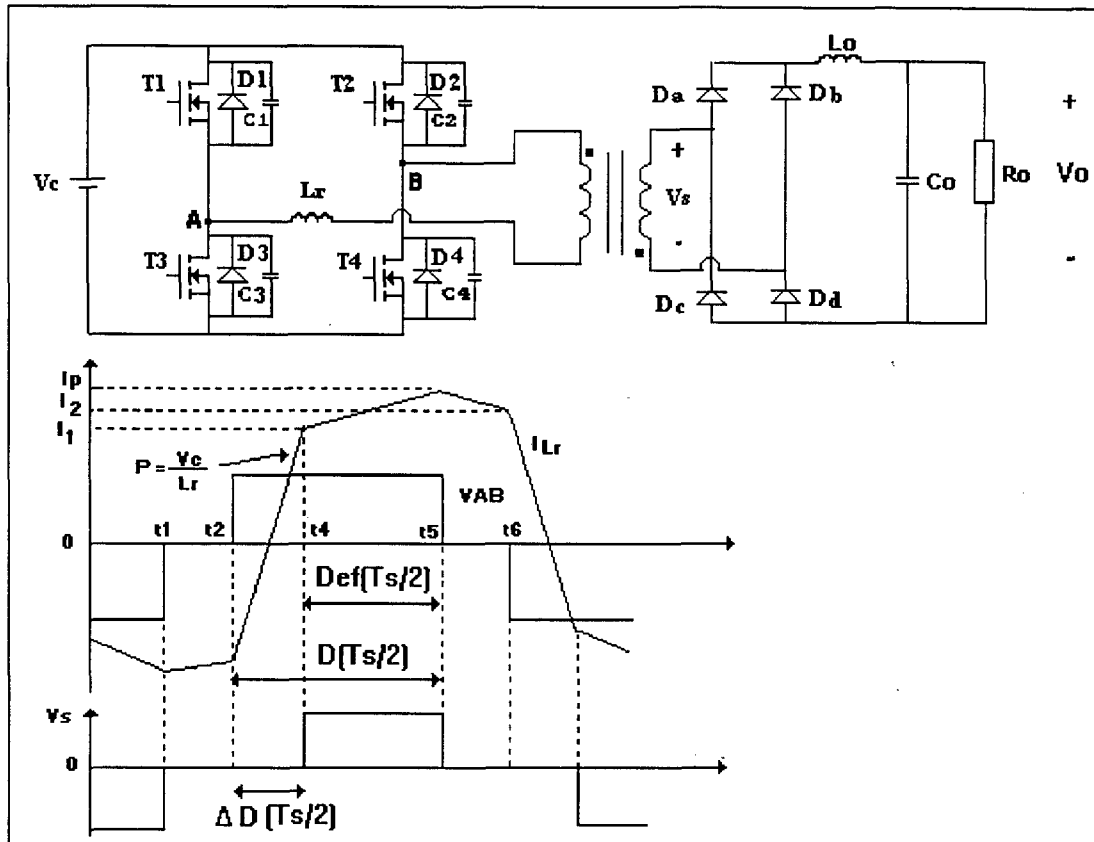


Fig. 4.8 Conversor ponte completa: esquema e formas de ondas.

Assumindo-se:

$$I_1 \approx I_2 = I'_o \quad (4.27)$$

E observando-se a forma de onda da corrente i_{Lr} (Fig. 4.8), verifica-se que:

$$\Delta t = \frac{\Delta I}{P} = \frac{2 \cdot I'_o}{V_c / L_r} \quad (4.28)$$

Portanto, a perda de razão cíclica pode ser expressa por:

$$\Delta D = \frac{2 \cdot I'_o}{V_c T_s} = \frac{4 \cdot f_s \cdot L_r \cdot I'_o}{V_c L_r 2} \quad (4.29)$$

Sendo:

$$I'_o = \frac{I_o}{n} \quad (4.30)$$

$$n = \frac{N_p}{N_s} \quad (4.31)$$

Então:

$$\Delta D = \frac{4 \cdot n \cdot f_s \cdot L_r \cdot I_o}{V_c} \quad (4.32)$$

Verifica-se, observando as equações (4.25) e (4.32), que a razão cíclica da tensão de saída (razão cíclica efetiva) não depende apenas da razão cíclica de controle (razão cíclica da tensão de entrada), mas também da corrente de carga (I_o), da indutância de ajuda à comutação (L_r), da tensão de entrada (V_c) e da frequência de chaveamento (f_s).

A razão cíclica efetiva frente à perturbações pode ser expressa por:

$$d_{ef} = D_{ef} + \hat{d}_{ef} \quad (4.33)$$

Para obter um modelo CA que represente bem o comportamento dinâmico do conversor, deve ser determinada a perturbação na razão cíclica efetiva (\hat{d}_{ef}) causada por f_s , L_r e pelas perturbações da corrente do indutor de saída (\hat{i}_{Lo}), da tensão de entrada (\hat{v}_c) e da razão cíclica de controle (\hat{d}). Assim, pode-se descrever a perturbação na razão cíclica efetiva como:

$$\hat{d}_{ef} = \hat{d} + \hat{d}_i + \hat{d}_v \quad (4.34)$$

Sendo:

\hat{d} - perturbação da razão cíclica efetiva pela variação da razão cíclica de controle.

\hat{d}_i - perturbação da razão cíclica efetiva provocada pela variação da corrente no indutor no filtro de saída.

\hat{d}_v - perturbação da razão cíclica efetiva provocada pela variação da tensão V_c .

Estes efeitos podem ser incorporados ao modelo CA do conversor Buck (Fig. 4.7) para obter o modelo do conversor ponte completa.

4.6.2 MODULAÇÃO DA RAZÃO CÍCLICA DEVIDO À PERTURBAÇÃO DA TENSÃO DE ENTRADA

O efeito da modulação da razão cíclica devido à variação da tensão de entrada é ilustrada na Fig. 4.9. Quando a operação em regime permanente (linha cheia) é perturbada incrementando a tensão de entrada de uma quantidade \hat{v}_c , a inclinação da corrente primária será incrementada (linha tracejada) de tal maneira que alcança a corrente de carga refletida ao primário (I'_o) mais rapidamente do que ocorreria para a operação não perturbada. Como pode ser observado na Fig. 4.9, este efeito incrementa a razão cíclica de V_c .

Da equação (4.26) verifica-se que a variação em d_{ef} causada pela perturbação de V_c , denotada como $\hat{d}v$, será:

$$\hat{d}v = \frac{\Delta t}{T_s/2} \quad (4.35)$$

Δt , neste caso, é a variação de tempo causada por este efeito como mostra a Fig. 4.9.

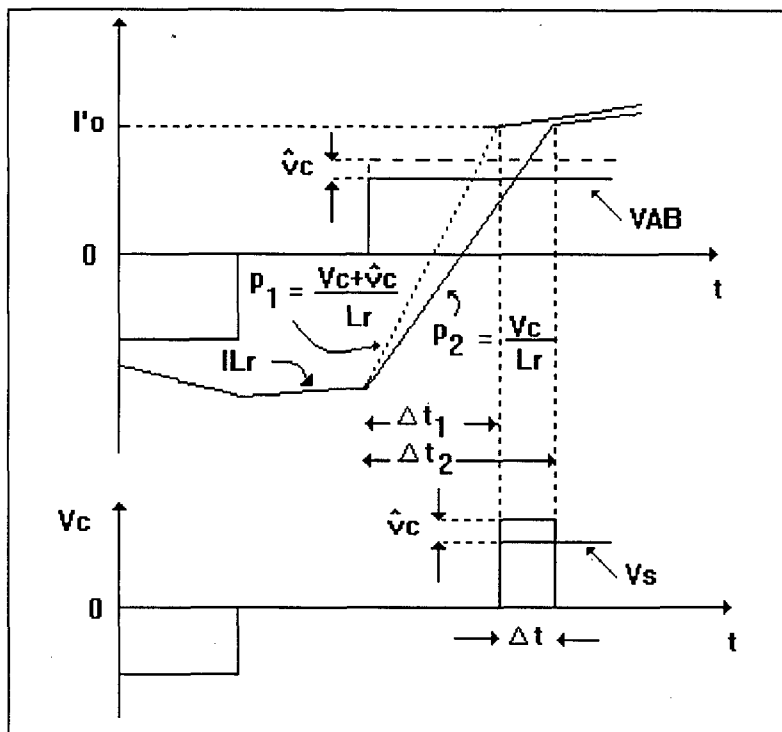


Fig. 4.9 Variação da razão cíclica devida à perturbação da tensão de entrada.

Observando-se a Fig. 4.9 pode-se determinar a variação de d_{ef} em função de \hat{v}_c como segue:

$$\Delta t = \Delta t_2 - \Delta t_1 \quad (4.36)$$

$$\Delta t_1 = \frac{\Delta I}{p_1} = \frac{2 \cdot I'0}{\frac{V_c + \hat{v}_c}{L_r}} \quad (4.37)$$

$$\Delta t_2 = \frac{\Delta I}{p_2} = \frac{2 \cdot I'0}{\frac{V_c}{L_r}} \quad (4.38)$$

Assim,

$$\Delta t = 2 \cdot I'0 \cdot \left[\frac{L_r}{V_c} - \frac{L_r}{(V_c + \hat{v}_c)} \right] \quad (4.39)$$

$$\Delta t = \frac{2 \cdot I_o}{n} \left[\frac{L_r}{V_c \cdot (V_c + \hat{v}_c)} \hat{v}_c \right] \quad (4.40)$$

Como a amplitude da perturbação é muito pequena, ou seja, $V_c \gg \hat{v}_c$, então:

$$\Delta t = \frac{2 \cdot I_o}{n} \frac{L_r}{V_c^2} \hat{v}_c \quad (4.41)$$

Substituindo-se (4.41) em (4.35)

$$\hat{d}_v = \frac{4 \cdot f_s \cdot L_r \cdot I_o}{n \cdot V_c^2} \hat{v}_c \quad (4.42)$$

Definindo-se:

$$R_d = \frac{4 \cdot f_s \cdot L_r}{n^2} \quad (4.43)$$

Tem-se:

$$\hat{d}_v = \frac{R_d \cdot I_o \cdot n}{V_c^2} \hat{v}_c \quad (4.44)$$

4.6.3 MODULAÇÃO DA RAZÃO CÍCLICA DEVIDO À PERTURBAÇÃO DA CORRENTE NO INDUTOR DO FILTRO DE SAÍDA.

A Fig. 4.10 ilustra o efeito da modulação da razão cíclica devido à variação da corrente no indutor do filtro de saída $\hat{i}L_o$.

Quando a operação em regime permanente (linha cheia) é perturbada incrementando a corrente I_L de uma quantidade ($\hat{i}L_o$), a corrente primária segue à linha tracejada e alcança o valor da corrente de carga refletida ao primário depois do que ocorreria para a operação não perturbada. Como pode ser observado na Fig. 4.10, este efeito reduz a razão cíclica da tensão do secundário do transformador de saída.

Da equação (4.26) sabe-se que a variação em d_{ef} causada por este efeito, denotada como \hat{d}_i é:

$$\hat{d}_i = -\frac{\Delta t}{T_s/2} \quad (4.45)$$

O sinal negativo denota que esta perturbação reduz a razão cíclica efetiva.

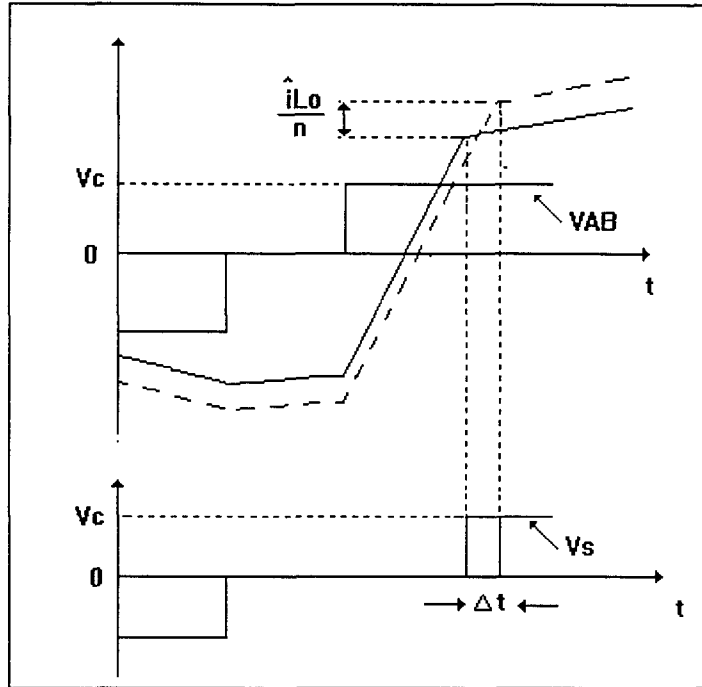


Fig. 4.10 Variação da razão cíclica devido à perturbação da corrente no indutor do filtro de saída.

Observando-se a Fig. 4.10, o atraso Δt causado por este efeito pode ser determinado por:

$$\Delta t = \frac{\Delta I}{V_c/L_r} \quad (4.46)$$

Sendo:

$$\Delta I = \frac{2 \cdot \hat{i}_{Lo}}{n} \quad (4.47)$$

Portanto:

$$\Delta t = \frac{2 \cdot L_r}{n \cdot V_c} \hat{i}_{Lo} \quad (4.48)$$

Substituindo (4.48) em (4.45) tem-se:

$$\hat{d}_i = -\frac{4 \cdot L_r \cdot f_s}{n \cdot V_c} \hat{i}_{Lo} \quad (4.49)$$

$$\hat{d}_i = -\frac{n \cdot R_d}{V_c} \hat{i}_{Lo} \quad (4.50)$$

4.7 MODELO DE PEQUENOS SINAIS

Os resultados da análise dos efeitos de perturbações determinados no item anterior devem ser incluídos no circuito do modelo CA do conversor Buck (Fig. 4.7), substituindo-se \hat{d} pela variação total da razão cíclica efetiva \hat{d}_{ef} , definida pela equação (4.34), obtendo-se assim o modelo do conversor ponte completa.

O novo modelo é mostrado na Fig. 4.11. A contribuição de \hat{d} é representada por duas fontes independentes, enquanto as contribuições de \hat{d}_i e \hat{d}_v são representadas por duas fontes dependentes. Isto é feito para enfatizar que \hat{d}_i e \hat{d}_v são originadas de circuitos próprios, ou seja, perturbações em I_{Lr} e V_c . A tensão de entrada V_g (Fig. 4.7) é igual à tensão de entrada do conversor ponte completa, referida ao secundário do transformador de saída, ou seja $V_g = n \cdot V_c$. Pode-se verificar que o modelo do conversor Buck é um caso particular do modelo ponte completa, no qual $L_r = 0$, o que implica em $\hat{d}_i = \hat{d}_v = 0$.

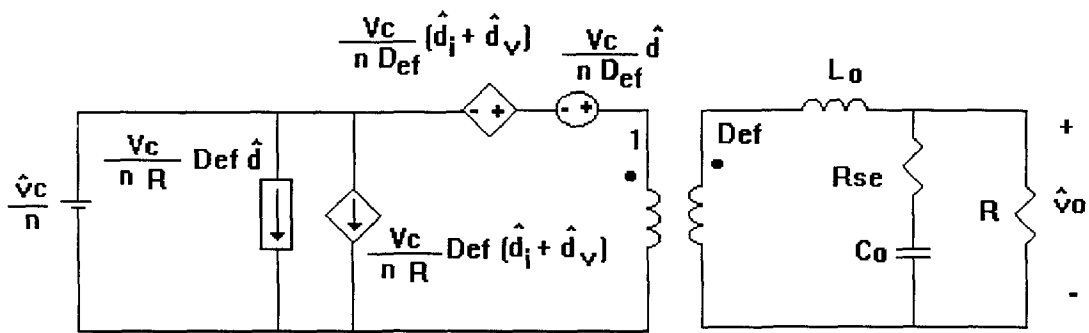


Fig. 4.11 Circuito do modelo para pequenos sinais do conversor ponte completa.

Para facilitar a análise do modelo, os elementos da Fig. 4.11 foram referidos do secundário para o primário do transformador. O circuito equivalente obtido é mostrado na Fig. 4.12.

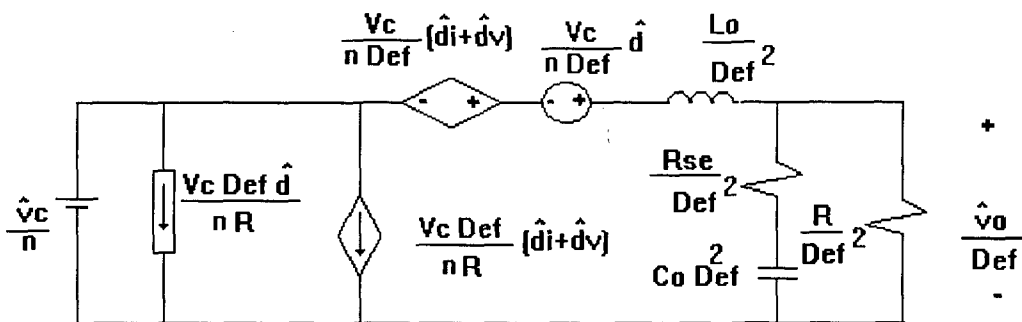


Fig. 4.12 Modelo de pequenos sinais do conversor ponte completa referido ao primário.

Na Fig. 4.13 os elementos são referidos do secundário do transformador de saída para o primário.

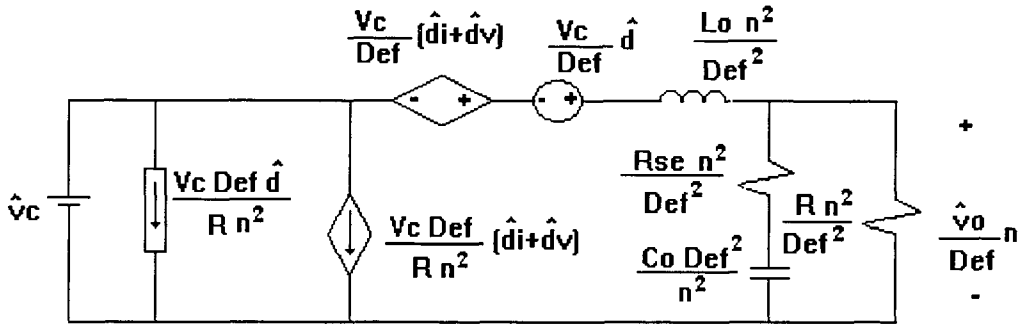


Fig. 4.13 Modelo do conversor ponte completa referido ao primário do transformador de saída.

O modelo de pequenos sinais mostrado na Fig. 4.13 pode substituir a resistência equivalente, R , mostrada na Fig. 3.26. Obtém-se assim o modelo completo de pequenos sinais do conversor IPÊ mostrado na Fig. 4.14, no qual o valor de V_c é substituído pela expressão (4.51) [1].

$$V_c = \frac{n \cdot V_o}{Def} \quad (4.51)$$

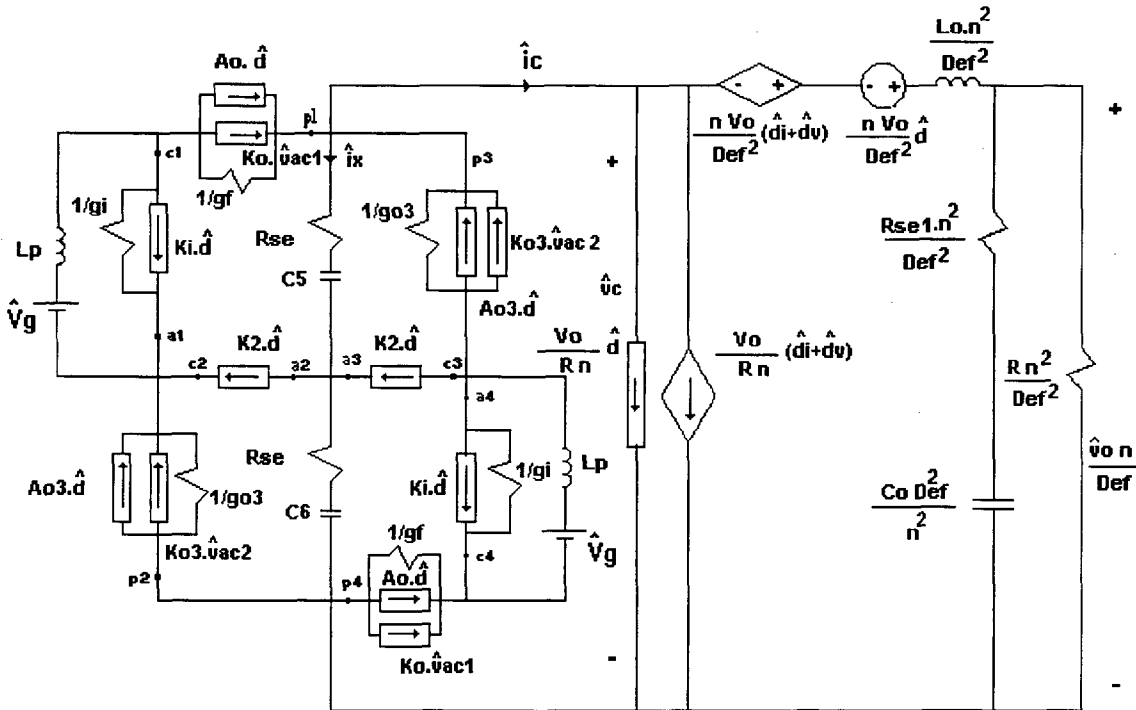


Fig. 4.14 Modelo de pequeno sinal do conversor IPÊ.

4.7.1 OBTENÇÃO DA FUNÇÃO DE TRANSFERÊNCIA $\frac{\hat{v}_o}{\hat{d}}$

Para dar início ao cálculo da FT, parte-se do circuito da Fig. 4.14 no qual a fonte de alimentação V_g é colocada em curto-circuito, pois busca-se tão somente o efeito resultante de perturbações (ou pequenos sinais). Obtém-se o seguinte equacionamento:

$$\hat{i}_{Lp} = \frac{\hat{v}_{ca1}}{s \cdot Lp} \quad (4.52)$$

$$\frac{\hat{v}_{ca1}}{s \cdot Lp} = g_i \cdot \hat{v}_{ca1} + K_i \cdot \hat{d} + g_f \cdot \hat{v}_{cp1} + A_o \cdot \hat{d} + K_o \cdot \hat{v}_{ca1} \quad (4.53)$$

$$\hat{i}_x = -\hat{i}_c + \hat{i}_{cp3} + \hat{i}_{cp1} \quad (4.54)$$

$$\hat{i}_c = \frac{V_o \cdot \hat{d}}{R \cdot n} + \frac{V_o}{R \cdot n} (\hat{d}_i + \hat{d}_v) + \hat{i}_{Lo} \quad (4.55)$$

Sendo:

$$\hat{d}_i = \frac{-R_d}{V_o} \cdot Def \cdot \hat{i}_{Lo} \quad (4.56)$$

$$\hat{d}_v = \frac{R_d \cdot I_o \cdot Def^2 \cdot \hat{v}_c}{n \cdot V_o} \quad (4.57)$$

Onde R_d é definido como:

$$R_d = \frac{4 \cdot L_r \cdot f_s}{n^2} \quad (4.58)$$

A corrente de saída referida ao primário do transformador de saída pode ser calculada pela expressão (4.59).

$$\hat{i}_o = \frac{\hat{v}_o \cdot Def}{n \cdot R} \quad (4.59)$$

A corrente no indutor do filtro de saída é:

$$\hat{i}_{Lo} = \hat{v}_o \frac{Def(R \cdot Co \cdot s + R_{sel} \cdot Co \cdot s + 1)}{n \cdot R(R_{sel} \cdot Co \cdot s + 1)} \quad (4.60)$$

Substituindo-se (4.56), (4.57) e (4.60) em (4.55) obtêm-se:

$$\hat{i}_c = \left[\frac{-R_d \cdot Def}{n \cdot R} + 1 \right] \hat{v}_o \frac{Def(R \cdot Co \cdot s + R_{sel} \cdot Co \cdot s + 1)}{n \cdot R(R_{sel} \cdot Co \cdot s + 1)} + \frac{V_o \cdot \hat{d}}{n \cdot R} + \frac{R_d \cdot I_o \cdot Def^2}{n^2 \cdot R \cdot V_o} \hat{v}_c \quad (4.61)$$

Substituindo-se (4.58) em (4.61) obtêm-se:

$$\hat{i}_c = \left[\frac{-\hat{v}_o \cdot \text{Def}^2}{n^2 \cdot R^2} \cdot \frac{(R \cdot \text{Co} \cdot s + \text{Rsel} \cdot \text{Co} \cdot s + 1)}{(\text{Rsel} \cdot \text{Co} \cdot s + 1)} + \frac{\cdot \text{Io} \cdot \text{Def}^2}{n^2 \cdot R \cdot \text{Vo}} \hat{v}_c \right] \left[\frac{4 \cdot \text{Lr} \cdot \text{fs}}{n^2} \right] + \left[\hat{v}_o \frac{\text{Def} (R \cdot \text{Co} \cdot s + \text{Rsel} \cdot \text{Co} \cdot s + 1)}{n (\text{Rsel} \cdot \text{Co} \cdot s + 1)} \right] + \frac{\text{Vo} \cdot \hat{d}}{n \cdot R} \quad (4.62)$$

Substituindo-se em (4.54), chega-se a:

$$\hat{i}_x = \left[\frac{\hat{v}_o \cdot \text{Def}^2}{n^2 \cdot R^2} \cdot \frac{(R \cdot \text{Co} \cdot s + \text{Rsel} \cdot \text{Co} \cdot s + 1)}{(\text{Rsel} \cdot \text{Co} \cdot s + 1)} - \frac{\cdot \text{Io} \cdot \text{Def}^2}{n^2 \cdot R \cdot \text{Vo}} \hat{v}_c \right] \left[\frac{4 \cdot \text{Lr} \cdot \text{fs}}{n^2} \right] - \left[\hat{v}_o \frac{\text{Def} (R \cdot \text{Co} \cdot s + \text{Rsel} \cdot \text{Co} \cdot s + 1)}{n (\text{Rsel} \cdot \text{Co} \cdot s + 1)} \right] - \frac{\text{Vo} \cdot \hat{d}}{n \cdot R} + \text{Ko3} \cdot \hat{v}_{\text{vac}2} + \text{Ao3} \cdot \hat{d} + \text{go3} \cdot \hat{v}_{\text{cp}3} + \text{gf} \cdot \hat{v}_{\text{cp}1} + \text{Ao} \cdot \hat{d} + \text{Ko} \cdot \hat{v}_{\text{cal}} \quad (4.63)$$

Também \tilde{i}_x pode ser escrita como:

$$\hat{i}_x = \frac{\hat{v}_c}{2 \left(\text{Rse} + \frac{1}{s \cdot C} \right)} \quad (4.64)$$

Isolando-se \hat{v}_c e substituindo em (4.63) tem-se:

$$\hat{v}_c = 2 \left(\text{Rse} + \frac{1}{s \cdot C} \right) \left[\frac{\hat{v}_o \cdot \text{Def}^2}{n^2 \cdot R^2} \cdot \frac{(R \cdot \text{Co} \cdot s + \text{Rsel} \cdot \text{Co} \cdot s + 1)}{(\text{Rsel} \cdot \text{Co} \cdot s + 1)} - \frac{\cdot \text{Io} \cdot \text{Def}^2}{n^2 \cdot R \cdot \text{Vo}} \hat{v}_c \right] \left[\frac{4 \cdot \text{Lr} \cdot \text{fs}}{n^2} \right] - \left[\hat{v}_o \frac{\text{Def} (R \cdot \text{Co} \cdot s + \text{Rsel} \cdot \text{Co} \cdot s + 1)}{n (\text{Rsel} \cdot \text{Co} \cdot s + 1)} \right] - \frac{\text{Vo} \cdot \hat{d}}{n \cdot R} + \text{Ko3} \cdot \hat{v}_{\text{vac}2} + \text{Ao3} \cdot \hat{d} + \text{go3} \cdot \hat{v}_{\text{cp}3} + \text{gf} \cdot \hat{v}_{\text{cp}1} + \text{Ao} \cdot \hat{d} + \text{Ko} \cdot \hat{v}_{\text{cal}} \quad (4.65)$$

Por outro lado, têm-se:

$$\frac{\hat{v}_{\text{cal}}}{s \cdot \text{Lp}} = \text{K2} \cdot \hat{d} + \text{Ki} \cdot \hat{d} + \text{gi} \cdot \hat{v}_{\text{cal}} + \text{Ko3} \cdot \hat{v}_{\text{vac}2} + \text{Ao3} \cdot \hat{d} + \text{go3} \cdot \hat{v}_{\text{cp}3} \quad (4.66)$$

$$\hat{v}_{\text{vac}2} = \frac{\hat{v}_c}{2} + \hat{v}_{\text{pc}2} \quad (4.67)$$

$$\hat{v}_{\text{pc}2} = \hat{v}_{\text{cal}} - \hat{v}_{\text{cp}1} - \hat{v}_c \quad (4.68)$$

Substituindo-se (4.68) em (4.67) determina-se a relação abaixo:

$$\hat{v}_{ac2} = \frac{-1}{2} \hat{v}_c + \hat{v}_{cal} - \hat{v}_{cp1} \quad (4.69)$$

Substituindo-se (4.69) em (4.66) e em (4.65) obtêm-se:

$$\frac{\hat{v}_{cal}}{s \cdot Lp} = \left[K2 \cdot \hat{d} + Ki \cdot \hat{d} + gi \cdot \hat{v}_{cal} + Ko3 \cdot \left(\frac{-1}{2} \hat{v}_c + \hat{v}_{cal} - \hat{v}_{cp1} \right) + Ao3 \cdot \hat{d} + go3 \cdot \hat{v}_{cp3} \right] \quad (4.70)$$

$$\hat{v}_c = 2 \left(Rse + \frac{1}{s \cdot C} \right) \left[\begin{aligned} & \left[\frac{\hat{v}_o \cdot Def^2}{n^2 \cdot R^2} \cdot \frac{(R \cdot Co \cdot s + Rsel \cdot Co \cdot s + 1)}{(Rsel \cdot Co \cdot s + 1)} - \frac{Io \cdot Def^2}{n^2 \cdot R \cdot Vo} \hat{v}_c \left[\frac{4 \cdot Lr \cdot fs}{n^2} \right] - \right. \\ & \left. \left[\frac{\hat{v}_o \cdot Def (R \cdot Co \cdot s + Rsel \cdot Co \cdot s + 1)}{n (Rsel \cdot Co \cdot s + 1)} \right] - \frac{Vo \cdot \hat{d}}{n \cdot R} + Ko3 \cdot \left(\frac{-1}{2} \hat{v}_c + \hat{v}_{cal} - \hat{v}_{cp1} \right) + \right. \\ & \left. Ao3 \cdot \hat{d} + go3 \cdot \hat{v}_{cp3} + gf \cdot \hat{v}_{cp1} + Ao \cdot \hat{d} + Ko \cdot \hat{v}_{cal} \right] \end{aligned} \right] \quad (4.71)$$

Isolando-se \hat{v}_{cp3} de (4.70) tem-se:

$$\hat{v}_{cp3} = \frac{\left(\frac{\hat{v}_{cal}}{s \cdot Lp} - K2 \cdot \hat{d} - Ki \cdot \hat{d} - gi \cdot \hat{v}_{cal} + \frac{1}{2} Ko3 \cdot \hat{v}_c - Ko3 \cdot \hat{v}_{cal} + Ko3 \cdot \hat{v}_{cp1} - Ao3 \cdot \hat{d} \right)}{go3} \quad (4.72)$$

A Substituição de (4.72) em (4.71) leva a:

$$\hat{v}_c = 2 \left(Rse + \frac{1}{s \cdot C} \right) \left[\begin{aligned} & \left[\frac{\hat{v}_o \cdot Def^2}{n^2 \cdot R^2} \cdot \frac{(R \cdot Co \cdot s + Rsel \cdot Co \cdot s + 1)}{(Rsel \cdot Co \cdot s + 1)} - \frac{Io \cdot Def^2}{n^2 \cdot R \cdot Vo} \hat{v}_c \left[\frac{4 \cdot Lr \cdot fs}{n^2} \right] - \right. \\ & \left[\frac{\hat{v}_o \cdot Def (R \cdot Co \cdot s + Rsel \cdot Co \cdot s + 1)}{n (Rsel \cdot Co \cdot s + 1)} \right] - \frac{Vo \cdot \hat{d}}{n \cdot R} + \\ & Ko3 \cdot \left(\frac{-1}{2} \hat{v}_c + \hat{v}_{cal} - \hat{v}_{cp1} \right) + Ao3 \cdot \hat{d} + gf \cdot \hat{v}_{cp1} + Ao \cdot \hat{d} + Ko \cdot \hat{v}_{cal} + \\ & \left. \left(\frac{\hat{v}_{cal}}{s \cdot Lp} - K2 \cdot \hat{d} - Ki \cdot \hat{d} - gi \cdot \hat{v}_{cal} + \frac{1}{2} Ko3 \cdot \hat{v}_c - Ko3 \cdot \hat{v}_{cal} + \right) \right. \\ & \left. \left(Ko3 \cdot \hat{v}_{cp1} - Ao3 \cdot \hat{d} \right) \right] \end{aligned} \right] \quad (4.73)$$

De (4.53) tem-se:

$$\hat{v}_{cal} = \frac{(Ki \cdot \hat{d} + gf \cdot \hat{v}_{cp1} + Ao \cdot \hat{d})}{\left[\frac{1}{s \cdot Lp} - gi - Ko \right]} \quad (4.74)$$

De (4.68) tem-se:

$$\hat{v}_{cp1} = -\hat{v}_{cp2} + \hat{v}_{cal} - \hat{v}_c \quad (4.75)$$

Devido à simetria do circuito $\hat{v}_{cp3} = \hat{v}_{cp2}$, então a expressão (4.72) pode ser escrita como:

$$\hat{v}_{cp2} = \frac{\left(\frac{\hat{v}_{cal}}{s \cdot Lp} - K2 \cdot \hat{d} - Ki \cdot \hat{d} - gi \cdot \hat{v}_{cal} + \frac{1}{2} Ko3 \cdot \hat{v}_c - Ko3 \cdot \hat{v}_{cal} + Ko3 \cdot \hat{v}_{cp1} - Ao3 \cdot \hat{d} \right)}{go3} \quad (4.76)$$

Substituindo-se (4.76) em (4.75) e isolando \hat{v}_{cp1} obtêm-se:

$$\hat{v}_{cp1} = \frac{1}{2} \frac{\left(-2 \cdot \hat{v}_{cal} + 2 \cdot K2 \cdot \hat{d} \cdot s \cdot Lp + 2 \cdot Ki \cdot \hat{d} \cdot s \cdot Lp + 2 \cdot gi \cdot \hat{v}_{cal} \cdot s \cdot Lp - Ko3 \cdot \hat{v}_c \cdot s \cdot Lp \right.}{(s \cdot Lp \cdot (go3 + Ko3))} \quad (4.77)$$

Substituindo-se em (4.74) e isolando \hat{v}_{cal} obtêm-se:

$$\hat{v}_{cal} = -\frac{s \cdot Lp}{2} \frac{\left(2 \cdot Ki \cdot \hat{d} \cdot go3 + 2 \cdot Ki \cdot \hat{d} \cdot Ko3 + 2 \cdot gf \cdot K2 \cdot \hat{d} + 2 \cdot gf \cdot Ki \cdot \hat{d} - gf \cdot Ko3 \cdot \hat{v}_c \right.}{\left(-go3 - Ko3 + gi \cdot s \cdot Lp \cdot go3 + gi \cdot s \cdot Lp \cdot Ko3 + Ko \cdot s \cdot Lp \cdot go3 \right.} \quad (4.78)$$

$$\left. \left. + 2 \cdot gf \cdot Ao3 \cdot \hat{d} - 2 \cdot gf \cdot \hat{v}_c \cdot go3 + 2 \cdot Ao \cdot \hat{d} \cdot go3 + 2 \cdot Ao \cdot \hat{d} \cdot Ko3 \right) \right. \left. + Ko \cdot s \cdot Lp \cdot Ko3 - gf + s \cdot Lp \cdot gf \cdot gi + s \cdot Lp \cdot gf \cdot Ko3 + s \cdot Lp \cdot gf \cdot go3 \right)$$

Substituindo-se (4.77) e (4.78) em (4.73) obtêm-se a expressão de \hat{v}_c em função de \hat{v}_o :

$$\hat{v}_c = f(\hat{v}_o, \hat{d}, s) \quad (4.79)$$

Por outro lado:

$$\hat{v}_c = -\frac{n \cdot Vo}{Def^2} (\hat{d}_i + \hat{d}_v) - \frac{n \cdot Vo}{Def^2} \hat{d} + \frac{\hat{i}Lo \cdot s \cdot Lo \cdot n^2}{Def^2} + \frac{n}{Def} \hat{v}_o \quad (4.80)$$

Substituindo \hat{d}_i , \hat{d}_v e $\hat{i}Lo$ tem-se:

$$\hat{v}_c = Vo \frac{\left[\left(n^3 \cdot Lo \cdot Rsel \cdot Co + n^3 Lo \cdot Co \cdot R \cdot s^2 \right) + \left(4 \cdot Def \cdot Lr \cdot fs \cdot R \cdot Co + 4 \cdot Def \cdot Lr \cdot fs \cdot Rsel \cdot Co \right) \cdot s \right.}{R \cdot Def \cdot (Rsel \cdot Co \cdot s + 1)(Vo \cdot n^2 + 4 \cdot Lr \cdot fs \cdot Io)} \cdot \hat{v}_o \quad (4.81)$$

$$\left. + \frac{+n^3 \cdot Lo + n^3 R \cdot Rsel \cdot Co}{+4 \cdot Def \cdot Lr \cdot fs + n^3 \cdot R} \right] - \frac{2 \cdot n^3 \cdot Vo^2 \cdot \hat{d}}{Vo \cdot Def^2 \cdot n^2 + 4 \cdot Lr \cdot fs \cdot Io \cdot Def^2}$$

Igualando-se (4.81) com (4.79) tem-se:

$$FT = \frac{\hat{v}_o}{\hat{d}} \quad (4.82)$$

Sendo:

$$FT = \frac{((2 \cdot Z7 \cdot Z2 \cdot Z5 + Z8 + 2 \cdot Z9 + Z7 \cdot Z2 \cdot Z3 - Z10 \cdot Z6 \cdot Z2 \cdot Z3 - 2 \cdot Z10 \cdot Z6 \cdot Z2 \cdot Z5 - Z10 \cdot Z4 + Z10 \cdot Z11) \cdot Z1 + Z10)}{((-Z6 \cdot Z2 \cdot Z3 - 2 \cdot Z6 \cdot Z2 \cdot Z5 - Z4 + Z11) \cdot Z12 - 2 \cdot Z13) \cdot Z1 + Z12} \quad (4.83)$$

Os parâmetros desta expressão são definidos a seguir:

$$Z1 = Rse + \frac{1}{(s \cdot C)} \quad (4.84)$$

$$Z2 = \frac{s \cdot Lp}{\left(\begin{array}{l} gi \cdot Lp \cdot Ko3 + Ko \cdot Lp \cdot go3 + Ko \cdot Lp \cdot Ko3 + gi \cdot Lp \cdot go3 \\ + Lp \cdot gf \cdot gi + Lp \cdot gf \cdot Ko3 + Lp \cdot gf \cdot go3 \end{array} \right) \cdot s - go3 - Ko3 - g} \quad (4.85)$$

$$Z3 = gf \cdot \frac{(2 \cdot gi \cdot Lp + 2 \cdot Ko3 \cdot Lp + 2 \cdot go3 \cdot Lp) \cdot s - 2}{(s \cdot (Lp \cdot (go3 + Ko3)))} \quad (4.86)$$

$$Z4 = gf \cdot \frac{(-2 \cdot go3 \cdot Lp - Ko3 \cdot Lp)}{(Lp \cdot (go3 + Ko3))} \quad (4.87)$$

$$Z5 = \left[\frac{1}{(s \cdot Lp)} - gi + Ko \right] \quad (4.88)$$

$$Z6 = \left(gf \cdot go3 + \frac{1}{2} \cdot gf \cdot Ko3 \right) \quad (4.89)$$

$$Z7 = (-Ki \cdot go3 - Ki \cdot Ko3 - gf \cdot K2 - gf \cdot Ki - Ao \cdot Ko3 - gf \cdot Ao3 - Ao \cdot go3) \quad (4.90)$$

$$Z8 = gf \cdot \frac{(2 \cdot Ao3 \cdot Lp + 2 \cdot K2 \cdot Lp + 2 \cdot Ki \cdot Lp)}{(Lp \cdot (go3 + Ko3))} \quad (4.91)$$

$$Z9 = \left[-Ki - K2 - \frac{Vo}{(R \cdot n)} + Ao \right] \quad (4.92)$$

$$Z10 = \frac{Vo^2 \cdot n^3}{Def^2 \cdot (Vo \cdot n^2 + 4 \cdot Lr \cdot fs \cdot Io)} \quad (4.93)$$

$$Z11 = \frac{8}{Vo \cdot (R \cdot n^4)} \cdot Io \cdot Def^2 \cdot Lr \cdot fs \quad (4.94)$$

$$Z_{12} = V_o \cdot \frac{\left[\begin{array}{l} (n^3 \cdot L_o \cdot R_{se1} \cdot C_o + n^3 \cdot L_o \cdot C_o \cdot R) \cdot s^2 \\ + (4 \cdot \text{Def} \cdot L_r \cdot f_s \cdot R \cdot C_o + 4 \cdot \text{Def} \cdot L_r \cdot f_s \cdot R_{se1} \cdot C_o + n^3 \cdot L_o + n^3 \cdot R \cdot R_{se1} \cdot C_o) \cdot s \\ + 4 \cdot \text{Def} \cdot L_r \cdot f_s + n^3 \cdot R \end{array} \right]}{(R \cdot ((R_{se1} \cdot s \cdot C_o + 1) \cdot ((V_o \cdot n^2 + 4 \cdot L_r \cdot f_s \cdot I_o) \cdot \text{Def})))} \quad (4.95)$$

$$Z_{13} = \text{Def} \cdot ((R \cdot C_o + R_{se1} \cdot C_o) \cdot s + 1) \cdot \frac{(-n^3 \cdot R + 4 \cdot \text{Def} \cdot L_r \cdot f_s)}{(R^2 \cdot (n^4 \cdot (R_{se1} \cdot s \cdot C_o + 1)))} \quad (4.96)$$

4.8 VALIDAÇÃO DO MODELO.

Para comprovar a validade do modelo de pequenos sinais desenvolvido, os resultados obtidos de simulações do conversor equivalente chaveado (Fig. 3.17) foram comparados à aqueles obtidos a partir do modelo de pequenos sinais (Fig. 4.14) e com os resultados obtidos da função de transferência do modelo do conversor em malha aberta.

4.8.1 PROCEDIMENTO PARA A REALIZAÇÃO DE SIMULAÇÕES

Este item tem por finalidade, descrever os procedimentos utilizados na comprovação do modelo, através de simulações.

4.8.1.1 MODELO CA COM CHAVES PWM

O circuito simulado é mostrado na Fig. 4.14. Para facilitar o cálculo da função de transferência e dos coeficientes das grandezas, exibe-se um roteiro de cálculo apresentando ou indicando as equações envolvidas.

Os valores dos parâmetros do circuito são:

$L_p = 131,8 \text{ uH}$	$C_5 = C_6 = 40 \text{ uF}$	$R_{se} = 0.001 \text{ } \Omega$	$R_{se1} = 0.095$
$f_s = 20.000 \text{ Hz}$	$V_o = 60 \text{ V}$	$C_o = 1000 \text{ uF}$	$n = 4,8$
$L_r = 38,4 \text{ uH}$	$L_o = 50 \text{ uH}$	$P_o = 3000 \text{ W}$	$R_o = 1,2 \text{ } \Omega$

Para obter-se a função de transferência é necessário calcular os coeficientes A_o , K_o3 , K_2 , K_o , A_o3 , g_i , g_o3 , g_f e K_i .

Inicia-se o roteiro com a equação que permite calcular o valor médio da corrente na chave ativa S_5 , equação (3.24).

$$I_{a1} = \frac{0.866 \cdot V_m \cdot D^2}{2 \cdot f_s \cdot L_p}$$

$$I_{a1} = 4,731 \text{ A}$$

A expressão (3.76) relaciona as correntes I_{a1} e I_{p1} , ou seja:

$$I_{a1} = u \cdot I_{p1}$$

Sendo:

$$u = \frac{1}{\left[\frac{(0.5 - D)}{D} + 0.5 \cdot \left[\frac{1}{D^2} + \frac{n \cdot V_o \cdot (D - 0.5)}{1.732 \cdot D^3 \cdot V_m} \right] \right] \cdot \left[(0.5 - D) + \frac{((D + 0.5) \cdot n \cdot V_o)}{4 \cdot D \cdot \left(\frac{n \cdot V_o}{2 \cdot D} - 0.866 \cdot V_m \right)} - 0.5 \right]}$$

$$u = 0,836$$

Então:

$$I_{p1} = 5,658 \text{ A}$$

$$V_{ac1} = V_g = 0.866 \cdot V_m$$

$$V_{ac1} = 155,88 \text{ V}$$

As expressões (3.31) e (3.32) permitem obter os valores de d_2 e d_3 respectivamente:

$$d_2 = 0,5 - d$$

$$d_2 = 0,1$$

$$d_3 = \frac{(D + 0.5) \cdot n \cdot \frac{V_o}{2 \cdot D}}{2 \cdot \left(\frac{n \cdot V_o}{2 \cdot D} - 0.866 \cdot V_m \right)} - 0.5$$

$$d_3 = 0,294$$

O valor de V_{cp1} pode ser calculado através da expressão (3.64):

$$V_{cp1} = k \cdot V_{ac1}$$

k é dado pela expressão (3.51):

$$k = -d \left\{ \frac{d_3 - 1}{d_2} + \left[\frac{1 - d_2 - d_3}{d_2} \right] \left[\frac{1}{2 \cdot d} + \frac{n \cdot V_o \cdot (d - 0,5)}{4 \cdot d^2 \cdot V_g} \right] \right\}$$

$$K = 0,494$$

Então:

$$V_{cp1} = 76,977 \text{ V}$$

Substituindo-se a expressão (3.42) na equação (3.58), obtêm-se a expressão que permite calcular o valor da corrente média na chave passiva, I_{p2} , ou seja:

$$I_{p2} = \left(\frac{d3}{4 \cdot fs \cdot Lp} \right) \left[Vg + \frac{n \cdot Vo}{2 \cdot D} (D - 0,5) \right] \quad (4.97)$$

$$I_{p2} = 3,34 \text{ A}$$

A expressão (3.59) relaciona as correntes I_{a2} e I_{p2} :

$$I_{a2} = \xi \cdot I_{p2}$$

ξ é calculado a partir da expressão (3.60):

$$\xi = \frac{\left(1 + \frac{0,5}{d} + 0,2887 \frac{n \cdot Vo}{d \cdot Vm} - 0,144 \frac{n \cdot Vo}{d^2 \cdot Vm} \right)}{\left(0,5 \frac{d3}{d2 \cdot d} + 0,2887 \frac{d3}{d2} \frac{n \cdot Vo}{d \cdot Vm} - 0,144 \frac{d3}{d2} \frac{n \cdot Vo}{d^2 \cdot Vm} \right)}$$

$$\xi = 0,694$$

Então:

$$I_{a2} = 2,32 \text{ A}$$

Da expressão (3.66) tem-se:

$$V_{cp2} = \gamma \cdot Vac2$$

Sendo:

$$\gamma = \frac{1 - d3}{d3}$$

$$\gamma = 2,405$$

Então:

$$V_{cp2} = 127,14$$

g_i , K_i , g_f , e K_o podem ser calculados pelas expressões (3.95), (3.96), (3.98) e (3.99) respectivamente, isto é:

$$g_i = \frac{I_{a1}}{V_{ac1}} = 0,03 \Omega^{-1}$$

$$k_i = \frac{2 \cdot I_{a1}}{D} = 23,654 \text{ (A)}$$

$$g_f = \frac{I_{p1}}{2V_{cp1}} = 0,037 \Omega^{-1}$$

$$K_o = \frac{I_{p1}}{2 \cdot V_{ac1}} = 0,018 \Omega^{-1}$$

O valor de A_o pode-se obter a partir da expressão (3.100):

$$A_o = \frac{1}{2} \left(A_1 + A_2 \cdot \frac{1.667}{D} \right) I_{p1}$$

Os valores de A_1 e A_2 podem ser obtidos das expressões (3.101) e (3.102), respectivamente.

Então:

$$A_o = 25,457 \text{ A}$$

A corrente I_{a2} pode-se calcular a partir da expressão (3.107).

$$I_{a2} = -2,5 \cdot 10^{-4} (2 \cdot D - 1) \frac{(866 \cdot V_m \cdot D^2 + 250 \cdot n \cdot V_o \cdot D - 125 \cdot n \cdot V_o)}{L_p \cdot f_s \cdot D}$$

$$I_{a2} = 2,32 \text{ A}$$

K_2 pode-se calcular através da expressão (3.110).

$$K_2 = \frac{-(3464 \cdot V_m \cdot D^3 + 500 \cdot n \cdot V_o \cdot D^2 - 125 \cdot n \cdot V_o)}{1732 \cdot V_m \cdot D^4 + 500 \cdot n \cdot V_o \cdot D^3 + (-500 \cdot n \cdot V_o - 433 \cdot V_m) D^2 + 125 \cdot n \cdot V_o \cdot D} I_{a2}$$

$$K_2 = 15,972 \text{ A}$$

g_{o3} , A_{o3} , e K_{o3} podem ser calculados pelas expressões (3.129), (3.130) e (3.131) respectivamente, ou seja:

$$g_{o3} = \frac{2 \cdot D(433 \cdot V_m \cdot D + 250 \cdot n \cdot V_o \cdot D - 125 \cdot n \cdot V_o) I_{p2}}{(433 \cdot V_m \cdot D + 250 \cdot n \cdot V_o \cdot D - 125 \cdot n \cdot V_o)(-4 \cdot V_{cp2} \cdot D + n \cdot V_o)}$$

$$g_{o3} = 0,032 \Omega^{-1}$$

$$A_{o3} = \frac{V_o \cdot n \cdot I_{p2}}{2 \cdot D(n \cdot V_o - 4 \cdot D \cdot V_{cp2})}$$

$$A_{o3} = 14,212 \text{ A}$$

$$K_{o3} = \frac{I_{p2}}{2 \cdot V_{ac2}}$$

$$K_{o3} = 0,032 \Omega^{-1}$$

No caso em que se deseje realizar estes cálculos para outro ponto de operação, basta definir-se a nova razão cíclica, e a partir da característica externa do conversor (Fig. 1.19) obter-se o valor normalizado da corrente de saída, \bar{I}_o .

O valor de I_o pode ser calculado pela expressão (4.98):

$$I_o = \frac{3}{8} \cdot \frac{V_m}{f_s \cdot L_p} \bar{I}_o \quad (4.98)$$

Para o caso em estudo (característica externa para $D=0,4$), obtêm-se: $\bar{I}_o = 1,95$

Então:

$$I_o = 50 \text{ A}$$

Com este valor de corrente e utilizando-se a expressão (4.99) obtêm-se o valor da resistência de carga.

$$R = \frac{V_o}{\left(\frac{3}{8} \frac{V_m}{f_s \cdot L_p} \bar{I}_o \right)} \quad (4.99)$$

$$R = 1,2 \Omega$$

Com os valores dos coeficientes obtidos até agora é possível calcular a função de transferência, FT. Utilizando a equação (4.83) obtêm-se:

$$FT = \frac{293544 \cdot (s + 2436) \cdot (s + 10526)}{(s + 1503) \cdot \left[(s + 1498)^2 + 4786^2 \right]} \quad (4.100)$$

O diagrama de Bode da FT, em módulo e fase, é mostrado nas Figuras 4.16 e 4.17, respectivamente.

4.8.1.2 SIMULAÇÃO DO CIRCUITO CHAVEADO

O circuito utilizado é apresentado na Fig. 4.15. Será feita, por simulação, uma análise dinâmica através de perturbações na razão cíclica de controle, possibilitando o traçado ponto a ponto da resposta em frequência (diagrama de Bode). Utilizando um procedimento análogo ao utilizado no capítulo III para o controle do circuito de comando (Figuras 3.28 e 3.29), obtêm-se a tabela 4.1, que mostra as frequências para as quais foram feitas as simulações e os resultados obtidos. Com esses

dados pode-se traçar o módulo e a fase da função de transferência, FT, em função da frequência, tal como é mostrado nas Figuras 4.16 e 4.17.

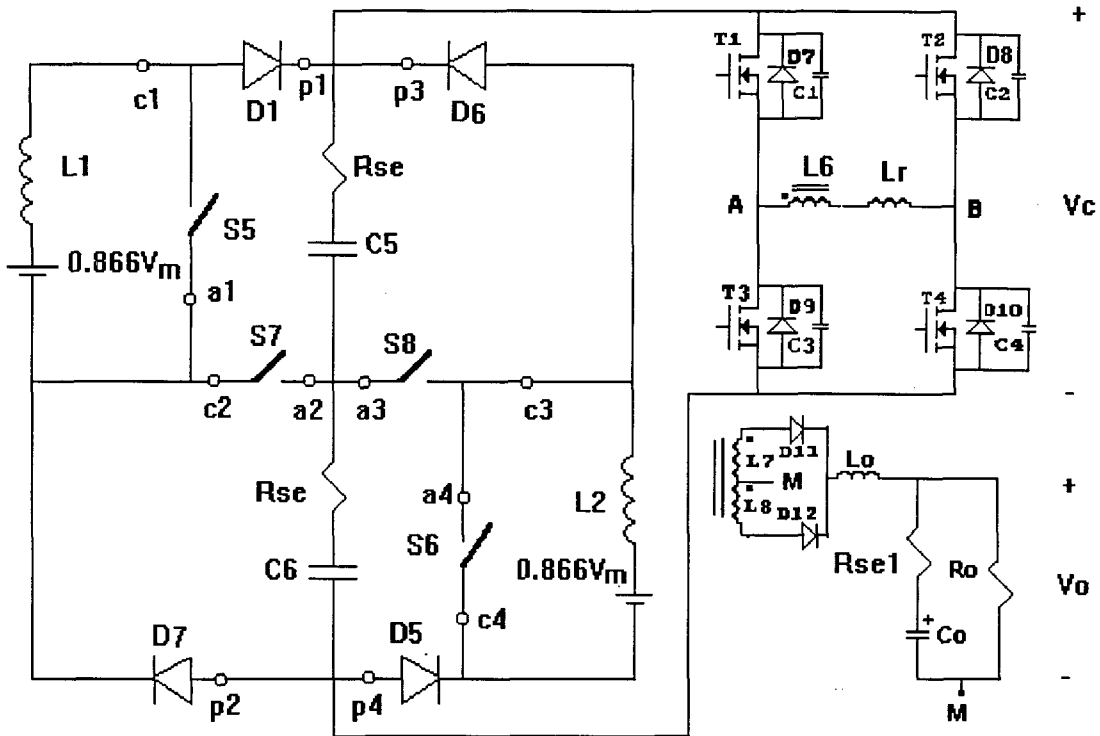


Fig. 4.15 Circuito equivalente chaveado do conversor utilizado na simulação.

Tabela 4.1

frequência (kHz)	$\hat{d} = 1\% D$	\hat{v}_o (V)	ganho (dB) $G_d = 20 \log \left \frac{\hat{v}_o}{\hat{d}} \right $	fase (graus)
0,1	0,004	0,875	46,8	-10
0,2	0,004	0,798	46,0	-20
0,5	0,004	0,649	44,2	-40
1,0	0,004	0,634	44,0	-72
2,0	0,004	0,252	36,0	-105
3,0	0,004	0,113	29,0	-98
5,0	0,004	0,063	24	-92

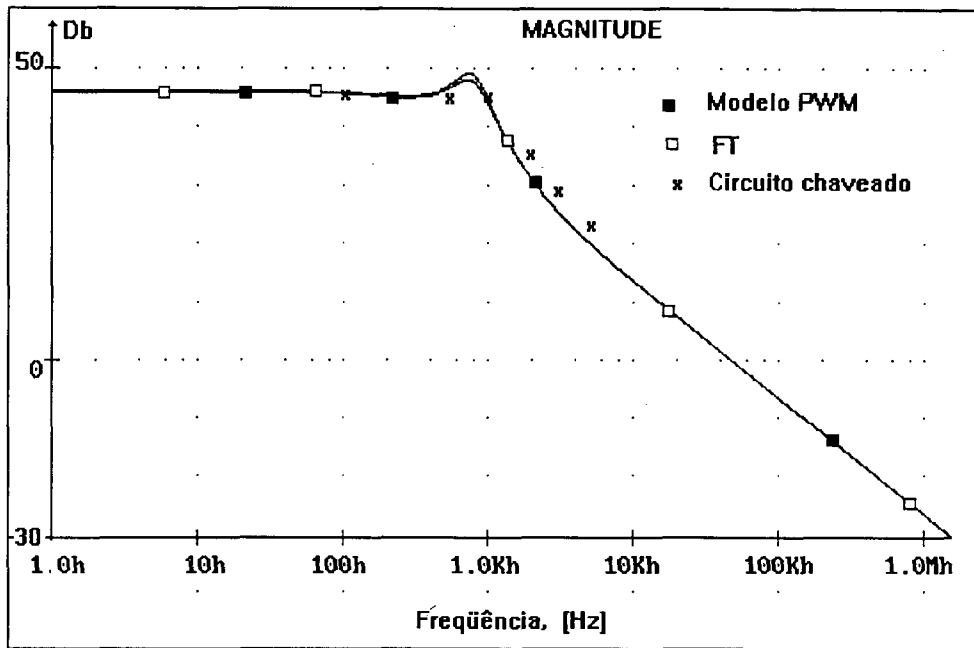


Fig. 4.16 Diagrama de Bode da magnitude vs. freqüência.

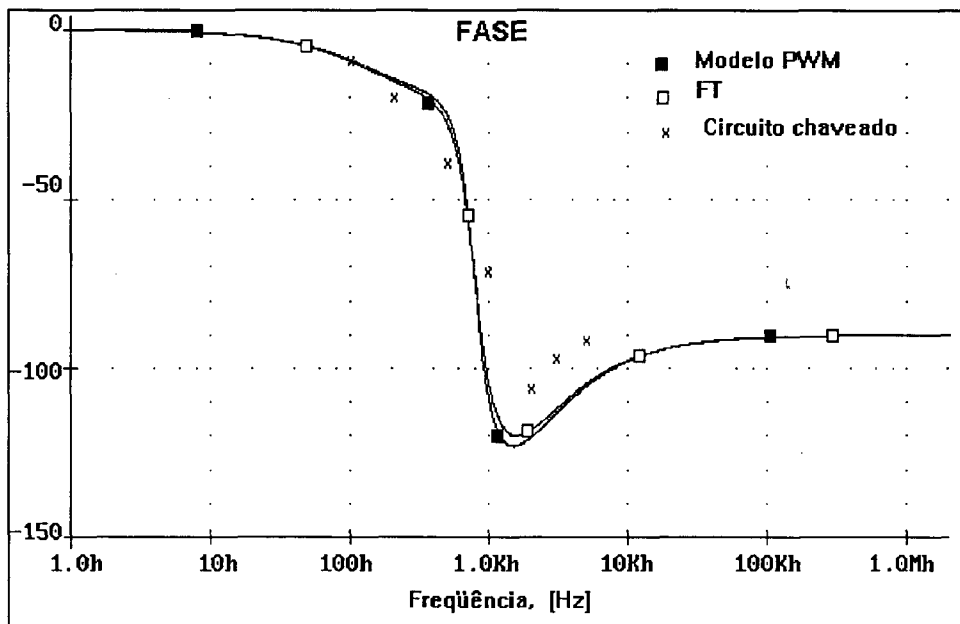


Fig. 4.17 Diagrama de Bode da fase vs. freqüência.

As respostas em freqüência, obtidas pela simulação do circuito equivalente do conversor, do modelo com as chaves PWM e do modelo representado pela função de transferência, ilustradas nas Figuras 4.16 e 4.17, mostraram-se muito aproximadas, confirmando-se a validade do modelo obtido.

4.9 CONCLUSÃO

Neste capítulo fez-se, inicialmente, um estudo da técnica de modelagem que emprega a chave PWM operando no modo contínuo, onde se pode constatar a facilidade de sua implementação em conversores chaveados clássicos.

Foi desenvolvido o modelo de pequenos sinais do conversor ponte completa, a partir do modelo do conversor Buck. Verificou-se que a metodologia utilizada tornou a obtenção do modelo muito mais simples do que seria utilizando-se outros procedimentos. Até mesmo a simples substituição das quatro chaves PWM, do conversor ponte completa, por seu modelo de pequenos sinais equivalente, dificultaria muito a análise de pequenos sinais e a obtenção da função de transferência.

A partir do modelo obtido foi determinada a função de transferência que descreve o comportamento dinâmico do conversor.

As respostas em frequência, obtidas a partir da simulação do circuito do conversor e a partir do modelo representado pela função de transferência, mostraram-se bastante aproximadas, comprovando a validade do modelo obtido.

CAPÍTULO V

CIRCUITO DE CONTROLE E PROJETO DO CONTROLADOR

5.1 INTRODUÇÃO

No capítulo anterior apresentou-se o modelo de pequenos sinais do conversor IPÊ, possibilitando desta forma a obtenção da função de transferência. O objetivo principal deste capítulo é apresentar o procedimento para o projeto e dimensionamento do sistema de controle do conversor a partir da função de transferência determinada.

Os sistemas de controle são projetados para melhorar o desempenho dos conversores em: precisão, estabilidade e velocidade de resposta. No controle apresentado a regulação da tensão de saída é feita por uma malha de tensão (controle por modo tensão).

Neste capítulo são analisados e apresentados os projetos de três controladores clássicos: proporcional, proporcional-integral, e proporcional-integral-derivativo, visando a escolha e o projeto do controlador do conversor em estudo.

A análise do comportamento do conversor frente a cada um dos controladores projetados é feita utilizando os programas VISSIM e PSPICE.

O controle adotado neste estudo é por modo tensão, implementando uma malha de tensão a qual atuará desde carga mínima até plena carga, regulando a tensão de saída do conversor.

5.2 CIRCUITO DA MALHA DE TENSÃO

Para amostrar a tensão de saída utiliza-se um divisor resistivo (R_1 , R_2) Fig. 5.1. Este sinal passa por um inversor de ganho unitário. O controlador compara o sinal de amostra da tensão de saída do conversor com o valor desejado (V_{ref}), determina o desvio e produz um sinal de controle que reduz o desvio a um valor nulo ou muito pequeno. A maneira pela qual o controlador produz o sinal de controle é denominada ação de controle. Os controladores podem ser classificados de acordo com a ação de controle, assim tem-se:

- controladores proporcionais
- controladores proporcional integral
- controladores proporcional-integral-derivativo

Existem outras configurações, mas as mais utilizadas a nível industrial são as três anteriormente mencionadas.

A Fig. 5.1 mostra o circuito da malha de tensão. Onde Z1 e Z2 junto com o amplificador operacional do circuito integrado CI3525 formam o circuito de compensação.

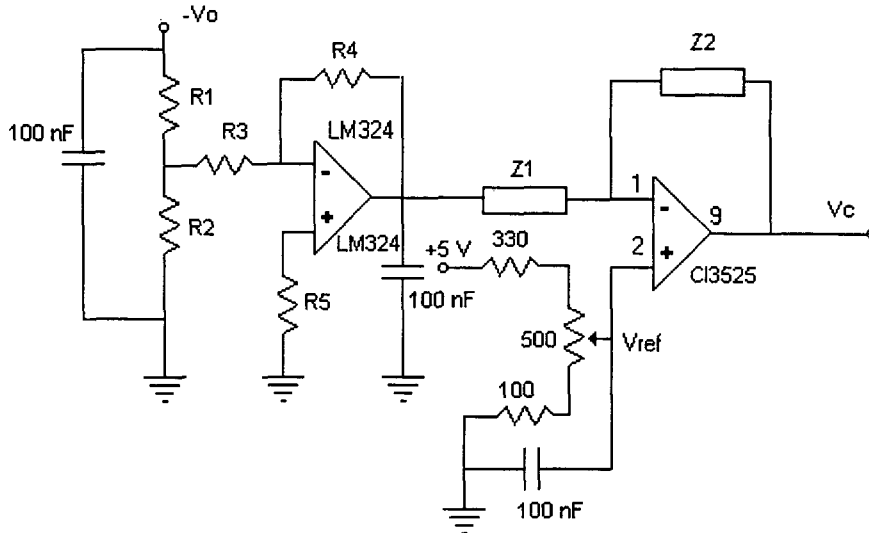


Fig. 5.1 Circuito da malha de tensão.

A Fig. 5.2 mostra a tensão de controle e o sinal dente de serra que são comparados para definir a razão cíclica de controle.

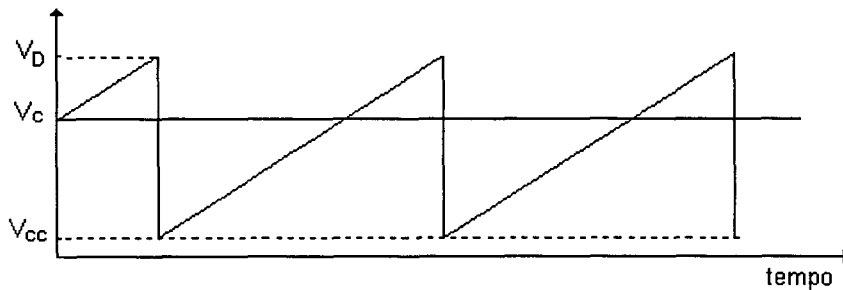


Fig. 5.2 Sinais dente de serra e tensão de controle.

Onde:

V_D - Tensão de pico da onda dente de serra

V_c - Tensão de controle

V_{cc} - Nível CC da onda dente de serra

A razão cíclica pode ser definida como:

$$D = \frac{V_c}{V_D} \quad (5.1)$$

Observando a Fig. 5.2 e com a equação (5.1) tem-se que:

$$V_{ref} = V_c + V_{cc} = D \cdot V_D + V_{cc} \quad (5.2)$$

Onde:

$V_D=2,1 \text{ V}$ (Catalogo do regulador PWM LM3525)

$V_{cc}=0,7 \text{ V}$

Para razão cíclica de plena carga ($D=0,4$) tem-se:

$V_{ref}=1,54 \text{ V}$

Da Fig. 5.1 verifica-se que:

$$\frac{V_o}{V_{ref}} = \frac{R_1 + R_2}{R_2} \quad (5.3)$$

Para $V_o=60 \text{ V}$ e $R_1 = 68 \text{ K}\Omega$

$R_2 = 1,8 \text{ K}\Omega$

Para $R_4 = 10 \text{ K}\Omega$ e sabendo-se que deseja-se apenas inverter o sinal de amostra da tensão de saída (ganho unitário), tem-se:

$$R_4 = R_3 + (R_1 // R_2) = 10 \text{ K}\Omega \quad (5.4)$$

$$R_3 = 8,2 \text{ K}\Omega$$

$$R_5 = R_3 // R_4 = 4,5 \text{ K}\Omega \quad (5.5)$$

5.3 CONTROLADORES DA MALHA DE TENSÃO

Os controladores são projetados a partir da função de transferência obtida com o modelo do conversor. A função de transferência da variação da tensão de saída em função da variação da razão cíclica $FT(s)$, foi obtida a partir do modelo de pequenos sinais determinado no capítulo IV.

Com as equações (4.83) e (5.1), pode-se obter a função de transferência da variação da tensão de controle, que é dada pela equação (5.8).

$$FT(s) = \frac{((2 \cdot Z_7 \cdot Z_2 \cdot Z_5 + Z_8 + 2 \cdot Z_9 + Z_7 \cdot Z_2 \cdot Z_3 - Z_{10} \cdot Z_6 \cdot Z_2 \cdot Z_3 - 2 \cdot Z_{10} \cdot Z_6 \cdot Z_2 \cdot Z_5 - Z_{10} \cdot Z_4 + Z_{10} \cdot Z_{11}) \cdot Z_1 + Z_{10})}{(((- Z_6 \cdot Z_2 \cdot Z_3 - 2 \cdot Z_6 \cdot Z_2 \cdot Z_5 - Z_4 + Z_{11}) \cdot Z_{12} - 2 \cdot Z_{13}) \cdot Z_1 + Z_{12})} \quad (5.6)$$

$$FT(s) = \frac{\hat{v}_o}{\hat{d}} \quad (5.7)$$

$$G_v(s) = \frac{\hat{v}_o}{\hat{v}_c} = \frac{1}{V_D} FT(s) \quad (5.8)$$

Para:

$L_p = 131,8 \text{ uH}$	$C_5 = C_6 = 40 \text{ uF}$	$R_{se} = 0.001 \text{ }\Omega$	$R_{se1} = 0.095$
$f_s = 20.000 \text{ Hz}$	$V_o = 60 \text{ V}$	$C_o = 1000 \text{ uF}$	$n = 4,8$
$L_r = 38,4 \text{ uH}$	$L_o = 50 \text{ uH}$	$P_o = 3000 \text{ W}$	$R_o = 1,2 \text{ }\Omega$

Para uma razão cíclica $D=0,4$ obtém-se:

$$Gv(s) = 139783 \frac{(s+10526)}{(s^2 + 2996 \cdot s + 2,51 \cdot 10^7)} \frac{(s+2436)}{(s+1503)}$$

Para simplificar os cálculos assume-se que o polo $(s+1503)$ e o zero $(s+2436)$ cancelam-se.

Então:

$$Gv(s) = 139783 \frac{(s+10526)}{(s^2 + 2996 \cdot s + 2,51 \cdot 10^7)} \quad (5.9)$$

A resposta em frequência do conversor, representado por $Gv(s)$, em malha aberta é mostrada na Fig. 5.3.

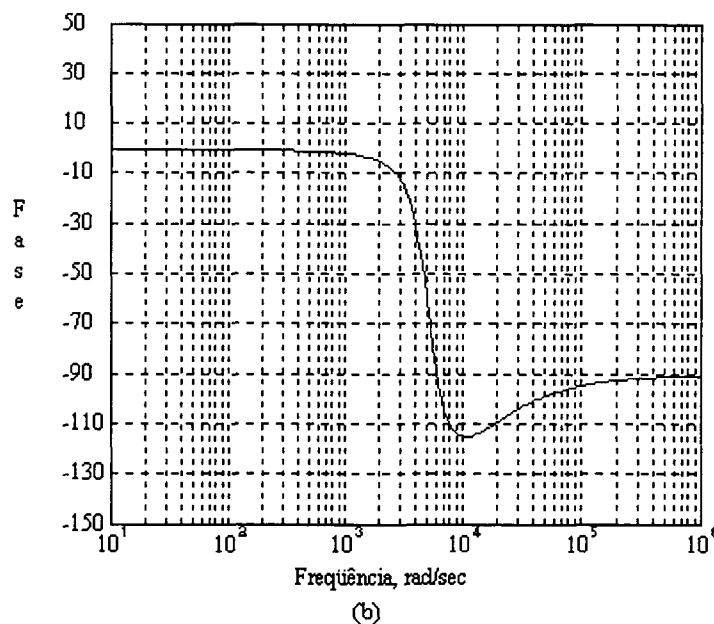
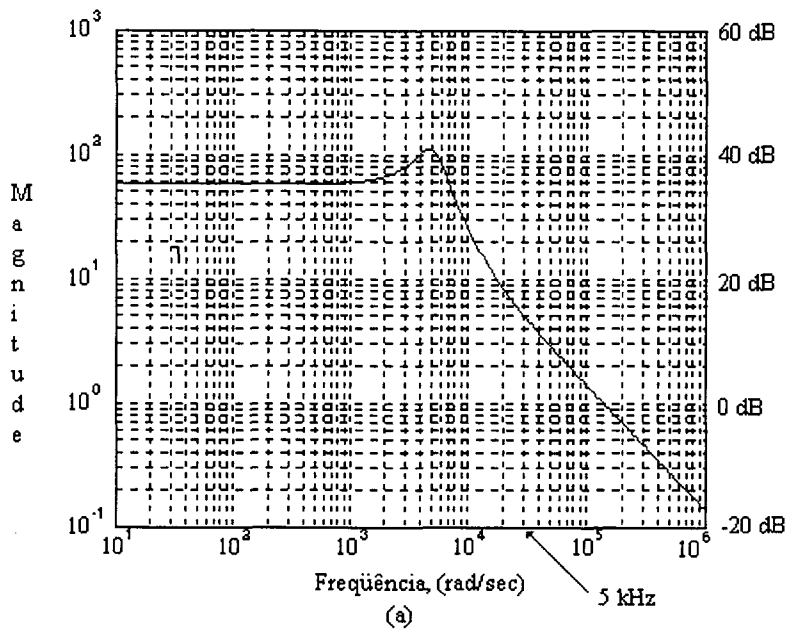


Fig. 5.3 Diagrama de Bode do conversor em malha aberta representado por $Gv(s)$: (a) magnitude (b) fase.

A Fig. 5.4 mostra o diagrama de blocos do controle em malha fechada.

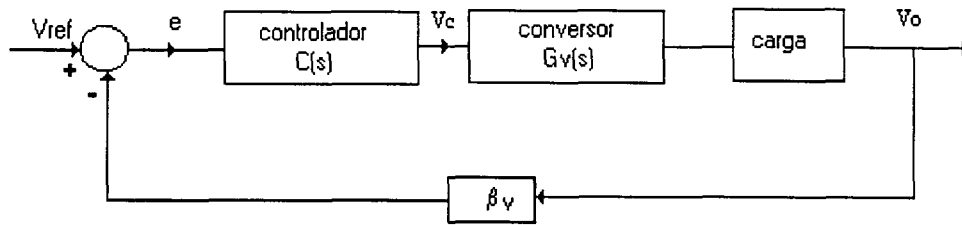


Fig. 5.4 Diagrama de blocos do controle.

Onde:

V_{ref} - Tensão de referência da malha de tensão

e - sinal de erro

V_c - Tensão de controle

β_v - elemento de medida

Onde β_v representa a função de transferência no ramo da realimentação. Para a malha de tensão o elemento de medida β_v é um divisor resistivo, representado por R_1 e R_2 (Fig. 5.1) e dado pela equação (5.10).

$$\beta_v = \frac{R_2}{R_1 + R_2} = \frac{1,8 \text{ K}}{68 \text{ K} + 1,8 \text{ K}} = 25,79 \cdot 10^{-3} \quad (5.10)$$

Para determinar o ganho do controlador deve-se escolher uma frequência de cruzamento por zero ($\text{ganho}_{dB}=0$), a qual deve ser menor ou igual a metade da frequência de chaveamento ($f_c \leq \frac{f_s}{2}$).

A prática tem demonstrado que se tem bons resultados adotando-se $f_c = \frac{1}{4} f_s$ (para este caso particular $f_c = 5 \text{ kHz}$).

Sabendo-se que a função de transferência é dada pela expressão (5.9), tem-se que o ganho do controlador para alcançar a f_c escolhida, será:

$$K_v = \frac{1}{|G_v(2 \cdot \pi \cdot f_c)| \cdot \beta_v} = \frac{1}{4,8 \cdot 25,79 \cdot 10^{-3}} = 8,08 \quad (5.11)$$

5.3.1 PROJETO DO CONTROLADOR PROPORCIONAL P

Um controlador proporcional é um amplificador com um ganho ajustável. Para um controlador com ação de controle proporcional, a relação entre a saída do controlador, $v_c(t)$ e o sinal de erro $e(t)$ é:

$$v_c(t) = K_p \cdot e(t) \quad (5.12)$$

Ou, aplicando transformada de Laplace, tem-se:

$$C(s) = \frac{V_c(s)}{E(s)} = K_p \quad (5.13)$$

Onde K_p é denominado sensibilidade proporcional ou ganho.

A estrutura do controlador proporcional, é mostrada na Fig. 5.5.

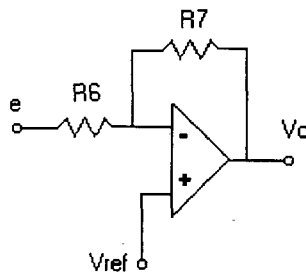


Fig. 5.5 Controlador Proporcional da malha de tensão.

Portanto, a função de transferência $C(s)$ deste controlador é:

$$C(s) = \frac{R7}{R6} = K_p \quad (5.14)$$

O ganho do controlador para f_c escolhida (5 kHz), foi determinado na equação (5.11). Então, o ganho do controlador é:

$$K_p = K_v = 8,08 \quad (5.15)$$

Assim, para $R7 = 8,2 \text{ K}\Omega$ tem-se:

$$R6 = 1 \text{ K}\Omega$$

O diagrama de Bode obtido da função de transferência em laço aberto (FTLA), mostrado na Fig. 5.6, representa a resposta em frequência do conversor associado ao compensador (P) da malha de tensão. A FTLA é dada pela equação (5.16):

$$FTLA(s) = F_p(s) = \beta_v \cdot C(s) \cdot G_v(s) \quad (5.16)$$

Substituindo valores obtém-se:

$$F_p(s) = 29128 \frac{(s+10526)}{s^2 + 2996 \cdot s + 2,51 \cdot 10^7} \quad (5.17)$$

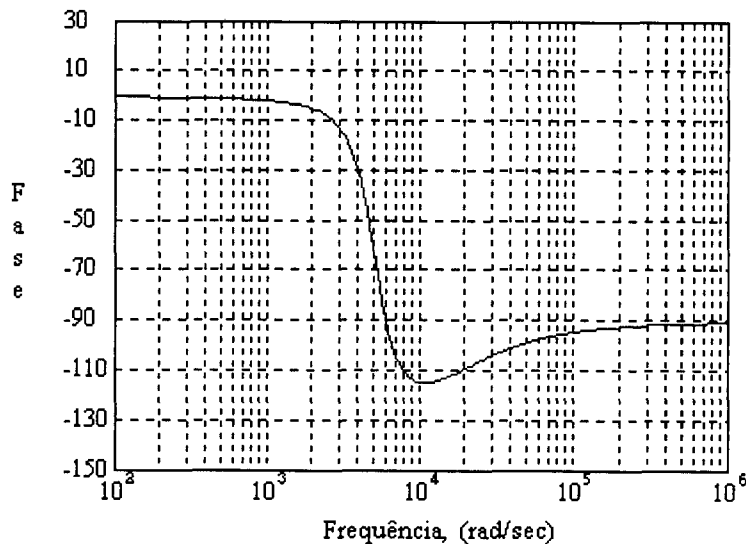
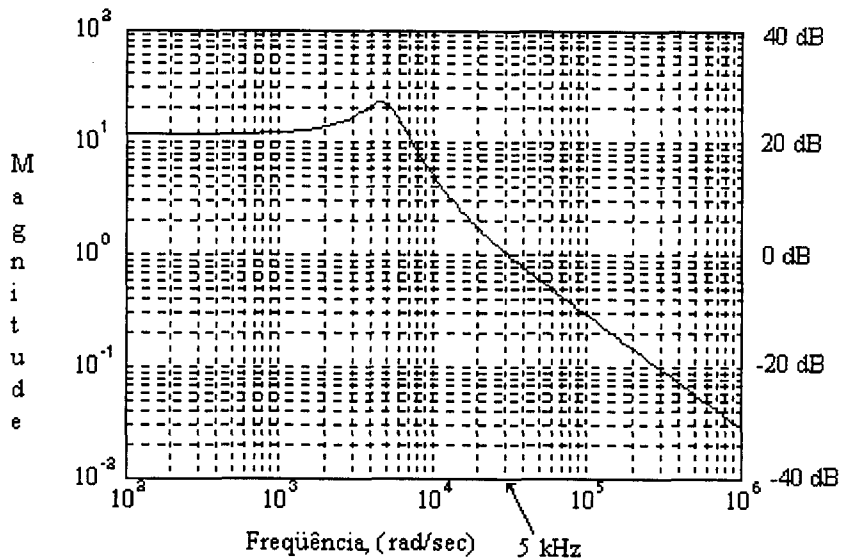


Fig. 5.6 Diagrama de Bode em magnitude e fase do conversor, associado ao compensador P da malha de tensão.

5.3.2 PROJETO DO CONTROLADOR PROPORCIONAL INTEGRAL PI

O controlador Proporcional-integral além do ganho proporcional, acrescenta um integrador que tem por objetivo garantir erro estático nulo. A ação de controle de um controlador proporcional-integral é definida pela seguinte equação [20]:

$$v_c(t) = K_p \cdot e(t) + \frac{K_p}{T_i} \int_0^t e(t) \cdot dt \quad (5.18)$$

Ou a função de transferência do controlador é:

$$C(s) = \frac{V_c(s)}{E(s)} = K_p \cdot \left(1 + \frac{1}{T_i \cdot s} \right) \quad (5.19)$$

Onde K_p representa a sensibilidade proporcional ou ganho e T_i representa o tempo integral. Tanto K_p como T_i são ajustáveis. O tempo integral ajusta a ação de controle integral, enquanto uma mudança no valor de K_p afeta tanto a parte proporcional como a parte integral da ação de controle.

Pode-se escrever a função de transferência deste controlador na forma fatorada, como mostra a equação (5.20).

$$C(s) = K_{pi} \frac{(s + W_{zpi})}{s} \quad (5.20)$$

Onde,

K_{pi} - ganho necessário para obter a f_c desejada.

W_{zpi} - frequência do zero do controlador

O circuito do controlador proporcional integral está mostrado na Fig. 5.7.

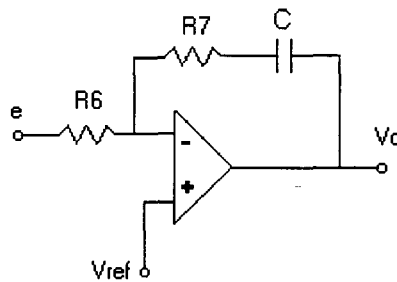


Fig. 5.7 Controlador PI da malha de tensão.

A função de transferência do controlador em função dos parâmetros pode ser obtida a partir da Fig. 5.7.

$$C(s) = \frac{R7}{R6} \frac{\left(s + \frac{1}{R7 \cdot C} \right)}{s} \quad (5.21)$$

Assim

$$K_{pi} = \frac{R7}{R6} \quad (5.22)$$

$$W_{zpi} = \frac{1}{R7 \cdot C} \quad (5.23)$$

Da equação 5.11 verifica-se que, para que se tenha uma $f_c=5$ kHz, o ganho do controlador PI é dado por:

$$K_{pi} = K_v = 8,08$$

Assumindo $R_7 = 8,2 \text{ K}\Omega$ obtêm-se de (5.22)

$$R_6 = 1 \text{ K}\Omega$$

O zero do controlador é posicionado na frequência do polo complexo. Então da expressão (5.9) tem-se:

$$W_{zpi} = \frac{1}{R_7 \cdot C} = 5010 \text{ (rad / sec)} \quad (5.24)$$

Com $R_7 = 8,2 \text{ K}\Omega$ o valor do capacitor é:

$$C = 24 \text{ nF}$$

A função de transferência em laço aberto do conversor associado ao compensador (PI) pode ser calculada a partir da expressão (5.25).

$$FTLA = F_{pi}(s) = \beta_v \cdot C(s) \cdot G_v(s) \quad (5.25)$$

Substituindo valores obtêm-se:

$$F_{pi} = \frac{29128}{s} \frac{(s+10520) \cdot (s+5010)}{[s^2 + 2996 \cdot s + 2.51 \cdot 10^7]} \quad (5.26)$$

A resposta em frequência do conversor associado ao compensador (PI), obtido a partir da equação (5.26), é mostrada na Fig. 5.8.

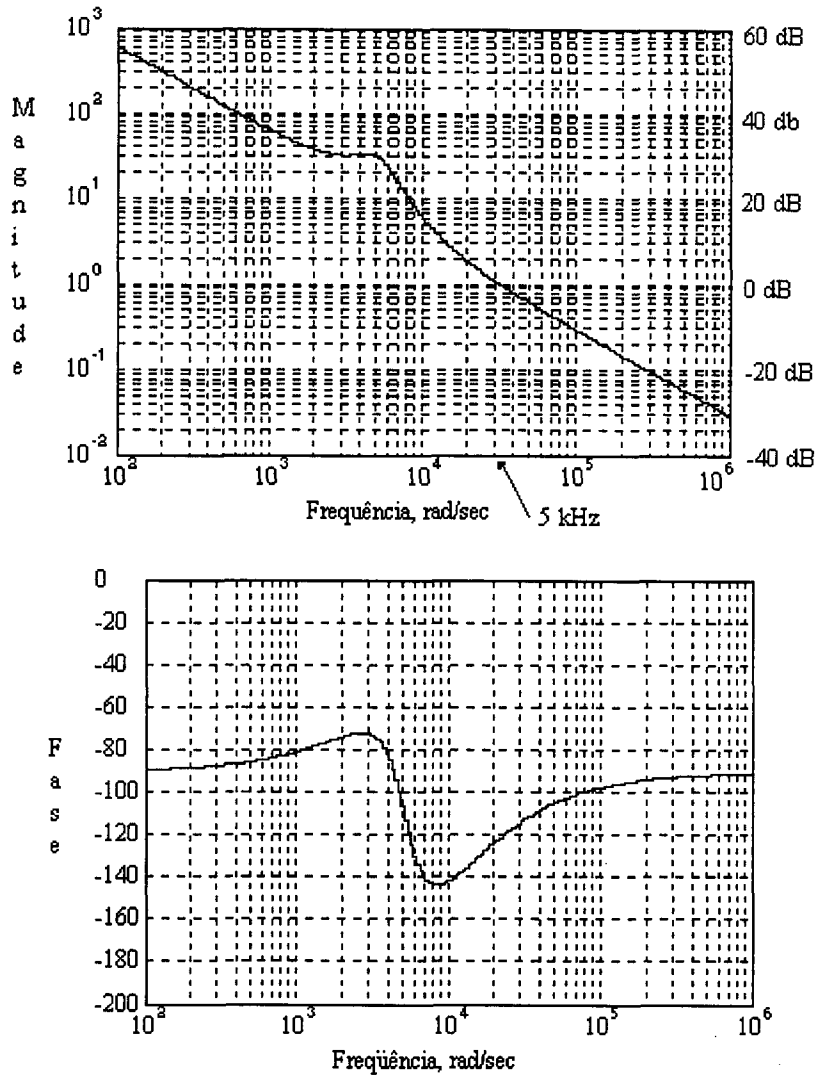


Fig. 5.8 Diagrama de Bode do conversor associado ao compensador PI da malha de tensão.

5.3.3 PROJETO DO CONTROLADOR PROPORCIONAL-INTEGRAL-DERIVATIVO PID

O controlador proporcional-integral-derivativo, é a combinação das ações dos controladores proporcional, derivativo e integral. Esta ação combinada possui as vantagens de cada uma das três ações de controle individual. A equação de um controlador com esta ação combinada é dada por [20]:

$$v_c(t) = K_p \cdot e(t) + K_p \cdot T_d \frac{de(t)}{dt} + \frac{K_p}{T_i} \int_0^t e(t) \cdot dt \quad (5.27)$$

ou a função de transferência é:

$$C(s) = \frac{V_c(s)}{E(s)} = K_p \cdot \left(1 + T_d \cdot s + \frac{1}{T_i \cdot s} \right) \quad (5.28)$$

Onde K_p representa a sensibilidade proporcional, T_d representa o tempo derivativo e T_i representa o tempo integral, que ajusta a ação do controle integral.

No entanto, sabe-se que não é possível implementar um circuito com uma função de transferência que possua o grau do numerador superior ao denominador. Assim, a função de transferência do controlador PID, acrescentando um pólo na função mostrada na equação (5.28), pode ser escrita como é mostrada na equação (5.29).

$$C(s) = K_{pid} \frac{(s + W_{z1pid}) \cdot (s + W_{z2pid})}{s \cdot (s + W_{ppid})} \quad (5.29)$$

Onde,

K_{pid} - Ganho necessário para obter a fc desejada

W_{z1pid} e W_{z2pid} - Frequências dos zeros do controlador

W_{ppid} - frequência do pólo

A estrutura do controlador proporcional-integral-derivativo é mostrada na Fig. 5.9.

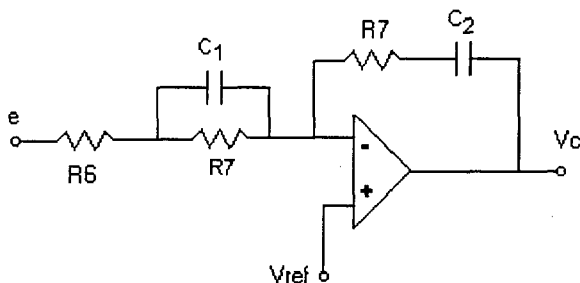


Fig. 5.9 Controlador PID da malha de tensão.

A função de transferência deste controlador em função dos parâmetros pode ser obtida a partir da Fig. 5.9. Na forma fatorada é dada pela equação (5.30):

$$C(s) = \frac{R_8 \left(s + \frac{1}{R_8 \cdot C_2} \right) \left(s + \frac{1}{R_7 \cdot C_1} \right)}{R_6 \cdot s \cdot \left[s + \frac{(R_6 + R_7)}{R_6 \cdot R_7 \cdot C_1} \right]} \quad (5.30)$$

Assim, comparando-se as equações (5.29) e (5.30) tem-se:

$$K_{pid} = \frac{R_8}{R_6} \quad (5.31)$$

$$W_{z1pid} = \frac{1}{R_8 \cdot C_2} \quad (5.32)$$

$$W_{z2pid} = \frac{1}{R7 \cdot C_1} \quad (5.33)$$

$$W_{ppid} = \frac{R6 + R7}{R6 \cdot R7 \cdot C_1} \quad (5.34)$$

Da equação (5.11) verifica-se que, para que se tenha uma $f_c=5$ kHz, o ganho do controlador PID é dado por:

$$K_{pid} = K_v = 8,08 \quad (5.35)$$

Assim, para $R8 = 39 \text{ K}\Omega$ tem-se:

$$R6 = 4827\Omega$$

A melhor posição para o pólo e os zeros do controlador seria atuando de forma a cancelar pólos e zeros do conversor. Assim, pode-se alocar os zeros e o pólo do controlador em frequências iguais (ou próximas) das frequências dos pólos e do zero do conversor, respectivamente.

Com as frequências do zero e dos pólos do conversor dada pela equação (5.6) obtém-se:

$$W_{z1pid} = W_{z2pid} \cong 5010 \text{ rad / s} \quad (\text{frequência natural do polo } G_v(s))$$

$$W_{ppid} \cong 10526 \text{ rad / s}$$

De (5.32), como $R8 = 39 \text{ K}\Omega$ o valor do capacitor C_2 encontrado é:

$$C2 = 5,12 \text{ nF}$$

Sabendo que $R6 = 4827 \Omega$ com as equações (5.33) e (5.34) pode-se obter:

$$R7 = 5315 \Omega$$

$$C_1 = 38 \text{ nF}$$

A função de transferência em laço aberto do conversor associado ao compensador (PID) pode ser calculada a partir da expressão (5.36).

$$FTLA = F_{pid}(s) = \beta_v \cdot C(s) \cdot G_v(s) \quad (5.36)$$

Substituindo valores obtêm-se:

$$F_{pid}(s) = \frac{29128}{s} \frac{(s + 5010)^2}{[(s^2 + 2996 \cdot s + 2,51 \cdot 10^7]}$$

A resposta em frequência do conversor associado ao compensador (PID), obtido a partir da equação (5.37), é mostrada na Fig. 5.10.

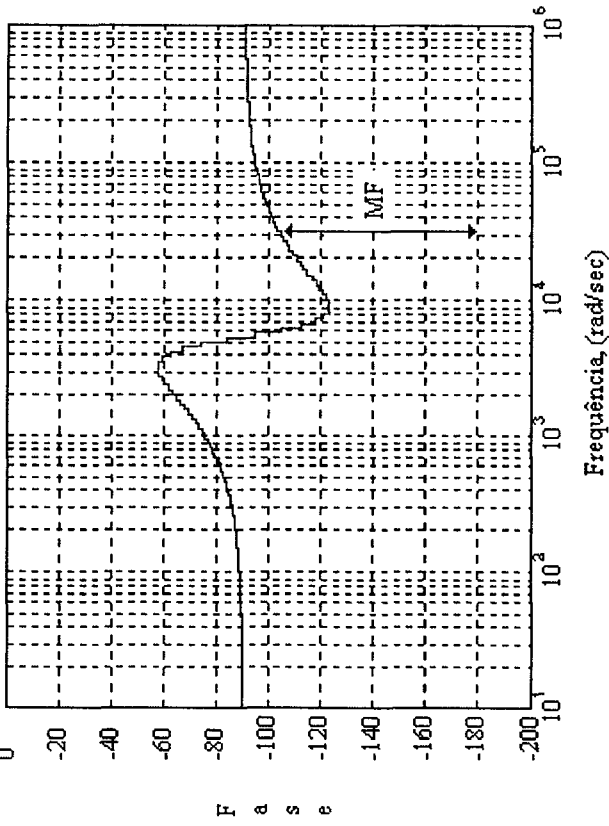
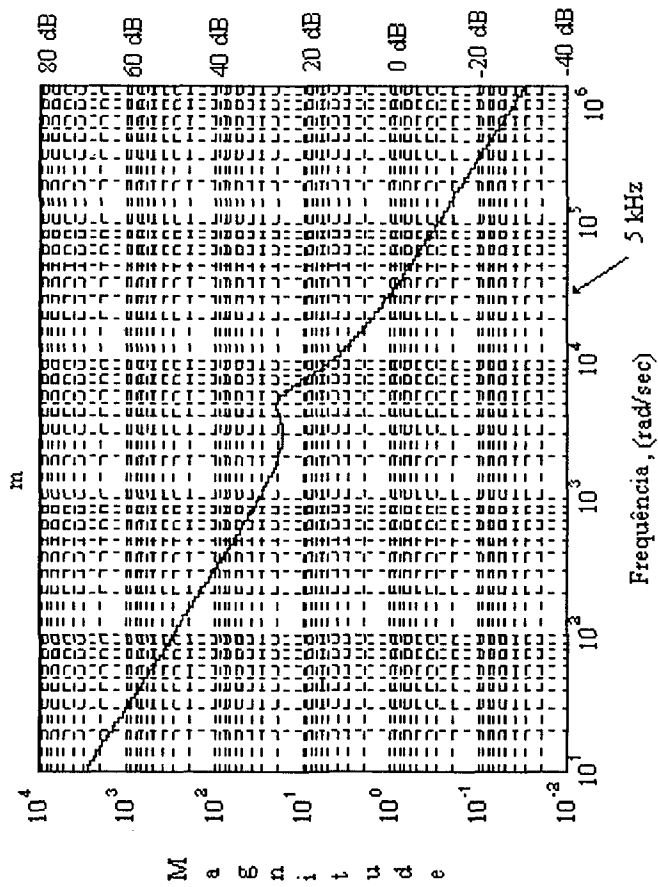


Fig. 5.10 Diagrama de Bode do conversor associado ao controlador PID da malha de tensão.

Pode-se observar nos três projetos do controlador (P, PI, PID) que a margem de fase (MF), está na faixa de 80° a 90° e a inclinação do ganho da FTLA para f_c é igual a -20 dB/década; garantindo-se desta forma a estabilidade do sistema.



5.4 SIMULAÇÃO EM MALHA FECHADA UTILIZANDO AS FUNÇÕES DE TRANSFERÊNCIA DO CONVERSOR.

O desempenho do conversor em malha fechada associado a cada um dos controladores projetados (P, PI, PID) foi verificado através de simulações com o programa VISSIM. Este programa permite, entre outras coisas, que se obtenha a resposta no tempo de um sistema planta-controlador a partir de suas funções de transferência. O conversor é representado por sua função de transferência $G_v(s)$, enquanto a função de transferência do controlador é representado por $C(s)$. Aplicando-se um degrau unitário à entrada verificou-se o comportamento da resposta do sistema em malha fechada. A Fig. 5.11 mostra o diagrama de blocos simulado.

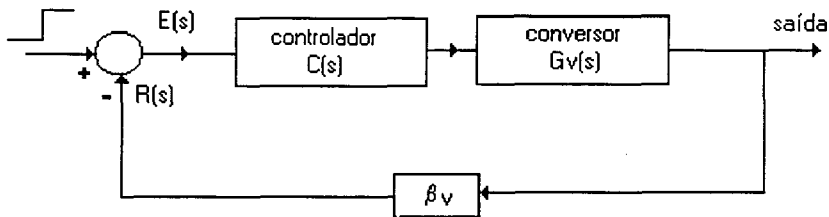


Fig. 5.11 Diagrama de blocos utilizado para as simulações.

Os resultados das simulações são mostrados nas Figuras (5.12) (5.13) e (5.14).

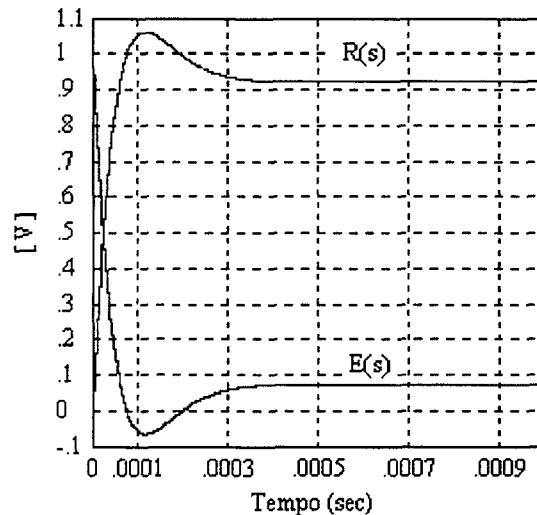


Fig. 5.12 Resposta ao degrau do conversor associado ao controlador P.

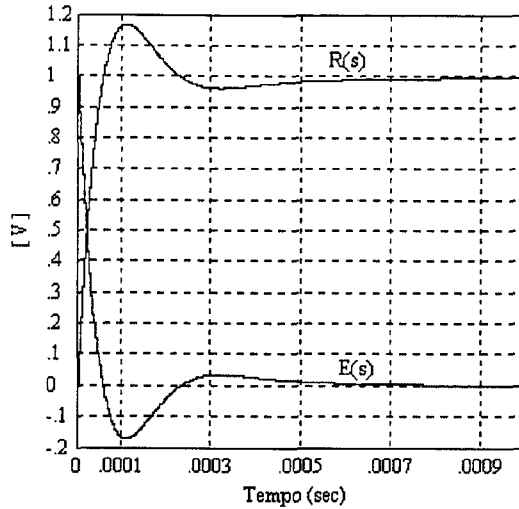


Fig. 5.13 Resposta ao degrau conversor associado ao controlador **PI**.

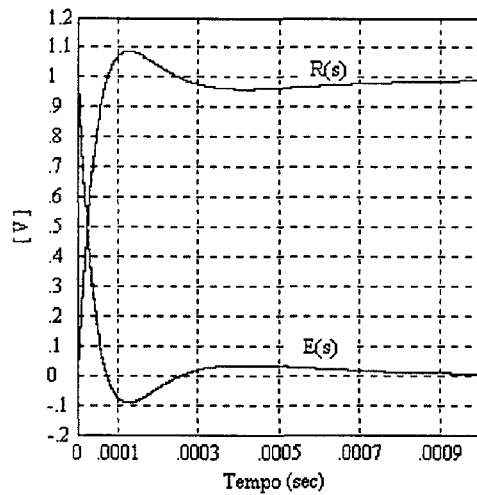


Fig. 5.14 Resposta ao degrau do conversor associado ao controlador **PID**.

Das Figuras pode-se observar que o tempo de resposta nos três casos é muito pequeno, em torno de 500 us, mas, no controlador P, observa-se a presença de um erro não nulo na tensão de saída. Por apresentar esta desvantagem o controlador P, para a malha de tensão, deve ser utilizado somente em casos onde o erro produzido na saída não seja relevante.

Com o controlador PI verifica-se a presença de um pequeno sobressinal, mas, em compensação, o erro estático é nulo graças à presença do integrador, pólo na origem, o qual origina um elevado ganho CC.

Com o controlador PID o sobressinal que se tem é menor que o obtido com o controlador PI e o erro estático neste caso também é nulo.

Como o tempo de resposta dos controladores PI e PID são aproximadamente iguais. Além de que as diferenças entre as sobressinais não são muito significativas pode-se recomendar o controlador

PI para a malha de tensão, por apresentar uma estrutura mais simples que a estrutura de um controlador PID.

Na Fig. 5.15 mostra-se a resposta do sistema ante uma perturbação, representada neste caso por uma perturbação de 1% do degrau unitário aplicado à entrada. O controlador utilizado nesta simulação para a malha de tensão é o controlador PI.

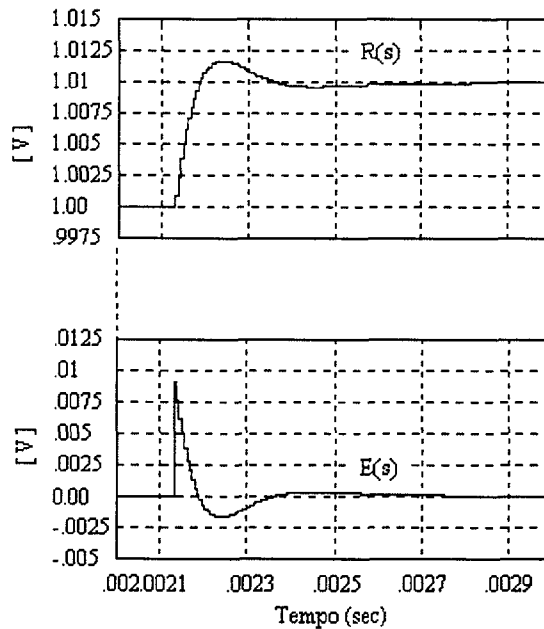


Fig. 5.15 Formas de onda da tensão de retroalimentação e do erro ante uma perturbação de 1% do degrau unitário.

5.5 SIMULAÇÕES COM O PROGRAMA PSPICE

As simulações com o programa PSPICE tem como objetivo verificar o comportamento da malha de controle, implementada através de circuitos amplificadores atuando em conjunto com o circuito de potência do conversor IPÊ.

É importante assinalar que nas simulações, os diodos e chaves, bem como os amplificadores utilizados na malha de controle são considerados ideais.

Como forma de analisar a atuação do controlador, foram impostas condições iniciais diferentes à tensão de saída do conversor. Assim a malha de controle deverá atuar no sentido de eliminar essa diferença.

Essa simulação tem o mesmo efeito da aplicação de um degrau na referência, como foi feito com o programa VISSIM, pois parte-se o sistema com um valor de tensão na saída diferente do nominal. Nas Figuras 5.16, 5.17 e 5.18 são mostradas as tensões de controle para os diferentes controladores P, PI, e PID simulados.

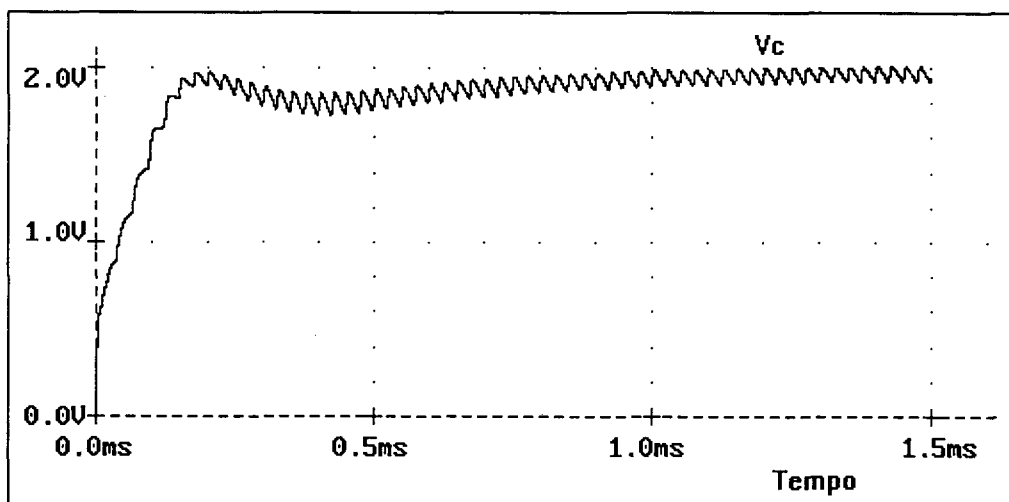


Fig. 5.16 Resposta ao degrau do conversor associado ao controlador **P**.

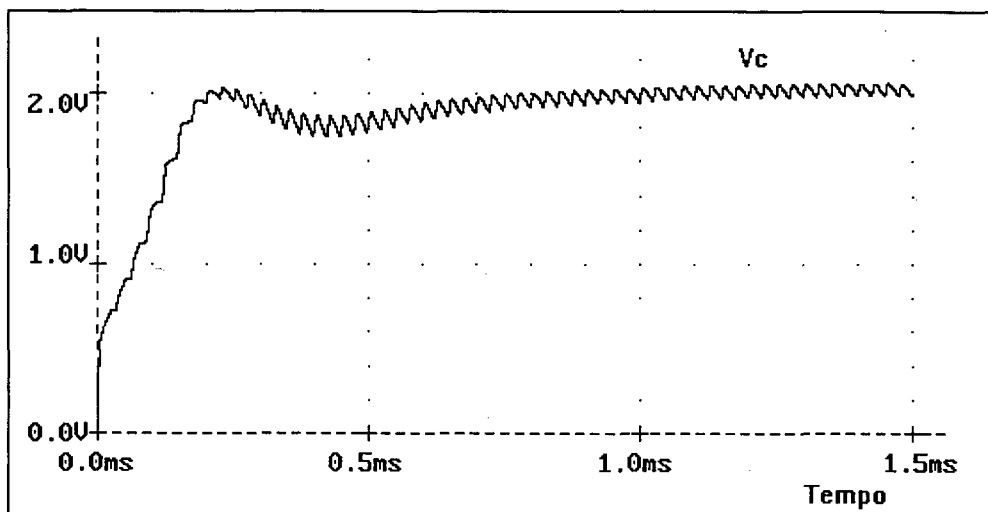


Fig. 5.17 Resposta ao degrau do conversor associado ao controlador **PI**.

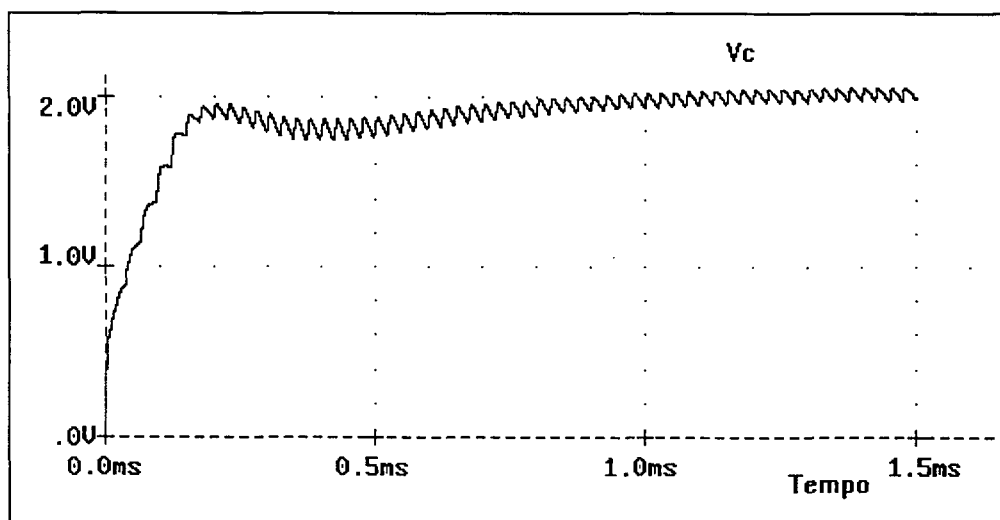


Fig. 5.18 Resposta ao degrau do conversor associado ao controlador **PID**.

Como pode-se observar das Figuras 5.16, 5.17, e 5.18 o tempo de atuação do controle é similar nos três casos, sendo este aproximadamente de 600 us. Pode-se constatar também que as formas de onda obtidas com o programa de simulação PSPICE, são muito próximas das obtidas através da simulação com as funções de transferência do sistema utilizando o programa VISSIM.

Na Fig. 5.19 mostra-se o comportamento da tensão e da corrente de carga, quando o conversor está associado ao controlador PI e a carga é variada de 100% para 50%. Observando a Figura verifica-se que o tempo de resposta é muito pequeno (aproximadamente 500 us), e praticamente não apresenta sobressinal. Na Fig. 5.20 mostra-se um detalhe da tensão de saída no transitório da carga.

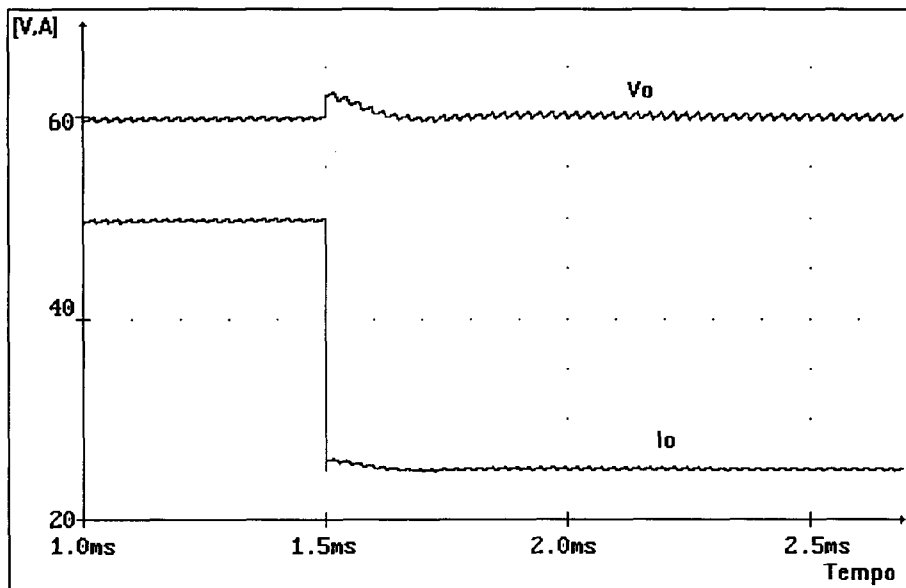


Fig. 5.19 Tensão e corrente de saída com variação da carga de 100% para 50%.

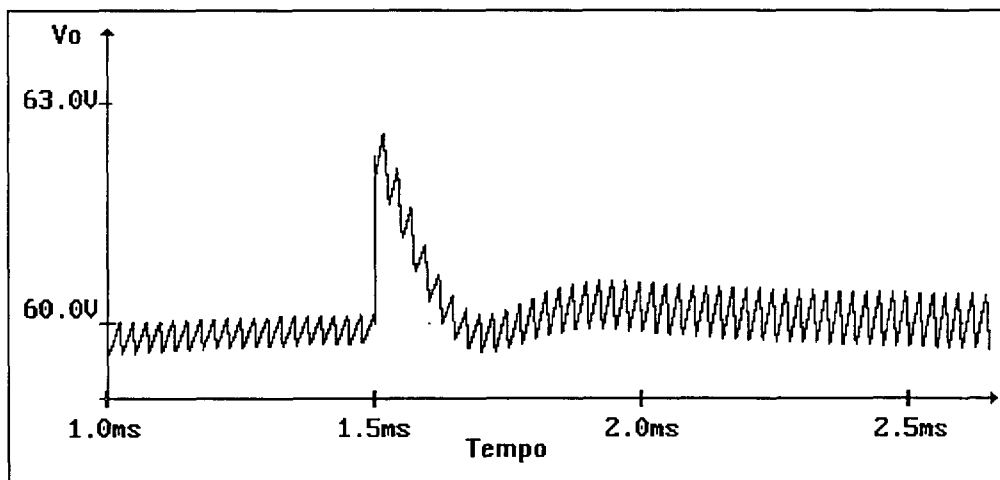


Fig. 5.20 Detalhe da tensão de saída no transitório da carga.

Na Fig. 5.21 é mostrada a variação da tensão de controle quando o conversor é submetido a uma redução de carga de 100% para 50%. Através das Figuras 5.19 e 5.21, pode-se verificar o bom desempenho do compensador.

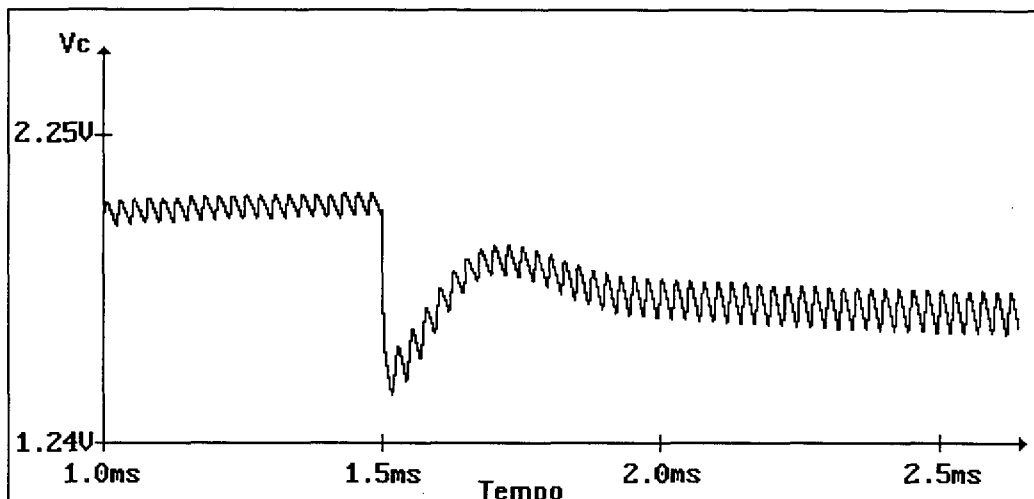


Fig. 5.21 Detalhe da tensão de controle.

Na Figura 5.22 apresenta-se a forma de onda da tensão de saída ao aplicar uma variação de 1% da tensão de referência (aumento de 1% em 2 ms e volta à condição normal em 3 ms). Esta pequena variação comporta-se como uma pequena perturbação na razão cíclica. Na Fig. 5.23 apresenta-se a forma de onda da tensão de controle. Como pode-se observar o conversor apresenta um bom desempenho ante uma pequena perturbação, respondendo rapidamente e sem apresentar oscilações.

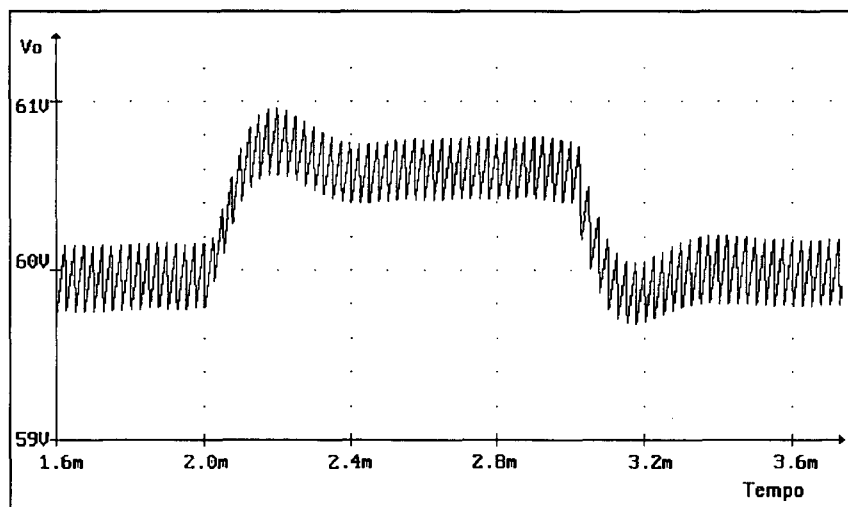


Fig. 5.22 Tensão de saída para uma variação da tensão de referência em 1%.

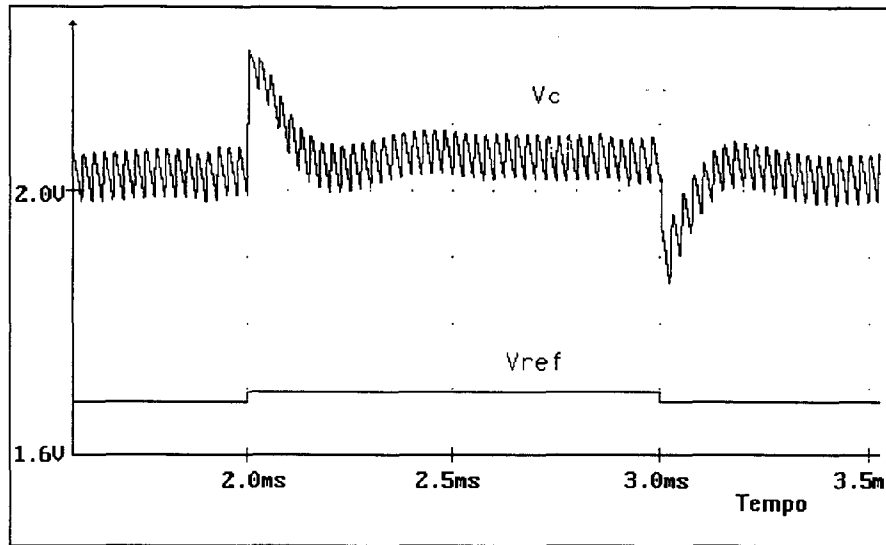


Fig. 5.23 Detalhe da tensão de controle para uma variação de 1% da tensão de referência.

5.6 CONCLUSÕES

O circuito de controle adotado consiste de uma malha de tensão, responsável pela regulação da tensão de saída do conversor.

Neste capítulo foram apresentados o projeto e o procedimento de projeto de três controladores (P, PI, e PID), com o objetivo de sistematizar a escolha e o projeto do controlador, concluindo-se, pelas simulações realizadas, que um controlador PI pode-se considerar como uma boa escolha para o conversor estudado.

O desempenho do conversor, associado aos controladores projetados, foi verificado por simulação, utilizando as funções de transferência obtidas com o modelo do conversor e as funções de transferência dos controladores.

O compensador desenvolvido possui um bom comportamento frente à variações de carga, apresentando-se estável e com resposta relativamente rápida.

CAPÍTULO VI

OTIMIZAÇÃO DO CONVERSOR IPÊ

6.1 INTRODUÇÃO

Conversores com IGBTs, utilizando técnicas de comutação suave ZVS/ZCS podem operar com freqüências tão elevadas como 200 kHz, com rendimento de 90% [22].

Agora que estas altas freqüências podem ser utilizadas, surge a interrogção de qual é a freqüência ótima que permite minimizar o tamanho e/ou peso do conversor? Pode-se dizer que existe um conflito entre os componentes reativos e o dissipador, uma vez que o tamanho dos componentes reativos diminuem com o incremento da freqüência, mas o tamanho do dissipador aumenta devido ao incremento das perdas de comutação.

Se o componente reativo e o dissipador fossem comparáveis em tamanho ter-se-ia uma freqüência ótima, onde o volume total seria o mínimo [23]. Naturalmente esta freqüência ótima varia grandemente com o nível de potência, dispositivos de comutação e tipo de esfriamento. Por tanto o estudo não pode ser exaustivo, mais é possível determinar a freqüência ótima para um determinado número de especificações.

Além disso deve-se considerar que no caso de haver pessoas trabalhando perto do conversor, é conveniente que o mesmo opere a uma freqüência maior ou igual a 20 kHz, para evitar ruído audível.

6.2 ESTRATÉGIA DE TRABALHO

Primeiramente serão calculadas as perdas dos elementos ativos (diodos, chaves) visando determinar o volume do dissipador. Logo determina-se a relação volume vs. freqüência dos componentes passivos (capacitores, indutores, transformadores).

6.2.1 PERDAS NOS DIODOS RETIFICADORES DE ENTRADA

Na Fig. 6.1 apresenta-se a evolução da tensão e corrente num diodo.

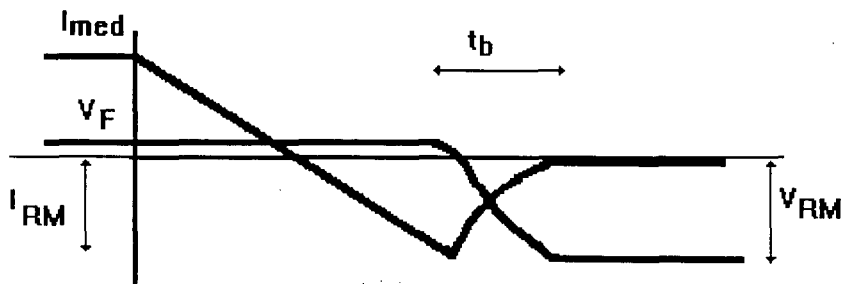


Fig. 6.1 Recuperação de um diodo.

Um diodo apresenta perdas por condução e comutação:

$$P = P_{cond} + P_{com} \quad (6.1)$$

$$P_{cond} = r \cdot I_{ef}^2 + V_F \cdot I_{med} \quad (6.2)$$

As perdas de comutação podem ser calculadas pela seguinte equação: [9]

$$P_{com} = 0,5 \cdot V_{RM} \cdot I_{RM} \cdot t_b \cdot f \quad (6.3)$$

Pelo fato de utilizar diodos rápidos, as perdas de comutação são ignoradas.

A partir da expressão (6.2), para $r = 0$ (resistência de condução) tem-se:

$$P_{cond} = V_F \cdot I_{med} \quad (6.4)$$

Onde $V_F \approx 1$

6.2.1.1 CÁLCULO DA CORRENTE MÉDIA NOS DIODOS RETIFICADORES DE ENTRADA

Esta corrente pode ser calculada pela expressão (6.5).

$$I_{med_d} = \frac{1}{T_{red}} \cdot \int_0^{T_{red}/2} I(\theta) \cdot d\theta \quad (6.5)$$

Onde $I(\theta)$ pode ser calculada pela expressão (1.2). Resolvendo para o caso mais crítico, ou seja quando $D=0.5$, tem-se:

$$I_{med_d} = \frac{V_m}{16 \cdot \pi \cdot L_p \cdot f_s} \int_0^{\pi} \left[\sin(\theta) + \frac{\sin^2(\theta)}{\left(\frac{n \cdot V_o}{V_m}\right) \left(1 - \frac{V_m \cdot \sin(\theta)}{n \cdot V_o}\right)} \right] d\theta \quad (6.6)$$

Da equação (1.15) tem-se:

$$L_p = \frac{3 \cdot V_m^2}{8 \cdot f_s \cdot P_o} I_{p1} \quad (6.7)$$

Onde o valor da corrente de pico de entrada para $D=0.5$ pode ser calculado pela expressão (6.8).

$$I_{p1} = \frac{2}{\pi} \left[\int_0^{\pi} \left[\frac{\sin(\theta)}{2} + \sin(\theta) \left[\frac{1}{\left(1 - \frac{V_m \cdot \sin(\theta)}{n \cdot V_o}\right) \cdot 2} - 0,5 \right] \right] \sin(\theta) d\theta \right] \quad (6.8)$$

Substituindo (6.7) em (6.6) tem-se:

$$I_{med_d} = \frac{1}{16 \cdot \pi \cdot \left(\frac{3 \cdot V_m}{8 \cdot P_o} I_{p1} \right)} \int_0^\pi \left[\sin(\theta) + \frac{\sin^2(\theta)}{\left(n \frac{V_o}{V_m} \right) \left(1 - \frac{V_m \cdot \sin(\theta)}{n \cdot V_o} \right)} \right] d\theta \quad (6.9)$$

Da equação anterior pode-se observar que a corrente média não depende da frequência de chaveamento, fs.

Na Fig. 6.2 mostra-se a curva da corrente média nos diodos retificadores de entrada em função da relação de transformação do transformador de saída. Para $V_m=180$ V, $P_o=3000$ W e $V_o=60$ V.

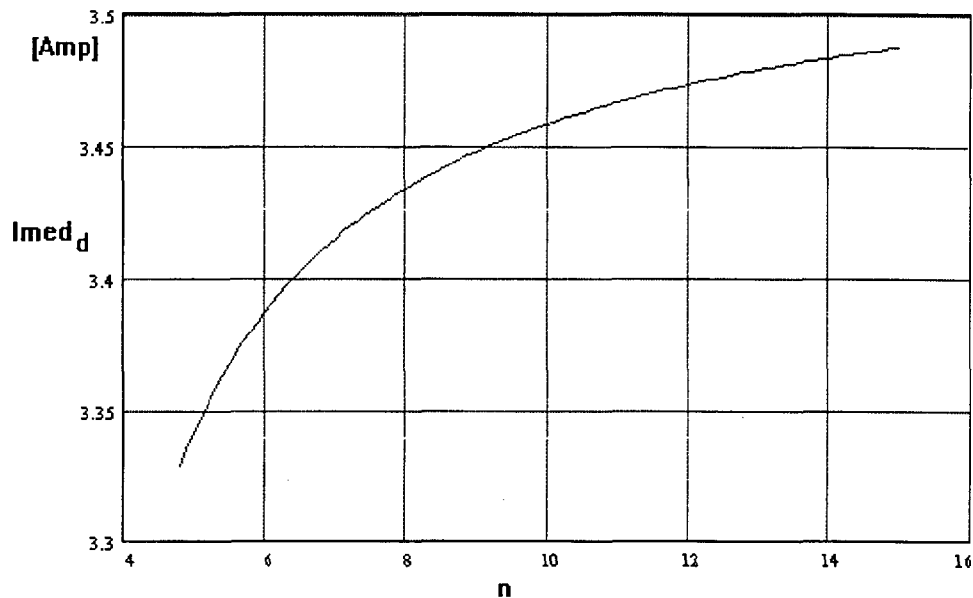


Fig. 6.2 Corrente média nos diodos retificadores de entrada em função de n.

Como pode-se observar da Fig. 6.2, na medida em que a relação de transformação diminui, a corrente média nos diodos também diminui. Isto é devido ao fato de que o indutor de entrada L_p aumenta na medida que a relação de transformação, n , diminui, tal como pode ser observado na Fig. 6.3.

Observa-se também a partir da equação (6.9) que o valor mínimo da relação de transformação deve ser maior que 3. Isto deve-se ao fato de que para valores menores ou iguais a 3, o conversor deixaria de operar em condução descontínua e passaria à forma contínua, a qual é uma situação indesejável neste caso.

A partir das expressões (6.7) obtém-se as curvas do indutor de potência em função da relação de transformação para diferentes frequências de chaveamento mostradas na Fig. 6.3.

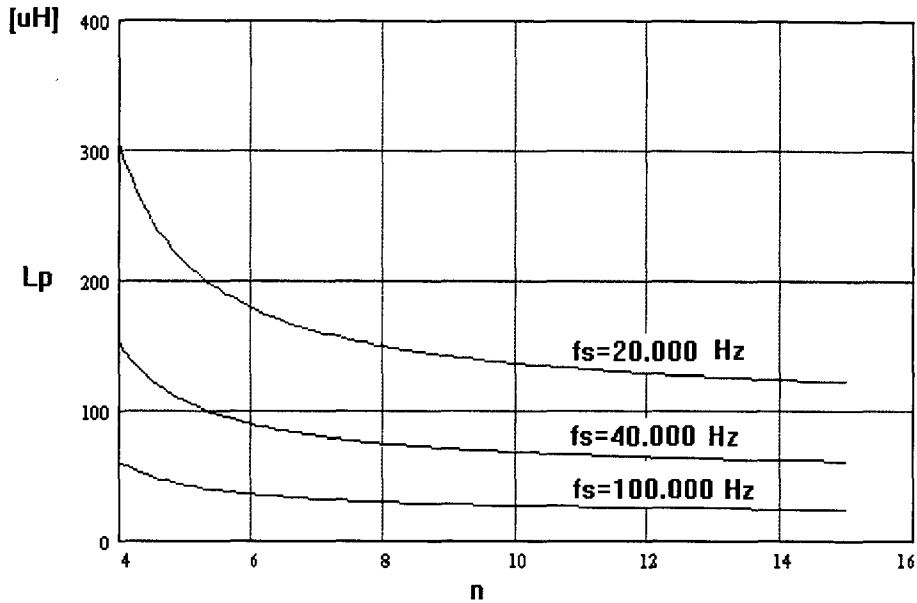


Fig. 6.3 Indutor de entrada em função de \$n\$, para diferentes frequências de chaveamento.

Observa-se que a corrente média mínima nos diodos retificadores de entrada se consegue para a relação de transformação mínima que pode operar o conversor, mas a indutância do indutor principal é máxima (Fig. 6.3).

6.2.1.2 PERDAS NOS DIODOS RETIFICADORES DE SAÍDA

As perdas de condução nos diodos retificadores de saída podem ser calculadas pela seguinte expressão:

$$P_{con_{ds}} = V_f \cdot I_{m_{ds}} \quad (6.10)$$

Onde:

$$I_{m_{ds}} = \frac{3 \cdot V_m^2 \cdot I_{p1}}{16 \cdot L_p \cdot V_o \cdot f_s} \quad (6.11)$$

Substituindo (6.7) em (6.11) obtém-se:

$$I_{m_{ds}} = \frac{P_o}{2 \cdot V_o} \quad (6.12)$$

Como era de esperar para uma potência de saída constante, a corrente média nos diodos de saída é um valor constante que não depende da frequência de chaveamento, \$f_s\$, nem da relação de transformação, \$n\$.

6.2.2 PERDAS NAS CHAVES

A maioria dos IGBTs disponíveis no mercado, são construídos para aplicações sem comutação suave, e poucos dados são disponíveis na literatura sobre o funcionamento do dispositivo sob esta

condição, como os circuitos com comutação suave tipicamente operam com altas frequências, a energia armazenada nas indutâncias e capacitâncias intrínsecas, contribuem no aumento das perdas.

As perdas nas chaves podem ser divididas em dois grupos: perdas de condução e perdas de comutação.

6.2.2.1 PERDAS DE CONDUÇÃO

Uma curva típica V_{CE}/I_{CE} (tensão/corrente) fornecida pelo fabricante é mostrada na Fig. 6.4. Esta característica pode ser representada por uma aproximação linear (linha tracejada), a qual pode ser calculada pela expressão (6.13)

$$V_{CE} = I_{med_s} R_{eq} + V_{CEO} \quad (6.13)$$

Sendo,

$$R_{eq} = \frac{V_{CEN} - V_{CEO}}{I_{CN}} \quad (6.14)$$

Onde,

V_{CE} = tensão coletor - emissor do IGBT

V_{CEO} = Tensão limiar do IGBT

I_{CN} = Razão de I_c

I_c = corrente de coletor

I_{med_s} = Corrente média na chave

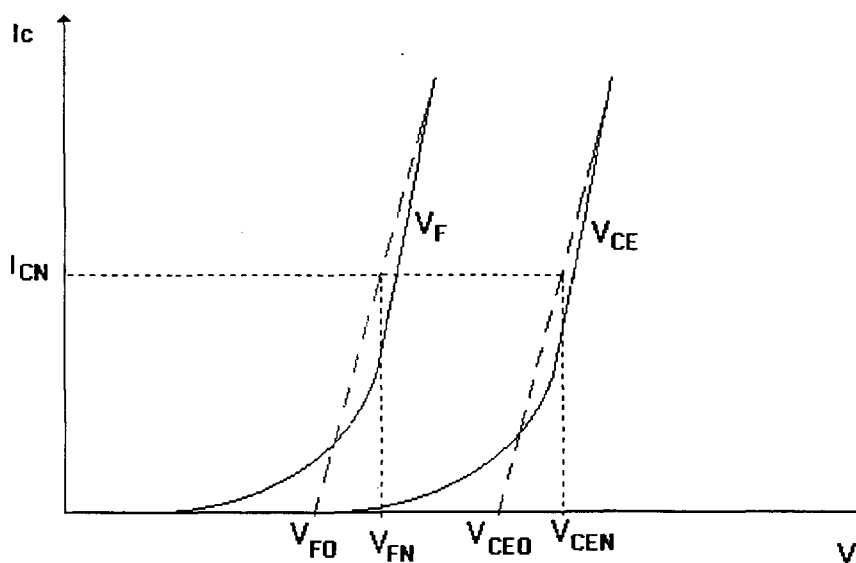


Fig. 6.4 Característica de tensão e corrente no IGBT e no diodo.

Deve-se ter cuidado que os dados sejam tomados para $T_j \geq 100^\circ\text{C}$ (temperatura de junção), o qual permite obter um erro muito menor que aquele obtido para 25°C . O valor de tensão limiar V_{CEO} depende do tipo de IGBT usado; um valor típico para um IGBT de 1200 V é de 1 Volt. (a 125°C).

A característica de condução do diodo apresenta um comportamento exponencial, mas no intervalo de trabalho, pode-se simplificar esta característica aproximando-a a uma reta com origem em V_{FO} (Fig. 6.4); esta tensão limiar pode ter um valor típico de 0,7 Volt.

$$V_F = \frac{V_{\text{FN}} - V_{\text{FO}}}{I_{\text{CN}}} I_c + V_{\text{FO}} \quad (6.15)$$

As perdas de condução podem ser calculadas como a soma das perdas na chave, mais as perdas no diodo.

As perdas de condução na chave podem ser calculadas pela equação (6.16).

$$P_{\text{con}_s} = \frac{V_{\text{CEN}} - V_{\text{CEO}}}{I_{\text{CN}}} (\text{Imed}_s)^2 + V_{\text{CEO}} \text{Imed}_s \quad (6.16)$$

As perdas no diodo podem ser calculadas pela equação (6.17).

$$P_{\text{con}_d} = \frac{V_{\text{FN}} - V_{\text{FO}}}{I_{\text{CN}}} (\text{Imedd})^2 + V_{\text{FO}} \text{Imedd} \quad (6.17)$$

6.2.2.1.1 CÁLCULO DA CORRENTE MÉDIA NA CHAVE E NO DIODO EM ANTIPARALELO

A corrente que circula pela chave é igual à corrente no primário do transformador principal, mais a corrente de saída refletida no primário do transformador de saída ou seja:

$$\text{Imed}_s = \text{IL4} + \text{IL6} \quad (6.18)$$

Calcula-se Imed_s para o caso mais crítico, ou seja quando o conversor opera com razão cíclica máxima ($D=0,5$). A partir do circuito de potência mostrado na Fig. 1.1, onde para maior facilidade no cálculo, será ignorado o filtro de entrada, a corrente no primário do transformador principal é:

$$\text{IL4} = \frac{\text{IL5}}{2} \quad (6.19)$$

Sendo,

$$\text{IL5med} = \text{IL1med} + \text{IL2med} + \text{IL3med} \quad (6.20)$$

As formas de ondas das correntes instantâneas mais a corrente IL_6 no intervalo de condução da chave são mostradas na Fig. 6.5.a. Na Fig. 6.5b mostra-se a somatória das correntes IL_4+IL_6 , onde a corrente negativa mostrada no intervalo $(0-t_1)$ representa a corrente que circula pelo diodo em antiparalelo. A corrente que circula no intervalo $(t_1-T_s/2)$ representa a corrente na chave. A Fig. 6.5c mostra a forma de onda da corrente na chave para um período da rede.

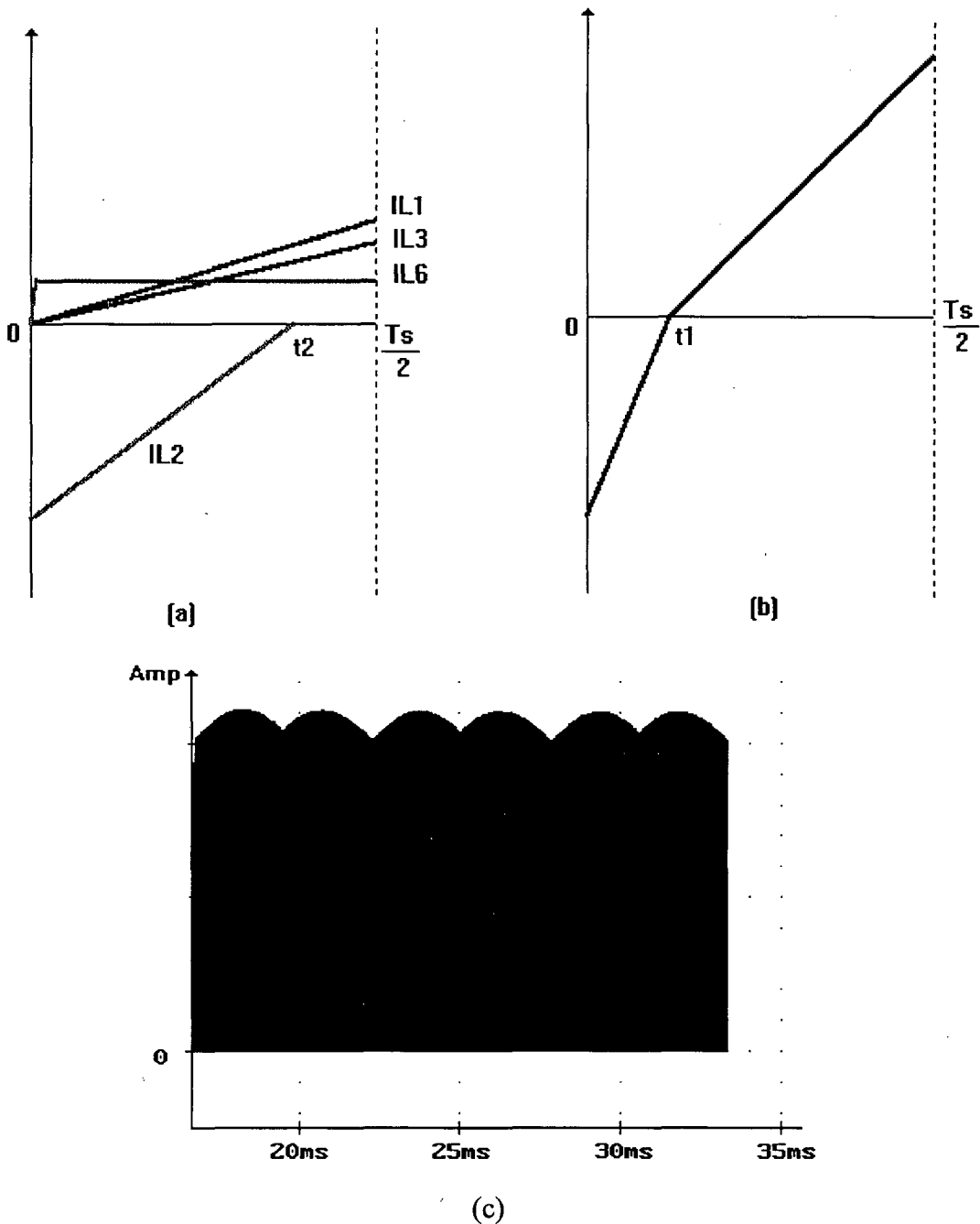


Fig. 6.5 Formas de ondas a) IL_1 , IL_2 , IL_3 e IL_6 no intervalo de condução da chave e o diodo antiparalelo b) detalhe da corrente no período de chaveamento c) corrente na chave para um período da rede.

O valor de t_1 e t_2 mostrado na Fig. 6.5a e 6.5b respectivamente pode ser calculado pelas expressões (6.21) e (6.22).

$$t_1 = \frac{\frac{1}{2 \cdot f_s} \cdot (\sin(\theta + 1.047)) - \frac{3 \cdot I_o}{4 \cdot f_s \cdot n}}{(\sin(\theta) - \sin(\theta + 1.047)) + \left(n \cdot \frac{V_o}{V_m} + \sin(\theta + 2.0944) \right)} \quad (6.21)$$

$$t_2 = \frac{\sin(\theta + 1.047)}{2 \cdot f_s \cdot \left(n \cdot \frac{V_o}{V_m} - \sin(\theta + 1.047) \right)} \quad (6.22)$$

Onde,

$$I_o = \frac{V_m}{V_o} \cdot \frac{2}{\pi} \int_0^{\pi} \left[\frac{\sin(\theta)}{2} + (\sin(\theta)) \cdot \left[\frac{1}{\left(1 - \frac{V_m \sin(\theta)}{V_o \cdot n} \right)} - 0.5 \right] \right] \cdot \sin(\theta) d\theta \quad (6.23)$$

Da equação (6.22) nota-se que para que o conversor opere em condução descontínua (sendo $\sin(\theta + 1.047) = 1$), o valor máximo de t_2 deve ser igual a $T_s/2$. Isto é possível se a relação $n \cdot \frac{V_o}{V_m} \geq 1$ o que implica que $n > 3$.

A corrente média do indutor L_1 no intervalo $(0-T_s/2)$ pode ser calculada pela expressão (6.24).

$$I_{L1med} = \frac{1}{T_s} \int_0^{\frac{T_s}{2}} \frac{V_m \sin(\theta)}{L_p} \cdot t d \quad (6.24)$$

A corrente média do indutor L_2 pode ser calculada pela expressão (6.25).

$$I_{L2med} = \frac{1}{T_s} \int_0^{t_2} \left(\frac{-V_m \sin(\theta + 1.047) + n \cdot V_o}{L_p} \cdot t + \frac{1}{2 \cdot f_s \cdot L_p} \cdot (-V_m \sin(\theta + 1.047)) \right) d \quad (6.25)$$

A corrente média do indutor L_3 pode ser calculada pela expressão (6.26).

$$I_{L3med} = \frac{1}{T_s} \int_0^{\frac{T_s}{2}} \frac{V_m \sin(\theta + 2.0944)}{L_p} \cdot t \, dt \quad (6.26)$$

Para um período da rede a corrente média no secundário do transformador principal é:

$$I_{L5med} = \frac{3}{\pi} \int_0^{\frac{\pi}{6}} [I_{L1med} + I_{L2med} + I_{L3med}] d\theta \quad (6.27)$$

A corrente no primário do transformador de saída pode ser calculada pela expressão (6.28).

$$I_{L6med} = \frac{3 \cdot V_m \cdot I_o}{16 \cdot L_p \cdot f_s \cdot n} \quad (6.28)$$

Então a corrente média no diodo em antiparalelo (no intervalo 0-t1) pode ser calculada pela expressão (6.29).

$$I_{medd} = \frac{I_{L5med}}{2} + \frac{3 \cdot V_m \cdot I_o}{16 \cdot L_p \cdot f_s \cdot n} \quad (6.29)$$

Substituindo-se as expressões tem-se:

$$I_{medd} = \frac{I_{medd1}}{L_p} \quad (6.30)$$

Onde, avaliando no intervalo de 0°-60° (Fig. 6.5c) tem-se:

$$I_{medd1} = \frac{3}{\pi} \int_0^{\frac{\pi}{3}} \left[\begin{aligned} & \left[\frac{f_s}{2} \int_0^{t1} V_m \sin(\theta) \cdot t \, dt \right] \\ & + \frac{f_s}{2} \int_0^{t1} \left(-V_m \sin(\theta + 1.047) + n \cdot V_o \right) \cdot t + \frac{1}{2 \cdot f_s} \cdot (-V_m \sin(\theta + 1.047)) \, dt \\ & + \frac{f_s}{2} \int_0^{t1} V_m \sin(\theta + 2.0944) \cdot t \, dt \\ & + \frac{3 \cdot V_m^2}{\pi} \int_0^{\pi} \left[\frac{\sin(\theta)}{2} + (\sin(\theta)) \cdot \left[\frac{1}{\left(1 - \frac{V_m \sin(\theta)}{V_o n}\right)} - 0.5 \right] \right] \cdot \sin(\theta) \, d\theta \\ & + \frac{8 \cdot V_o n}{(t1)} \end{aligned} \right] d\theta \quad (6.31)$$

Substituindo as equações (6.7) e (6.8) obtém-se:

$$I_{medd} = \frac{3 \cdot V_m^2}{8 \cdot P_o \cdot f_s} \cdot \frac{2}{\pi} \int_0^{\pi} \left[\frac{\sin(\theta)}{2} + (\sin(\theta)) \cdot \left[\frac{1}{\left(1 - \frac{V_m \sin(\theta)}{V_o \cdot n}\right) \cdot 2} - 0.5 \right] \right] \cdot \sin(\theta) d\theta \quad (6.32)$$

Pode-se facilmente verificar-se substituindo a expressão I_{medd1} na equação (6.32) que a corrente média no diodo em antiparalelo não depende da frequência de chaveamento, f_s .

A curva da corrente média em função da relação de transformação, n , é mostrada na Fig. 6.6, pode-se observar que o valor mínimo da corrente média ocorre para uma relação de transformação $n=5$.

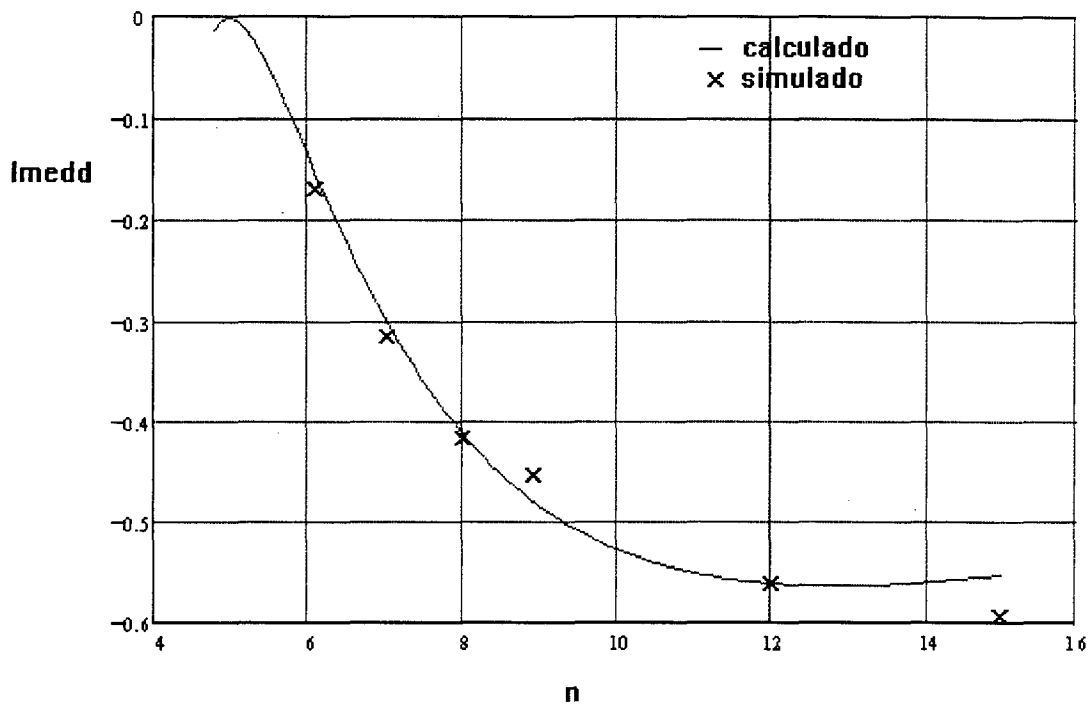


Fig. 6.6 Corrente média no diodo em antiparalelo em função de n

A corrente média na chave (no intervalo $t_1 - T_s/2$) pode ser calculado pela expressão (6.33).

$$I_{med_s} = \frac{I L_5 med}{2} + \frac{3 \cdot V_m \cdot I_o}{16 \cdot L_p \cdot f_s \cdot n} \quad (6.33)$$

Ou,

$$I_{med_s} = \frac{I_{med1_s}}{L_p} \quad (6.34)$$

Onde,

$$\begin{aligned}
 & \left[\int_0^{\frac{\pi}{3}} \left[\int_{t_1}^{t_2} \left[\frac{1}{2 \cdot f_s} V_m \sin(\theta) \cdot t \, dt \right] \right. \right. \\
 & \quad \left. \left. + \int_{t_1}^{t_2} \left[(-V_m \sin(\theta + 1.047) + n \cdot V_o) \cdot t + \frac{1}{2 \cdot f_s} \cdot (-V_m \sin(\theta + 1.047)) \, dt \right] \right. \right. \\
 & \quad \left. \left. + \int_{t_1}^{t_1} \left[\frac{1}{2 \cdot f_s} V_m \sin(\theta + 2.0944) \cdot t \, dt \right] \right] d\theta \right] \\
 & \frac{3 \cdot V_m^2}{\pi} \\
 & \frac{2 \cdot V_m^2}{\pi} \left[\int_0^{\pi} \left[\frac{\sin(\theta)}{2} + (\sin(\theta)) \cdot \left[\frac{1}{\left(1 - \frac{V_m \sin(\theta)}{V_o \cdot n}\right)} - 0.5 \right] \right] \cdot \sin(\theta) \, d\theta \right] \\
 & + \frac{3 \cdot V_m^2}{8 \cdot n} \cdot \left(\frac{T_s}{2} - t_1 \right)
 \end{aligned}
 \tag{6.35}$$

(6.35)

Substituindo (6.35), (6.7) e (6.8) em (6.34), pode-se obter a curva da corrente média na chave em função da relação de transformação, n , mostrada na Fig. 6.7.

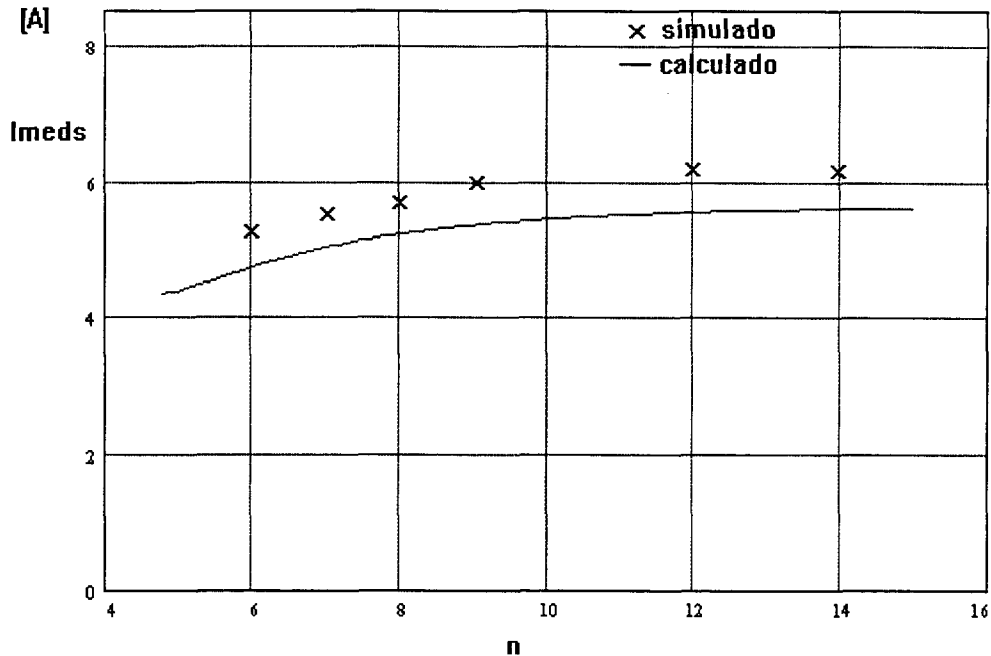


Fig. 6.7 Corrente média na chave em função da relação de transformação, n .

Na Fig. 6.7 pode-se observar a semelhança entre os valores calculados e os valores obtidos por simulação, validando as equações até agora obtidas. Outro detalhe a ser observado é que para relações de transformação elevadas, a corrente média na chave tende a ser constante, mas deve-se lembrar que uma relação de transformação elevada implicaria uma tensão elevada aplicada na chave.

6.2.2.1.2 CALCULO DA CORRENTE EFICAZ NA CHAVE

O valor eficaz da corrente na chave pode ser calculado pela expressão (6.36)

$$I_{ef} = \sqrt{\frac{1}{t_s} \int_{t_1}^{t_2} \left(\frac{I_{L1} + I_{L2} + I_{L3}}{2} + I_{L6} \right)^2 dt + \frac{1}{t_s} \int_{t_2}^{\frac{t_s}{2}} \left(\frac{I_{L1} + I_{L2}}{2} + I_{L6} \right)^2 dt} \quad (6.36)$$

Onde,

$$I_{L1} = \frac{V_m \sin(\theta)}{L_p} \quad (6.37)$$

$$I_{L2} = \left[\frac{-V_m \sin(\theta + 1.047) + n \cdot V_o}{L_p} \cdot t + \frac{1}{2 \cdot f_s \cdot L_p} \cdot (-V_m \sin(\theta + 1.047)) \right] \quad (6.38)$$

$$I_{L3} = \frac{V_m \sin(\theta + 2.0944)}{L_p} \quad (6.39)$$

$$I_{L6} = \frac{3 \cdot V_m^2}{8 \cdot f_s \cdot V_o \cdot n} \left[\frac{2}{\pi} \int_0^\pi \left[\frac{\sin(\theta)}{2} + (\sin(\theta)) \cdot \left[\frac{1}{\left(1 - \frac{V_m \sin(\theta)}{V_o \cdot n}\right)} - 0.5 \right] \right] \cdot \sin(\theta) d\theta \right] \quad (6.40)$$

A curva da corrente eficaz na chave em função da relação de transformação, n, é mostrada na Fig. 6.8.

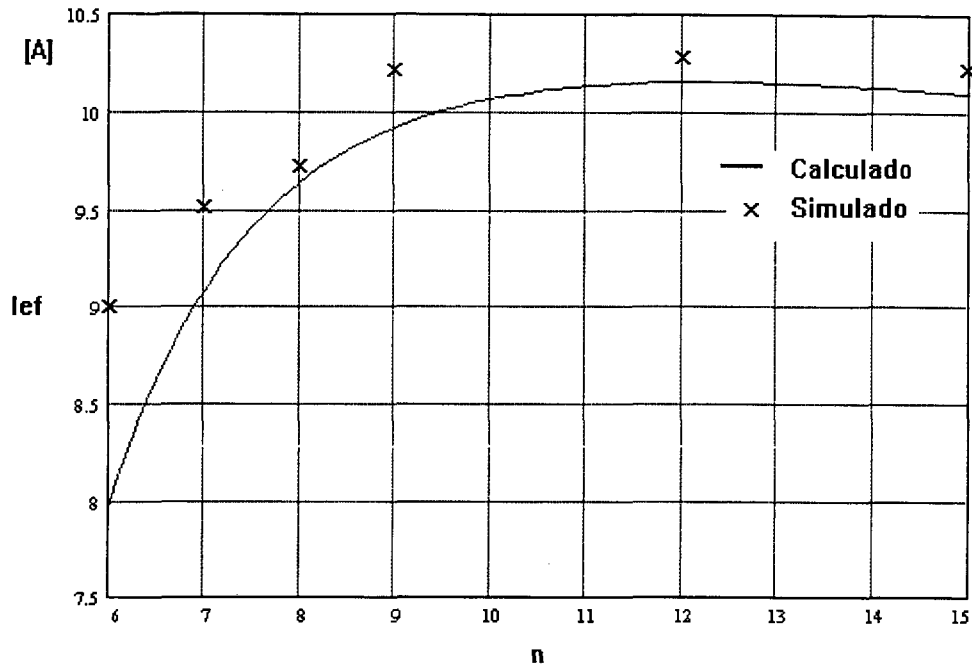


Fig. 6.8 Corrente eficaz na chave em função da relação de transformação, n .

Pode-se dizer que tanto a corrente média como o valor eficaz da corrente na chave, só dependem da relação de transformação do transformador de saída, aumentando em ambos casos na medida que n aumenta.

6.2.2.2 PERDAS DE COMUTAÇÃO

As principais perdas de comutação no conversor IPÊ utilizando IGBTs são as perdas no bloqueio, devido principalmente à corrente de cauda no bloqueio. As perdas na entrada em condução podem ser consideradas como nulas.

6.2.2.2.1 PERDAS NO BLOQUEIO

Da Fig. 6.9 pode-se observar que a corrente no bloqueio desce com uma inclinação muito forte; sem dúvida, quando a corrente atinge um certo limite, esta decresce logaritmicamente (corrente de cauda). Esta corrente de cauda diminui quando é colocado um capacitor em paralelo com a chave, reduzindo o stress de tensão durante o bloqueio.

As perdas de bloqueio se incrementam fortemente com a temperatura e com a corrente de bloqueio no transistor, e existe também um significativo incremento das perdas de bloqueio com o incremento da resistência de porta.

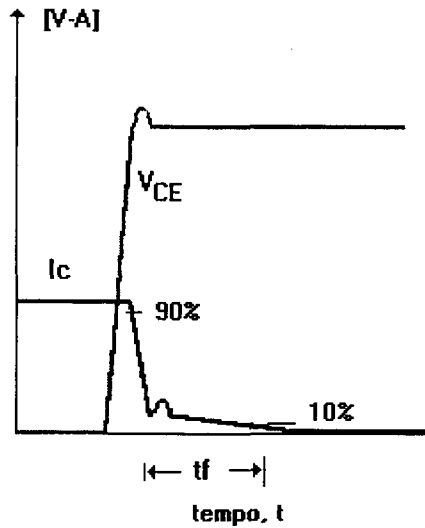


Fig. 6.9 Tensão e corrente no IGBT no bloqueio.

Outra interessante propriedade dos IGBTs no bloqueio é que a corrente da cauda ocorre sob condições de dv/dt baixas, particularmente em altas temperaturas. É claro que os IGBTs comportam-se significativamente diferentes sob condições de comutação suave, ZVS, com respeito às condições convencionais de comutação dura, sendo que as perdas no bloqueio diminuem na medida que o capacitor aumenta, tal como pode ser observado na Fig. 6.10.

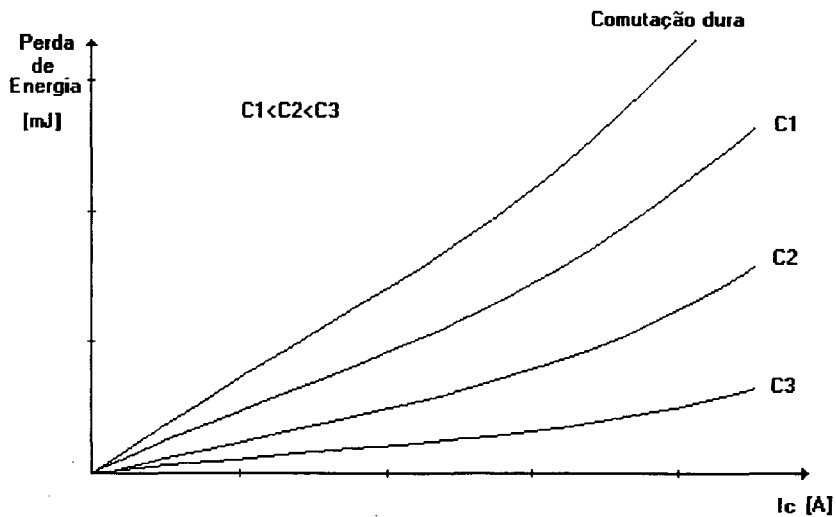


Fig. 6.10 Perdas no bloqueio para diferentes valores de corrente de bloqueio.

Pode-se observar da Fig. 6.10 que a perda de energia incrementa-se proporcionalmente com o incremento da corrente de bloqueio e decresce hiperbolicamente com o incremento da capacitância

[24][26]. Portanto as perdas no bloqueio podem ser calculadas aproximadamente pela equação (6.41). Uma equação similar é utilizada na referência [26].

$$E_{\text{off}} = \frac{W \cdot (1 + B_T \cdot T) \cdot I_c}{1 + 0,03 \cdot 10^9 \cdot C} \quad (6.41)$$

Onde W e B_T podem ser calculados como:

para $T = 0 \text{ }^\circ\text{C}$ e $I_c = I_{c1}$

$$W = \frac{E_{\text{off}0}}{I_{c1}} \quad (6.42)$$

Onde, o valor de $E_{\text{off}0}$ é a perda de energia para $T = 0 \text{ }^\circ\text{C}$ fornecido pelo fabricante (Fig. 6.11)

Para $T = T_1$, obtém-se da Fig. 6.11 o valor de $E_{\text{off}1}$.

Então:

$$B_T = \frac{1}{T_1} \left(\frac{E_{\text{off}1}}{E_{\text{off}0}} - 1 \right) \quad (6.43)$$

Para evitar um erro muito grande, para cada I_c deve-se calcular um novo W e B_T .

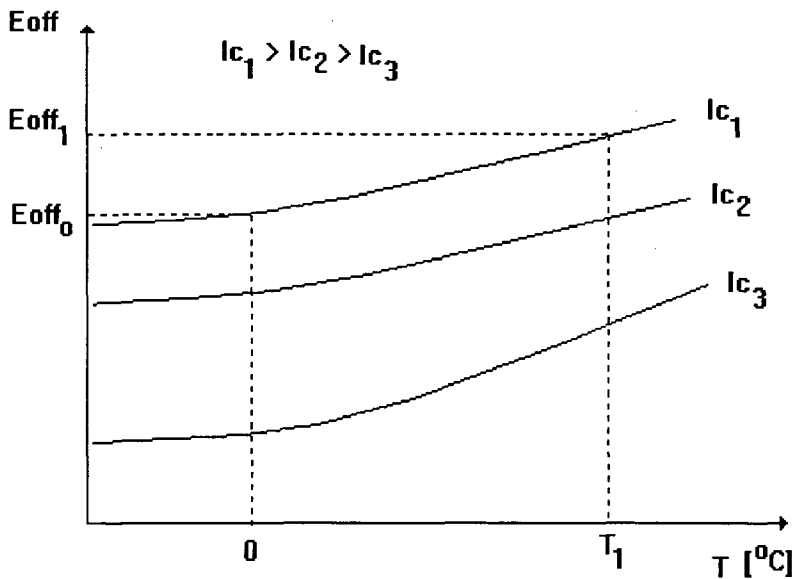


Fig. 6.11 Perdas de energia no bloqueio Vs. temperatura.

A corrente de bloqueio I_c da expressão (6.41) é a corrente de pico, a qual pode ser calculada pela expressão (6.44).

$$I_c = \frac{IL1 + IL2 + IL3}{2} + IL6 \quad (6.44)$$

$IL1$, $IL2$, $IL3$ e $IL6$ foram definidas nas expressões (6.37-6.40)

no instante de bloqueio $t = \frac{T_s}{2} = \frac{1}{2 \cdot f_s}$

Então:

$$I_c = \frac{1}{2 \cdot f_s \cdot L_p} \left[\frac{V_m \sin(\theta) + (-V_m \sin(\theta + 1.047) + n \cdot V_o) - (1) \cdot V_m \sin(\theta + 1.047) + (V_m \sin(\theta + 2.0944))}{2} + \frac{3 \cdot V_m^2 \cdot \frac{2}{\pi} \int_0^\pi \left[\frac{\sin(\theta)}{2} + (\sin(\theta)) \cdot \left[\frac{1}{\left(1 - \frac{V_m \sin(\theta)}{n \cdot V_o}\right)} - 0.5 \right] \right] \cdot \sin(\theta) d\theta}{4 \cdot V_o \cdot n} \right] \quad (6.45)$$

Substituindo (6.7) e (6.8) em (6.45) obtém-se a curva da corrente de bloqueio em função da relação de transformação, mostrada na Fig. 6.12. para $V_m=180$ V, $V_o=60$ V e $\theta = 90^\circ$

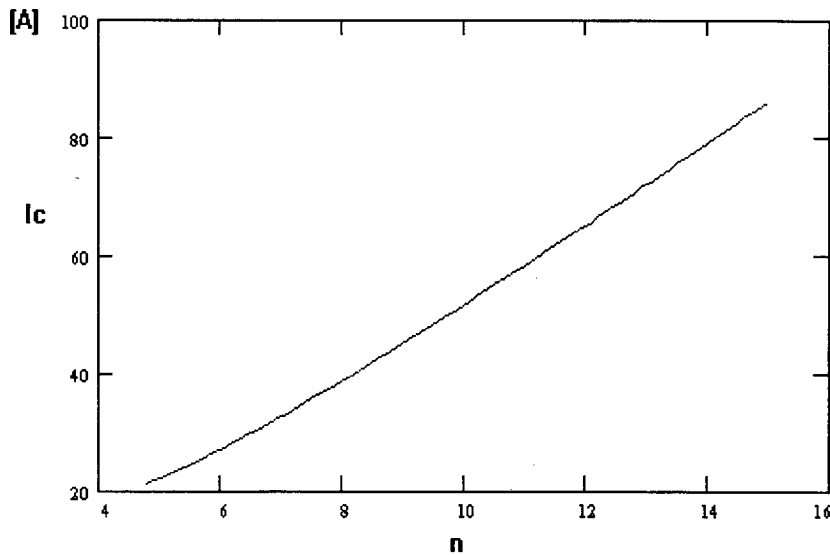


Fig. 6.12 Corrente de bloqueio em função de n.

Finalmente as perdas totais na chave podem ser calculadas pela expressão (6.46).

$$P_s = P_{con_s} + P_{con_d} + E_{off} \cdot f_s \quad (6.46)$$

Na Fig. 6.13 mostra-se as perdas na chave em função da frequência de chaveamento para diferentes valores de capacitância (assumindo $n=4,8$). Onde o ponto de corte com o eixo das ordenadas ($f_s=0$) indica as perdas de condução da chave e do diodo em antiparalelo.

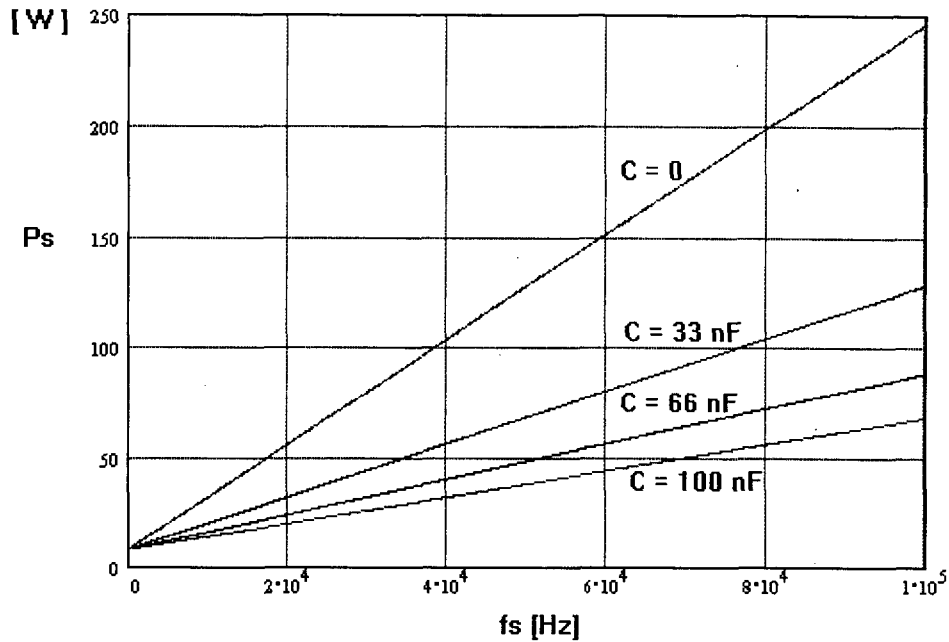


Fig. 6.13 Perdas na chave em função da frequência, para diferentes valores de C.

6.3 CÁLCULO DO VOLUME DO TRANSFORMADOR PRINCIPAL

O transformador será dimensionado pela expressão a seguir:

$$A_e \cdot A_w = \frac{V_{H2} \cdot I_{L5ef} \cdot D_{max} \cdot 10^4}{2 \cdot K_p \cdot K_w \cdot J \cdot B \cdot f_s} \text{ [cm}^4\text{]} \quad (6.47)$$

Onde:

I_{L5ef} corrente eficaz no secundário

A_e = área efetiva da perna central do núcleo [cm²]

A_w = área da janela do núcleo [cm²]

K_w = fator de enrolamento

K_p = fator de utilização do primário

B = máxima densidade de fluxo magnético [T]

f_s = frequência de chaveamento

D_{max} = razão cíclica máxima = 0,5

J = máxima densidade de corrente [A/cm²]

V_{H2} = tensão no secundário do transformador principal

Na Fig. 6.14 mostra-se as formas de onda das correntes instantâneas nos indutores principais e no secundário do transformador principal, para um período de chaveamento. A partir destas formas de onda pode-se calcular o valor da corrente eficaz no secundário, mediante a expressão (6.48)

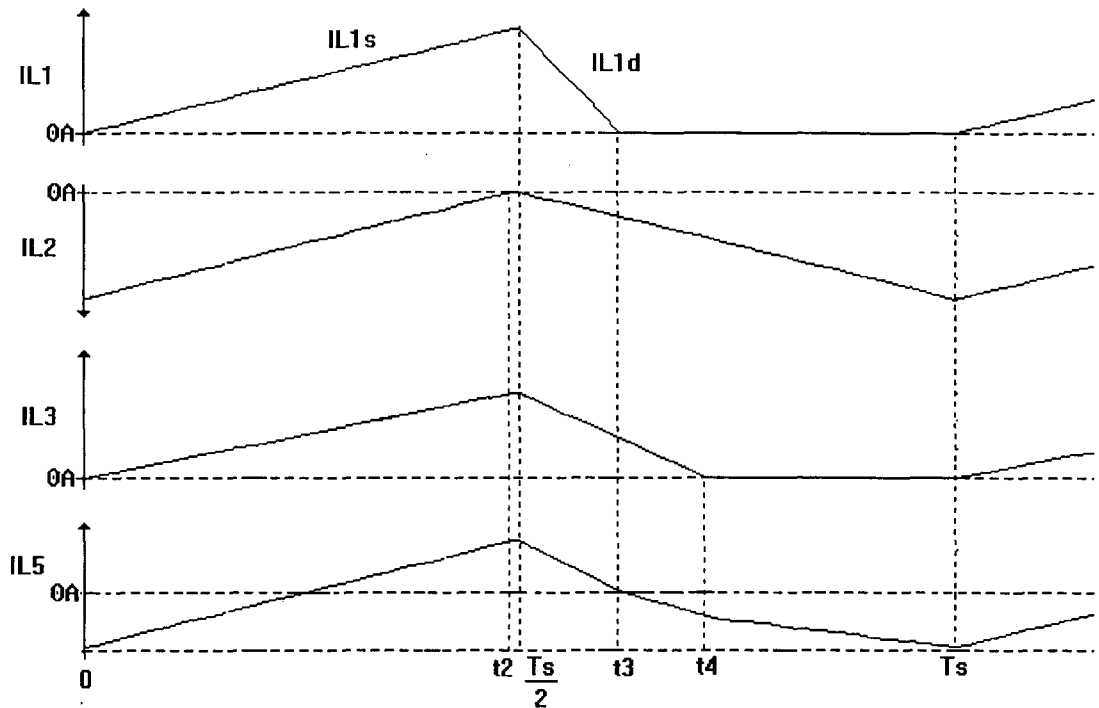


Fig. 6.14 Correntes instantâneas nos indutores principais e no secundário do transformador principal.

$$\begin{aligned}
 IL5_{ef} = & \sqrt{ \frac{1}{T_s} \int_0^{t_2} (IL1s(t) + IL2s(t) + IL3s(t))^2 dt + \frac{1}{T_s} \int_{t_2}^{\frac{t_s}{2}} (IL1s(t) + IL3s(t))^2 dt } \\
 & + \frac{1}{T_s} \int_{\frac{t_s}{2}}^{t_3} (IL1d(t) + IL2d(t) + IL3d(t))^2 dt + \frac{1}{T_s} \int_{t_3}^{t_4} (IL2d(t) + IL3d(t))^2 dt \\
 & + \frac{1}{T_s} \int_{t_4}^{T_s} (IL2d(t))^2 dt
 \end{aligned} \quad (6.48)$$

Onde:

$$t_3 = \frac{-n \cdot V_o}{2 \cdot f_s \cdot (V_m \cdot \sin(\theta) - n \cdot V_o)} \quad (6.49)$$

$$t4 = \frac{-n \cdot Vo}{2 \cdot fs \cdot (Vm \sin(\theta + 2.0944) - n \cdot Vo)} \quad (6.50)$$

$$IL1s(t) = \frac{Vm \sin(\theta)}{Lp} \quad (6.51)$$

$$IL2s(t) = \left[\frac{-Vm \sin(\theta + 1.047) + n \cdot Vo}{Lp} \cdot t + \frac{1}{2 \cdot fs \cdot Lp} \cdot (-Vm \sin(\theta + 1.047)) \right] \quad (6.52)$$

$$IL3s(t) = \frac{Vm \sin(\theta + 2.0944)}{Lp} \quad (6.53)$$

$$IL1d(t) = \frac{Vm \sin(\theta) - n \cdot Vo}{Lp} \cdot t + n \cdot \frac{Vo}{2 \cdot fs \cdot Lp} \quad (6.54)$$

$$IL2d(t) = \left(\frac{Vm \sin(\theta + 1.047) - n \cdot Vo}{Lp} \cdot t \right) + \frac{1}{2 \cdot fs \cdot Lp} \cdot (Vm \sin(\theta + 1.047)) \quad (6.55)$$

$$IL3d(t) = \frac{Vm \sin(\theta + 2.0944) - n \cdot Vo}{Lp} \cdot t + n \cdot \frac{Vo}{2 \cdot fs \cdot Lp} \quad (6.56)$$

As equações anteriores são válidas para razão cíclica máxima, $D = 0,5$ e $n \geq 3$.

VH2 pode ser calculado pela expressão (6.57)

$$VH2 = \frac{n \cdot Vo}{2} \quad (6.57)$$

Na Fig. 6.15 mostra-se a variação do produto das áreas $Ae \cdot Aw$ em função da frequência de chaveamento fs , assumindo $J = 450 \frac{\text{Amp}}{\text{cm}^2}$, $B = 0,3$ Tesla e $n=4,8$. Sabe-se que acima dos 50 kHz o incremento das perdas no núcleo impõe de uma redução da densidade de fluxo, então assume-se que B varia linearmente de 0,3 T em 50 kHz até 0,12 T em 100 kHz. As linhas tracejadas indicam o valor comercial dos núcleos de ferrite tipo E (tabela 6.1).

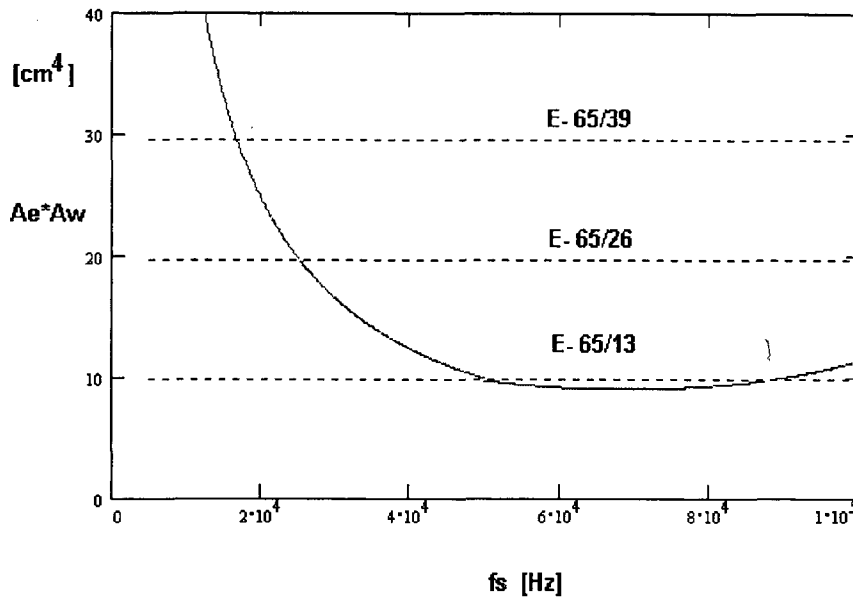


Fig. 6.15 Curva de $Ae \cdot Aw$ do transformador em função de f_s .

Observa-se da Fig. 6.15 que o produto $Ae \cdot Aw$, varia exponencialmente com a frequência, apresentando valores muito elevados na medida que a frequência diminui.

Núcleo	$Ae(\text{cm}^2)$	$Aw(\text{cm}^2)$	$l_e(\text{cm})$	$V_e(\text{cm}^3)$	$Ae \cdot Aw(\text{cm}^4)$
E-30/14	1,20	0,85	6,7	8,00	1,02
E-42/15	1,81	1,57	9,7	17,10	2,84
E-42/20	2,40	1,57	9,7	23,30	3,77
E-55	3,54	2,50	12,0	42,50	8,85
E-65/13	2,66	3,70	14,7	39,10	9,84
E-65/26	5,32	3,70	14,7	78,20	19,68
E-65/39	7,98	3,70	14,7	117,3	29,53

Tabela 6.1 Núcleos de ferrite tipo E.

Conhecendo o valor do produto $Ae \cdot Aw$, é só selecionar um núcleo disponível, e o núcleo que tenha um produto de área igual ou maior ao valor calculado é selecionado.

Com o valor de Ae do núcleo escolhido, calcula-se o número de espiras do primário. O qual pode ser determinado pela expressão (6.58).

$$N_p \geq \frac{VH2 \cdot 10^4}{2 \cdot Ae \cdot B \cdot f_s} \quad (6.58)$$

Como a relação de transformação é 2

Então:

$$N_s = \frac{N_p}{2} \quad (6.59)$$

6.4 CÁLCULO DO VOLUME DO TRANSFORMADOR DE SAÍDA (L6, L7, L8)

Na saída utilizar-se-ão dois transformadores de saída com ponto médio no secundário. O fato de utilizar dois transformadores é para diminuir a corrente que circula pelos diodos de saída, podendo-se assim utilizar diodos de menor capacidade de corrente.

Assumindo $P_{max} = P_o + 0,1P_o$

O transformador é dimensionado pela expressão a seguir:

$$A_e \cdot A_w = \frac{(P_{max}/2) \cdot 10^4}{K_p \cdot K_w \cdot J \cdot B \cdot f_s} \text{ [cm}^4\text{]} \quad (6.60)$$

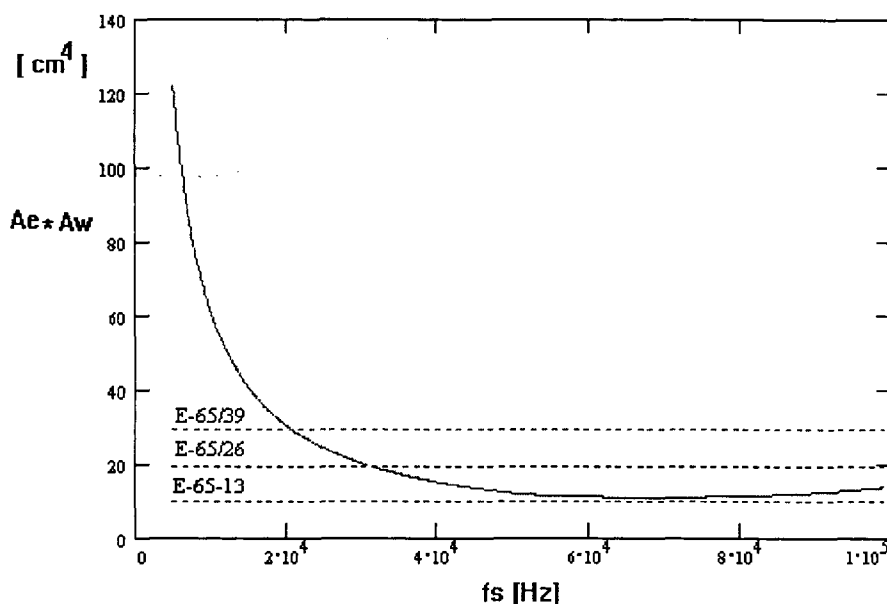


Fig. 6.16 Áreas $A_e \cdot A_w$ em função da frequência de chaveamento f_s .

Na Fig. 6.16 mostra-se a variação do produto das áreas $A_e \cdot A_w$ em função da frequência de chaveamento f_s . As linhas tracejadas indicam o valor comercial dos núcleos de ferrite tipo E (tabela 6.1).

Conhecendo o valor do produto $A_e \cdot A_w$, é só selecionar um núcleo disponível, e o núcleo que tenha um produto de área igual ou maior ao valor calculado é selecionado.

Número de espiras no primário:

Calculando da mesma maneira como foi feito para o transformador principal consegue-se:

$$N_p \geq \frac{V_c \cdot 10^4}{2 \cdot A_e \cdot B \cdot f_s} \quad (6.61)$$

A tensão no secundário pode ser calculada mediante a seguinte relação:

$$V_{sec} = \frac{V_{prim}}{n} \quad (6.62)$$

$$N_{sec} = N_{prim} \frac{V_{sec}}{V_{prim}} \quad (6.63)$$

6.5 CÁLCULO DO VOLUME DO INDUTOR DE POTÊNCIA

Um indutor com núcleo de ferrite pode ser definido pela expressões seguintes:

$$A_e \cdot A_w = \frac{L_p \cdot I_{pk} \cdot I_{Lrms} \cdot 10^4}{K_{wi} \cdot B \cdot J} \quad (\text{cm}^4) \quad (6.64)$$

$$N = \frac{L_p \cdot I_{pk} \cdot 10^4}{B \cdot A_e} \quad (6.65)$$

$$L_g = \frac{N^2 \cdot \mu_0 \cdot A_e \cdot 10^{-2}}{L_p} \quad (6.66)$$

Onde:

K_{wi} = Fator de enrolamento do indutor (valor típico 0,7)

μ_0 = Permeabilidade magnética do ar ($\mu_0 = 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7}$)

N = Número de espiras

L_g = Espessura do entreferro

A corrente de pico no indutor pode ser calculada pela expressão (6.67)

$$I_{pk} = \frac{V_m \sin(\theta) \cdot D}{f_s \cdot L_p} \quad (6.67)$$

O valor eficaz da corrente no indutor é calculado pela expressão (6.68)

$$\begin{aligned}
 & 4 \cdot P_o \cdot f_s \cdot \int_0^\pi \left[\int_0^{\frac{T_s}{2}} (V_m \sin(\theta) \cdot t)^2 dt + \frac{1}{T_s} \int_{\frac{T_s}{2}}^{t_x} \left[(V_m \sin(\theta) - n \cdot V_o) \cdot t + n \cdot \frac{V_o}{2 \cdot f_s} \right]^2 dt \right] d\theta \\
 I_{Lrms} = & 3 \cdot V_m^2 \cdot \int_0^\pi \left[\frac{\sin(\theta)}{2} + (\sin(\theta)) \cdot \left[\frac{1}{\left(1 - \frac{\sin(\theta)}{\frac{V_o}{V_m} \cdot n}\right)} - 0.5 \right] \right] \cdot \sin(\theta) d\theta
 \end{aligned} \tag{6.68}$$

Sendo:

$$t_x = \frac{-n \cdot V_o}{(V_m \cdot \sin(\theta) - n \cdot V_o) \cdot 2 \cdot f_s} \tag{6.69}$$

Na Fig. 6.17 é mostrada o comportamento do produto das áreas $A_e \cdot A_w$ em função da frequência de chaveamento, f_s . Neste caso mostra-se também a variação do volume do indutor com a relação de transformação do transformador de saída, n .

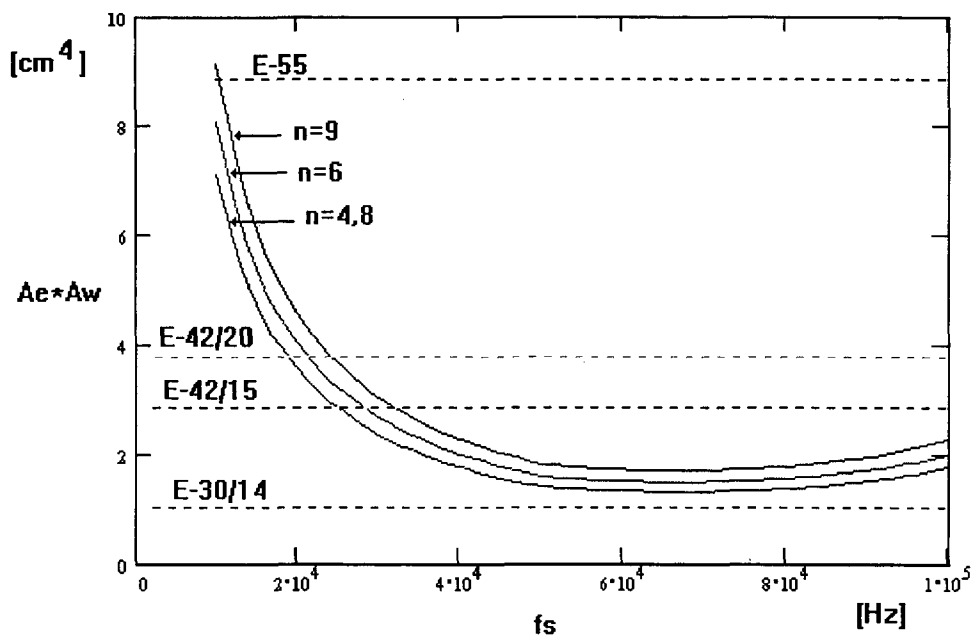


Fig. 6.17 Produto das áreas $A_e \cdot A_w$ em função de f_s .

Conhecido o valor de $A_e \cdot A_w$ é só procurar um valor comercial de tamanho igual ou superior ao valor calculado. Logo com a tabela 6.1 determina-se o valor de A_e , e o volume do indutor. Na Fig. 6.18 mostra-se em forma aproximada o volume dos transformadores mais os indutores de potência utilizando valores comerciais dos núcleos.

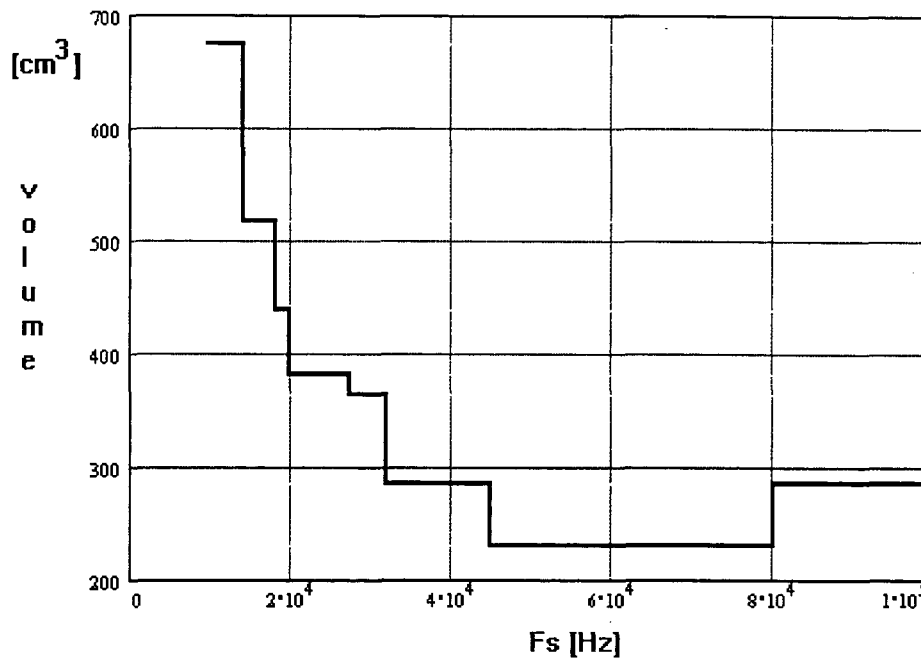


Fig. 6.18 Volume dos Transformadores + indutores de potência usando núcleos comerciais

6.6 VOLUME DOS CAPACITORES

Pode-se dizer que o volume dos capacitores de saída é pequeno, influenciando muito pouco no volume total do conversor. Quanto aos capacitores de barramento, C5 e C6, estes são calculados para uma frequência de operação de 360 Hz. Portanto apresenta um volume fixo que não será levado em conta nos cálculos do volume do conversor.

6.7 DETERMINAÇÃO DO VOLUME DOS DISSIPADORES.

Assume-se que todos os IGBTs são montados em dissipadores de alumínio. O valor da resistência térmica entre a junção e o encapsulamento, R_{jc} , e a resistência térmica entre o encapsulamento e o dissipador, R_{cd} , podem ser obtidos dos dados do fabricante.

Com a finalidade de identificar fisicamente estas resistências consideremos um diodo montado em um dissipador tal como é mostrado na Fig. 6.19a. No lado esquerdo o calor está sendo gerado na junção do diodo a uma taxa constante, a temperatura aumenta até que seu estado de equilíbrio seja estabelecido. Este gerador de calor é análogo a um gerador de corrente constante. Na Fig. 6.19b, mostra-se o análogo resistivo do circuito térmico.

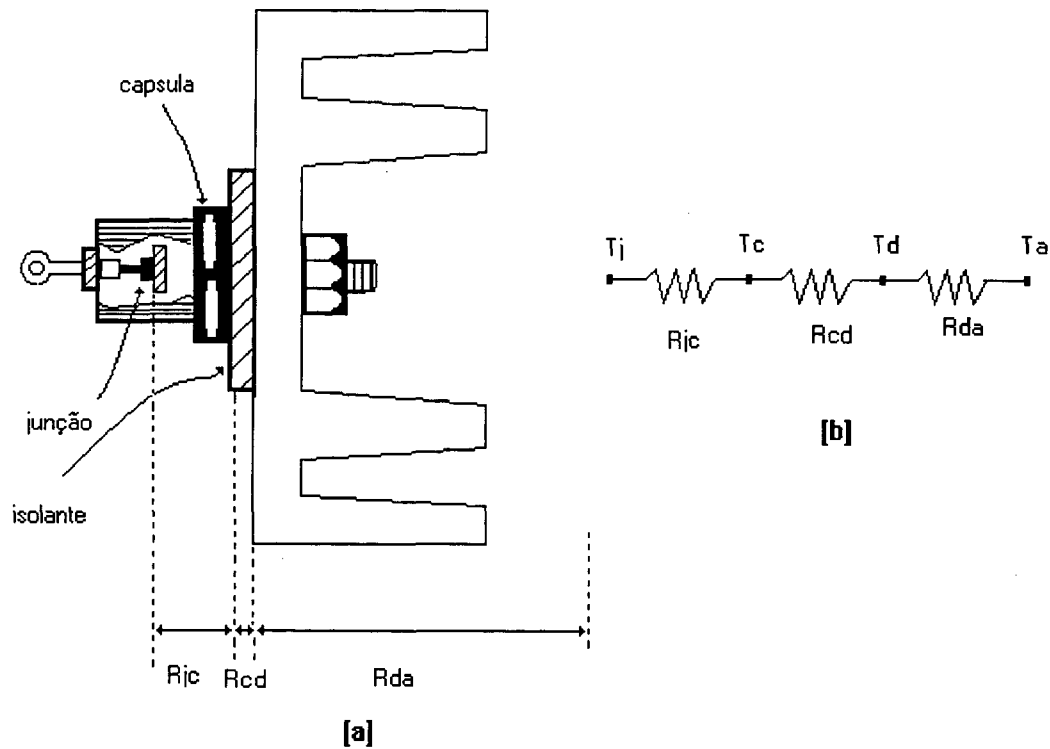


Fig. 6.19 a) Exemplo de resistência térmica: Diodo montado num dissipador b) circuito resistivo análogo.

A resistência térmica dos dissipadores pode ser calculada pela expressão (6.70).

$$R_{da} = \frac{T_j - T_a}{P_{diss}} - R_{jc} - R_{cd} \quad (6.70)$$

Lembrando que a finalidade deste capítulo é obter a frequência ótima que permite minimizar o tamanho e/ou peso do conversor, e tal como foi demonstrado nas seções 6.2.1 e 6.2.1.2, as perdas nos diodos retificadores de entrada e saída não dependem da frequência de chaveamento, portanto não serão calculados os dissipadores para os diodos, limitando-nos só ao cálculo dos dissipadores das chaves.

Então, colocando quatro chaves num dissipador, a equação (6.70) pode ser escrita como:

$$R_{da} = \left(\frac{T_j - T_a}{P_{con_s} + P_{con_d} + \frac{W \cdot (1 + Bt \cdot T) \cdot I_c}{1 + 0.03 \cdot C} \cdot f_s} - R_{jc} - R_{cd} \right) \cdot \frac{1}{4} \quad (6.71)$$

Na Fig. 6.20 pode-se observar a variação da R_{da} em função da frequência de chaveamento para diferentes valores de C .

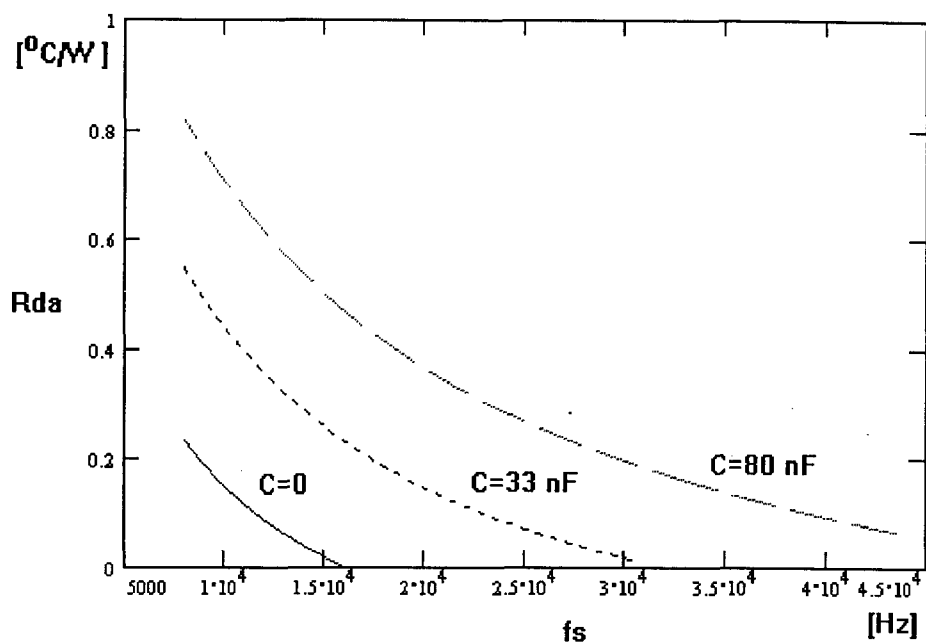


Fig. 6.20 Variação da resistência térmica em função da frequência, f_s

Do catálogo de dissipadores para o P 14 da SEMIKRON (Fig. 6.21) obtêm-se:

$$w_B = 12 \text{ cm} \quad b = 1 \text{ cm} \quad a = 6 \text{ cm}$$

Sendo w_B a largura do dissipador.

Para este dissipador em particular, o comprimento pode ser calculado aproximadamente pela equação (6.72)

$$l = \left[\frac{(13)^{0,6} \cdot 0,7}{R_{sa}} \right]^{1/0,6} \quad (6.72)$$

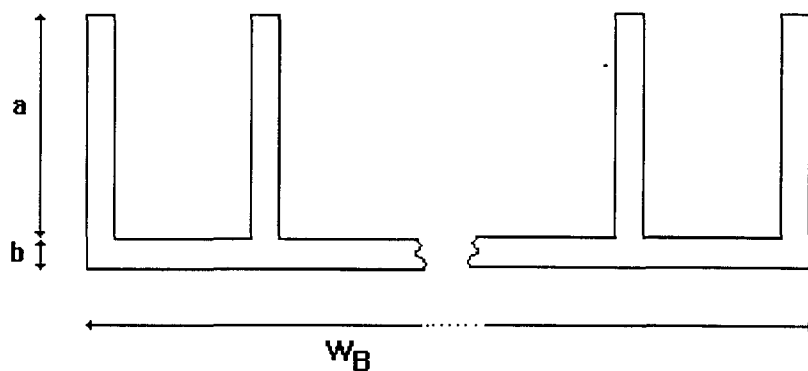


Fig. 6.21 Dimensões do dissipador.

O volume do dissipador pode então ser calculado pela expressão (6.73)

$$\text{Vol}_{\text{dis}} = w_B \cdot (b + a) \cdot l \quad (6.73)$$

Na Fig. 6.22 mostra-se a variação do volume do dissipador em função da frequência, para diferentes valores de C , assumindo $T_j = 100\text{ }^\circ\text{C}$.

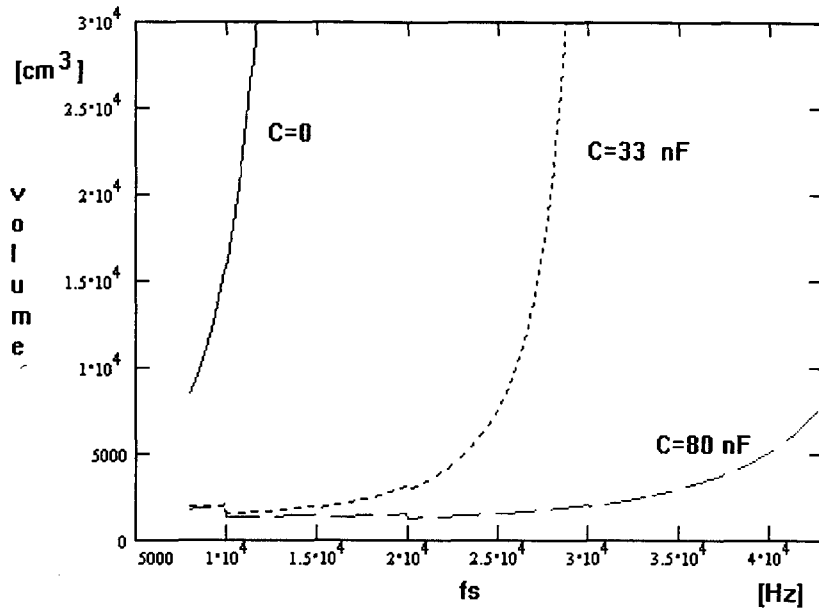


Fig. 6.22 Volume do dissipador em função de f_s .

Como pode-se observar da Fig. 6.22 o volume mínimo utilizando comutação dura é menor aos 10 kHz. Na medida que o capacitor C , aumenta, a frequência na qual pode-se obter o volume mínimo, aumenta, situando-se na faixa de 10-30 kHz.

O passo seguinte é somar os volumes dos transformadores, indutores e dissipadores. Na Fig. 6.23 é representado este volume para $C = 80\text{ nF}$ e diferentes valores de T_j .

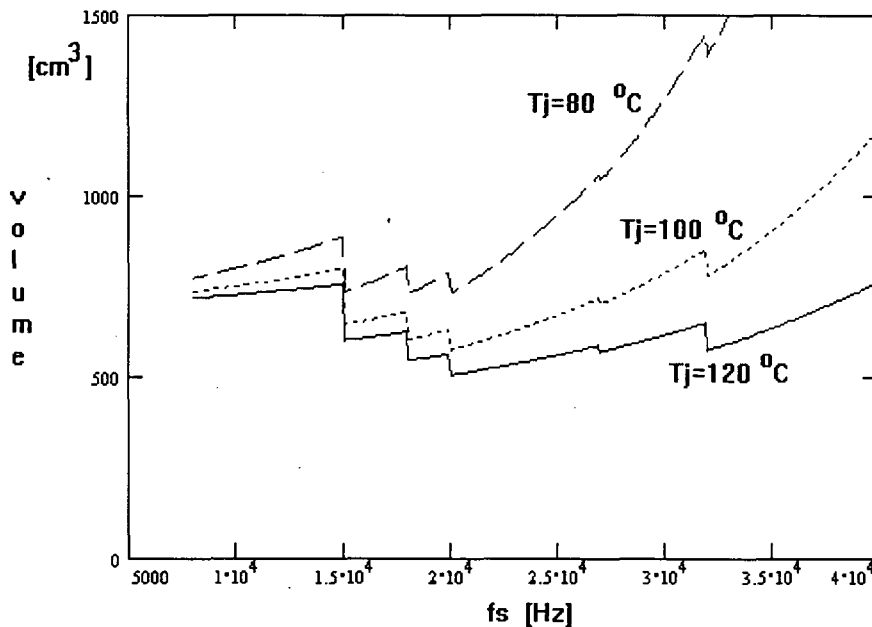


Fig. 6.23 Volume dos transformadores, indutores e do dissipador em função de f_s .

As descontinuidades apresentadas na Fig. 6.24 devem-se ao fato de se utilizar nos cálculos valores comerciais, dos núcleos dos transformadores e indutores. Pode-se observar que a frequência ótima que permite obter o volume mínimo do conversor, está na ordem dos 20 kHz.

6.7 CONCLUSÕES

Foi demonstrado neste capítulo que a relação de transformação, n , do transformador de saída deve ser maior que 3, pois um valor menor de n levaria o conversor a operar em condição contínua, o que traz como principal inconveniente a aparição de elevados picos na corrente de entrada.

Na medida que se aumenta o valor do capacitor em paralelo à chave, obtém-se perdas de comutação menores, mas deve-se ter presente que o tempo morto, ou tempo disponível para a comutação aumenta, diminuindo a razão cíclica máxima de operação do conversor.

Para as condições especificadas do conversor, demonstrou-se que a frequência ótima de operação, que permite obter o volume mínimo do conversor, está na ordem dos 20 kHz.

CAPÍTULO VII

EXEMPLO DE PROJETO, SIMULAÇÃO E RESULTADOS EXPERIMENTAIS DO CONVERSOR

7.1 INTRODUÇÃO

Neste capítulo descreve-se um método de dimensionamento dos elementos do conversor, para uma frequência de chaveamento de 20 kHz e uma relação de transformação do transformador de saída igual a 4,8. Apresenta-se os resultados obtidos por simulação e os resultados experimentais para uma potência de saída de 3000 W.

7.2 ESPECIFICAÇÃO DO CONVERSOR PROPOSTO.

A Fig. 7.1 apresenta a topologia completa do circuito de potência do conversor trifásico proposto.

As especificações são as seguintes:

- Tensão máxima de entrada: $V_m = 180V$
- Frequência de chaveamento: $f_s = 20 \text{ kHz}$
- Potência de saída: $P_o = 3000 \text{ W}$
- Tensão de saída: $V_o = 60 \text{ V}$

Para dar início ao projeto assume-se uma razão cíclica para condições nominais de funcionamento $D=0,4$ e uma relação de transformação do transformador de saída $n=4,8$. Para evitar uma diminuição efetiva da razão cíclica muito elevada escolhe-se um $\Delta D=0,1D$.

Da expressão (2-57) obtém-se o valor de β :

$$\beta = n \frac{V_o}{V_m} \frac{1}{2 \cdot (D - \Delta D)}$$

Substituindo valores obtém-se:

$$\beta = \frac{4,8 \cdot 60}{180 \cdot 2 \cdot (0,4 - 0,04)} = 2,22$$

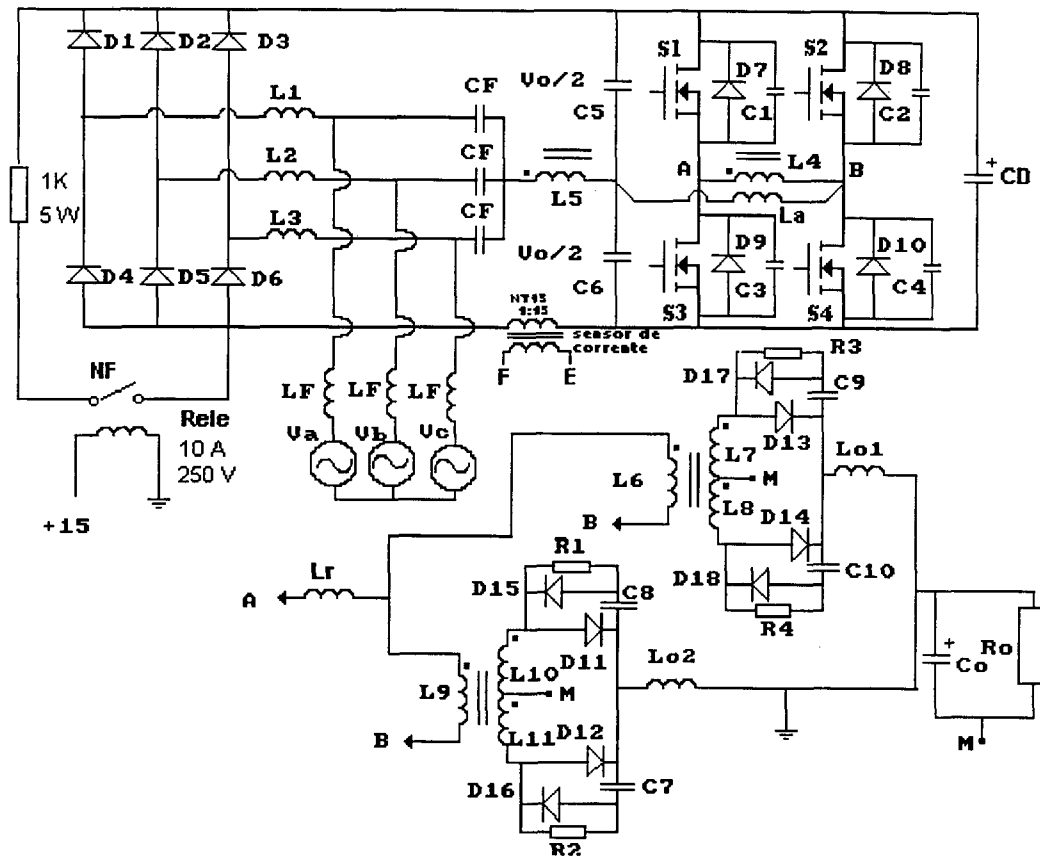


Fig. 7.1 Topologia completa do conversor proposto.

7.2.1 CÁLCULO DO INDUTOR DE POTÊNCIA:

O indutor L_p pode ser obtido a partir da expressão (1.15):

$$L_p = \frac{3 \cdot V_m^2}{8 \cdot f_s \cdot P_o} \overline{I_{p1}}$$

Da equação 1.6 :

$$\alpha = \frac{\beta \cdot 2 \cdot \text{Def}}{n} = \frac{2,22 \cdot 2 \cdot (0,4 - 0,04)}{4,8} = 0,33$$

O valor de $\overline{I_{p1}}$ pode ser obtido a partir do ábaco da Fig. 1.13. Sendo:

$$\overline{I_{p1}} = 0,65$$

Substituindo valores obtém-se:

$$L_p = 131,8 \mu\text{H}$$

7.2.2 CÁLCULO DO FILTRO DE ENTRADA:

O capacitor e o indutor do filtro de entrada podem ser calculados pelas expressões seguintes:

$$C_F \leq \frac{P_{o_{\min}}}{30 \cdot \pi \cdot f_{\text{red}} \cdot V_m^2} \quad (7.1)$$

$$L_F = \frac{1}{C_F (2 \cdot \pi \cdot f_s \cdot 0,25)^2} \quad (7.2)$$

A tensão máxima nas chaves impõe a potência mínima, o que implica uma tensão máxima de barramento V_c .

Então, assumindo-se uma tensão máxima de barramento $V_c=1000$ V, obtém-se a expressão (2-59):

$$D_{\min} - \Delta D_{\min} = \frac{n \cdot V_o}{2 \cdot V_c}$$

Substituindo valores obtém-se o valor mínimo da razão cíclica necessária para obter o valor nominal da tensão de saída V_o .

Então:

$$D_{\min} - \Delta D_{\min} = 0,144$$

Então, da expressão (2-57) obtém-se:

$$\beta_{\max} = \frac{n \cdot V_o}{2 \cdot V_m(D_{\min} - \Delta D_{\min})}$$

Substituindo valores, obtém-se:

$$\beta_{\max} = 5,55$$

Então:

$$\alpha = \frac{5,55 \cdot 2 \cdot 0,144}{4,8} = 0,33$$

Do ábaco da Fig. 1.13 obtém-se:

$$\overline{I_{p1}} = 0,12$$

Utilizando a expressão (1.15) obtém-se:

$$P_{o_{\min}} = \frac{3 \cdot V_m^2}{8 \cdot f_s \cdot L_p} \overline{I_{p1}}$$

Substituindo valores, obtém-se:

$$P_{o_{\min}} = 630 \text{ W}$$

Substituindo na expressão (7.1) obtém-se:

$$CF \leq 3,4 \text{ uF}$$

Um valor comercial é:

$$CF = 4 \text{ uF}$$

Substituindo-se este valor na expressão (7.2) obtém-se:

$$LF = 253 \text{ uH}$$

Serão utilizados capacitores de polipropileno da Siemens, com baixo fator de perdas e especiais para regime de pulso com alta taxa de subida.

7.2.3 CÁLCULO DE R_o :

$$R_o = \frac{P_o}{I_o^2}$$
$$R_o = \frac{3000}{50^2} = 1,2 \Omega$$

7.2.4 CÁLCULO DE L_o :

O valor de L_o pode ser calculado pela equação seguinte [1]:

$$L_{o1} \geq \frac{V_o(1 - 2(D - \Delta D))}{0,4 \cdot f_s \cdot I_o} \quad (7.3)$$

Como são utilizados dois transformadores de saída tem-se:

$$I_{o1} = I_o / 2 = 25 \text{ A}$$

Então:

$$L_{o1} \geq \frac{60(1 - 2(0,4 - 0,04))}{0,4 \cdot 20 \cdot 10^3 \cdot 25}$$
$$L_{o1} \geq 84 \text{ uH}$$

Assume-se:

$$L_{o1} = L_{o2} = 90 \text{ uH}$$

7.2.5 CÁLCULO DE C_o

O capacitor de saída C_o é selecionado para a máxima variação da tensão de saída, que é determinada quase sempre pela magnitude da RSE (resistência série equivalente)

Restrição da RSE:

$$RSE = \frac{\Delta V}{\Delta I_L} = \frac{0,01 \cdot V_o}{0,1 \cdot I_o} \quad (7.4)$$
$$RSE \leq 0,12$$

Devido a restrição da RSE pode-se utilizar capacitores da série HFC, os quais são desenvolvidos especialmente para aplicações em circuitos de alta frequência onde características de baixa impedância e baixa indutância são exigidas.

Pode-se utilizar quatro capacitores de 220 uF/63 V em paralelo, com $RSE=0,38\Omega$ para 120 Hz e 25°C.

Obtendo-se então:

$$C_o \approx 1000 \text{ uF}$$

7.2.6 CÁLCULO DOS CAPACITORES DE BARRAMENTO

Os capacitores C_5 e C_6 além de servirem como divisores de tensão, formam um filtro de saída .

$$I_c = C \frac{\Delta V_c}{\Delta t} \quad (7.5)$$

$$C_5 = C_6 = I_c \cdot \frac{\Delta t}{\Delta V_c} \quad (7.6)$$

$$C_5 = \frac{V_m \cdot D}{L_p \cdot (fs)^2 \cdot \Delta V} \quad (7.7)$$

Assumindo $\Delta V = 0.1 V_c$ tem-se:

$$\Delta V = 40 V$$

$$C_5 = \frac{180 \cdot 0,40}{(20 \cdot 10^3)^2 \cdot 131,8 \cdot 10^{-6} \cdot 40}$$

$$C_5 = 34 \text{ uF}$$

Como a corrente que circula por estes capacitores é alternada e de alta frequência, utiliza-se capacitores de polipropileno.

Então assume-se:

$$C_5 = C_6 = 40 \text{ uF}$$

7.2.7 CÁLCULO DOS INDUTORES DE AJUDA À COMUTAÇÃO

Utilizando a expressão (2-70) obtém-se:

$$L_r = \frac{60}{4 \cdot 20 \cdot 10^3 \cdot 50} \left(\frac{0,04}{0,4 - 0,04} \right) (4,8)^2$$

$$L_r = 38,4 \text{ uH}$$

Da expressão (2-72) obtém-se

$$I_{La} = 0,15 \left(\frac{180 \cdot 0,4}{2 \cdot 20 \cdot 10^3 \cdot 131,8 \cdot 10^{-6}} + \frac{50}{4,8} \right)$$

$$I_{La} = 3,6 \text{ A}$$

E da expressão (2-71) obtém-se:

$$L_a = \frac{4,8 \cdot 60}{16 \cdot 20 \cdot 10^3 \cdot 3,6 \cdot (0,4 - 0,04)}$$

$$L_a = 690 \text{ uH}$$

7.2.8 CÁLCULO DO CIRCUITO GRAMPEADOR.

Um circuito de grampeamento é utilizado para limitar o valor máximo de tensão sobre os diodos de saída [11]. Este circuito pode ser dimensionado pela expressão, (7.8).

$$P_{dis} = f_s \cdot C_d (2 \cdot V_{smax})^2 \left[\frac{\left(1 + \frac{V_g - 2 \cdot V_{smax}}{2 \cdot V_{smax}}\right)^2 \left(1 - \frac{V_g - 2 \cdot V_{smax}}{2 \cdot V_{smax}}\right)}{\frac{V_g - 2 \cdot V_{smax}}{2 \cdot V_{smax}}} \right] \quad (7.8)$$

onde:

$V_{smáx}$ - tensão máxima no secundário;

V_g - tensão de grampeamento;

P_{dis} - potência dissipada no grampeador;

C_d - capacitância dos diodos retificadores.

Tomando $C_d=0,8$ nF tem-se:

$$P_{dis} = 20 \cdot 10^3 \cdot 0,8 \cdot 10^{-9} (2 \cdot 83,33)^2 \left[\frac{\left[1 + \frac{220 - 2 \cdot 83,33}{2 \cdot 83,33}\right]^2 \left[1 - \frac{220 - 2 \cdot 83,33}{2 \cdot 83,33}\right]}{\left[\frac{220 - 2 \cdot 83,33}{2 \cdot 83,33}\right]} \right]$$

$$P_{dis} = 1,645 \text{ W}$$

$$R_g = \frac{V_g^2}{P_{dis}} = \frac{(220)^2}{1,645} = 29 \text{ k}\Omega \quad (7.9)$$

O capacitor pode ser determinado pela equação:

$$C_g = \frac{1}{0,1 \cdot R_g \cdot f_s} \quad (7.10)$$

$$C_g = 17 \text{ nF}$$

$$C_g = C_7 = C_8 = C_9 = C_{10}$$

Valor comercial:

$$C_g = 22 \text{ nF} , \quad 250 \text{ V}$$

Recalculando:

$$R_g = 22 \text{ k}\Omega , \quad 5 \text{ W}$$

$$R_g = R_1 = R_2 = R_3 = R_4$$

Pode-se utilizar diodos SKE2F6/06 para os diodos D15, D16, D17 e D18

7.2.9 CAPACITOR DE DESACOPLAMENTO (CD)

Será utilizado um capacitor para desacoplar a indutância de fiação localizada entre o barramento de saída e as chaves. Para isso emprega-se um capacitor de polipropileno da série TACF da ICOTRON de 0.68 uF/1600 V.

7.2.10- CÁLCULO DO TRANSFORMADOR PRINCIPAL (L4,L5)

Da expressão (6.47), com:

$$V_{in} = 200 \text{ V (tensão no secundário)}$$

$$K_p = 0,5$$

$$K_w = 0,4$$

$$J = 300 \text{ A / cm}^2$$

$$B = 0,3 \text{ T}$$

obtem-se:

$$A_e \cdot A_w = 34,4 \text{ cm}^4$$

Escolhe-se dois núcleos :

E-65/39 (Núcleo EE- Thornton) e

E-65/26 (Núcleo EE- Thornton)

$$A_e = 7,98 + 5,32 = 13,3 \text{ cm}^2$$

$$A_w = 3,70 \text{ cm}^2$$

Número de espiras do primário:

O número de espiras do primário é determinado pela expressão 6.58:

$$N_p \geq \frac{200 \cdot 10^4}{2 \cdot 13,3 \cdot 0,3 \cdot 20 \cdot 10^3}$$

$$N_p \geq 12,5 \text{ espiras}$$

Assume-se $N_p = 14$ espiras

Como a relação de transformação n igual a 2 tem-se:

$$N_s = \frac{N_p}{n}$$

$$N_s = 7 \text{ espiras}$$

Dimensionamento dos fios:

A área total dos fios é obtida por:

$$ST_{\text{sec}} = \frac{I_{\text{rms}}}{J}$$

$$I_{\text{rms}_{\text{prim}}} = 12,4 \text{ Amp} \quad (\text{Obtido por simulação})$$

Como a relação de transformação é igual a 2, então:

$$I_{\text{rms}_{\text{sec}}} = 24,8 \text{ Amp}$$

$$ST_{\text{prim}} = \frac{12,4}{300}$$

$$ST_{\text{prim}} = 0,04 \text{ cm}^2$$

$$ST_{\text{sec}} = 0,08 \text{ cm}^2$$

Para evitar o efeito pelicular e minimizar o efeito de proximidade, quando circula pelos enrolamentos do transformador corrente alternada de alta frequência, deve-se associar fios enrolados em paralelo. O raio de cada fio deve ser menor do que a profundidade de penetração Δ . Recomenda-se também, para minimizar o efeito de proximidade, o emprego de uma única camada de fios para cada enrolamento.

A profundidade de penetração é obtida pela expressão [10].

$$\Delta = \frac{7,5}{\sqrt{fs}} \quad (7.11)$$

Para fs igual 20 kHz, a profundidade de penetração resulta:

$$\Delta = 0,053 \text{ cm}$$

Para este caso, o fio 20 AWG foi escolhido, o qual apresenta área de seção transversal:

$$S_f = 0,005176 \text{ cm}^2$$

O número total de fios que devem ser associados em paralelo é obtido pela seguinte equação:

$$n_f = \frac{S_r}{S_f} \quad (7.12)$$

$$n_{f \text{ sec}} = \frac{0,08}{0,005176}$$

$$n_{f \text{ sec}} = 16 \text{ fios } 20 \text{ AWG}$$

$$n_{f \text{ prim}} = 8 \text{ fios } 20 \text{ AWG}$$

7.2.11- CÁLCULO DO TRANSFORMADOR DE SAÍDA (L6, L7, L8)

Assumindo $P_{Omax} = P_o + 0,1P_o$

Da expressão (6.60), tem-se:

$$A_e \cdot A_w = \frac{(3300/2) \cdot 10^4}{0,5 \cdot 0,4 \cdot 300 \cdot 0,3 \cdot 20 \cdot 10^3} \text{ cm}^4$$

$$A_e \cdot A_w = 45,8 \text{ cm}^4$$

Utilizam-se dois núcleos: :

E 65/39 (núcleo EE Thornton) e

E 65/26 (núcleo EE Thornton)

Onde:

$$A_e = 7,98 + 5,32 = 13,3 \text{ cm}^2$$

$$A_w = 3,70 \text{ cm}^2$$

Número de espiras no primário:

Utilizando o mesmo procedimento do cálculo do transformador principal consegue-se:

$$N_{prim} \geq 5,22 \text{ espiras}$$

A tensão no secundário pode ser calculada pela expressão (6.62):

$$V_{sec} = \frac{400}{4,8}$$

$$V_{sec} = 83,33 \text{ V}$$

$$N_{sec} = N_{prim} \frac{V_{sec}}{V_{prim}} \quad (7.13)$$

$$N_{sec} \geq 1,087$$

Empregando um transformador com ponto médio na saída com:

$$N_{sec1} = 5 \text{ espiras} \quad \text{e} \quad N_{sec2} = 5 \text{ espiras}$$

Recalcula-se:

$$N_{prim} = 24 \text{ espiras}$$

Dimensionamento dos fios do primário:

A corrente eficaz no primário é obtida através da expressão:

$$I_{\text{primef}} = I_0 \frac{N_{\text{sec}}}{N_{\text{prim}}} \quad (7.14)$$

Onde:

$$I_0 = I_0 / 2$$

Então para:

$$I_0 = 50 / 2 \text{ Amp. e } \frac{N_{\text{prim}}}{N_{\text{sec}}} = 4,8$$

$$I_{\text{primef}} = 5,2 \text{ A}$$

$$n_{\text{prim}} = 8 \text{ fios } 24 \text{ AWG}$$

Dimensionamento dos fios do secundário:

$$I_{\text{secef}} = 25 \text{ A}$$

$$n_{\text{sec}} = 35 \text{ fios } 24 \text{ AWG}$$

7.2.12- CÁLCULO DO NÚCLEO DO INDUTOR DE POTÊNCIA

Será dimensionado um indutor com núcleo de ferrite, onde:

$$B = 0,3 \text{ T}$$

$$J = 300 \text{ A / cm}^2$$

$$K_{wi} = 0,7$$

$$L_1 = L_2 = L_3 = L_p = 131,8 \text{ uH}$$

Um valor adequado do núcleo é:

$$E-65/26 \quad (\text{Núcleo EE- Thornton})$$

Da tabela 6.1 tem-se:

$$A_w = 3,70 \text{ cm}^2$$

$$A_e = 5,32 \text{ cm}^2$$

Com a equação (6.65), pode-se calcular o número de espiras:

Devido à presença do capacitor em paralelo à chave, o valor de pico da corrente na chave aumenta em relação ao valor calculado pela expressão (6.67). Portanto este valor será tomado dos resultados de simulação, resultando em:

$$I_{pk} = 31,7 \text{ A}$$

Desta forma calcula-se:

$$N = \frac{131,8 \cdot 10^{-6} \cdot 31,7 \cdot 10^4}{0,3 \cdot 5,32}$$

$$N = 26 \text{ espiras}$$

Bitola do fio:

A área do condutor é definida como:

$$S_{cm} = \frac{I_{rms}}{J} \quad (7.14)$$

Por simulação:

$$I_{ef} \cong 14 \text{ Amp}$$

Então:

$$S_{cm} = \frac{14}{300}$$

$$S_{cm} = 0,047 \text{ cm}^2$$

Da tabela de fios esmaltados tem-se que devem ser utilizados nove condutores* em paralelo 20 AWG.

Entreferro:

O entreferro é calculado por:

$$L_g = \frac{(26)^2 \cdot 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \cdot 5,32 \cdot 10^{-2}}{131,8 \cdot 10^{-6}}$$

$$L_g = 0,34 \text{ cm}$$

7.2.13- CÁLCULO DO NÚCLEO DO INDUTOR DE FILTRO (LF)

Tomando-se:

$$LF = 253 \text{ uH}$$

e:

$$I_{RMS} \approx I_{pk} = 12,5 \text{ (A)}$$

Onde I_{pk} é o valor pico da corrente .

* Utiliza-se nove condutores por ser mais fácil de enrolar

Calcula-se com a expressão (6.68):

$$Ae \cdot Aw = \frac{253 \cdot 10^{-6} \cdot I_{pk} \cdot IRMS \cdot 10^4}{0,7 \cdot 0,3 \cdot 300}$$

$$Ae \cdot Aw = 6,27 \text{ cm}^4$$

Núcleo escolhido:

E -55 (EE-Thornton)

$$Ae = 3,54 \text{ cm}^2$$

$$Aw = 2,50 \text{ cm}^2$$

Número de espiras:

Com a expressão (6.69) calcula-se o número de espiras:

$$N = \frac{253 \cdot 10^{-6} \cdot 12,5 \cdot 10^4}{0,3 \cdot 3,54}$$

$$N = 30 \text{ espiras}$$

Seis Condutores \Rightarrow 20 AWG

O entreferro é determinado pela expressão (6.70):

$$L_g = \frac{(30)^2 \cdot 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \cdot 3,54 \cdot 10^{-2}}{253 \cdot 10^{-6}}$$

$$L_g = 0,16 \text{ cm}$$

7.2.14- CÁLCULO DO NÚCLEO DO INDUTOR DE AJUDA À COMUTAÇÃO (L_r)

Sendo:

$$L_r = 38,4 \text{ uH}$$

e

$$IRMS \approx I_{pk} = 10,42 \text{ (A)}$$

Determina-se com a expressão (6.64):

$$Ae \cdot Aw = \frac{38,4 \cdot 10^{-6} \cdot I_{pk} \cdot IRMS \cdot 10^4}{0,7 \cdot 0,3 \cdot 300}$$

$$Ae \cdot Aw = 0,66 \text{ cm}^4$$

Núcleo escolhido:

E 45/15 (EE-Thornton)

$$A_e = 1,81 \text{ cm}^2$$

$$A_w = 1,57 \text{ cm}^2$$

O número de espiras pode ser obtido da expressão (6.65):

$$N = \frac{38,4 \cdot 10^{-6} \cdot 10,42 \cdot 10^4}{0,3 \cdot 1,81}$$

$$N = 10 \text{ espiras}$$

Nove condutores \Rightarrow 20 AWG

E o entreferro da expressão (6.66):

$$L_g = \frac{(10)^2 \cdot 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \cdot 1,81 \cdot 10^{-2}}{38,4 \cdot 10^{-6}}$$

$$L_g = 0,059 \text{ cm}$$

7.2.15- CÁLCULO DO NÚCLEO DO INDUTOR DE AJUDA À COMUTAÇÃO (L_a)

Com os valores

$$L_a = 690 \text{ uH}$$

$$I_{pk} = 3,6 \text{ (A)}$$

$$I_{rms} = 2,7 \text{ (A)}$$

Calcula-se com a expressão (6.64):

$$A_e \cdot A_w = \frac{690 \cdot 10^{-6} \cdot I_{pk} \cdot I_{RMS} \cdot 10^4}{0,7 \cdot 0,3 \cdot 300}$$

$$A_e \cdot A_w = 1,07 \text{ cm}^4$$

Núcleo escolhido:

E 42/15 (EE-Thornton)

$$A_e = 1,81 \text{ cm}^2$$

$$A_w = 1,57 \text{ cm}^2$$

O número de espiras é obtido pela expressão (6.65):

$$N = \frac{690 \cdot 10^{-6} \cdot 3,6 \cdot 10^4}{0,3 \cdot 1,81}$$

$$N = 46 \text{ espiras}$$

Dois condutores \Rightarrow 22 AWG

O entreferro é determinado pela expressão (6.66):

$$Lg = \frac{(46)^2 \cdot 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \cdot 1,81 \cdot 10^{-2}}{690 \cdot 10^{-6}}$$

$$Lg = 0,07 \text{ cm}$$

7.2.16- CÁLCULO DO NÚCLEO DO INDUTOR DE FILTRO DE SAÍDA:

Neste caso

$$I_{pk} \approx I_{RMS}$$

$$I_{pk} = \frac{I_o}{2} + \frac{\Delta I_o}{2}$$

Assumindo $\Delta I_o = 0,1 \cdot I_o$ Tem-se:

$$I_{pk} = 27,5 \text{ A}$$

Da expressão (6.64) obtém-se:

$$A_e \cdot A_w = \frac{90 \cdot 10^{-6} \cdot (27,5)^2 \cdot 10^4}{0,7 \cdot 0,3 \cdot 300}$$

$$A_e \cdot A_w = 10,4 \text{ cm}^4$$

Núcleo escolhido:

E-65/26 (EE - Thornton)

$$A_e = 5,32 \text{ cm}^2$$

$$A_w = 3,70 \text{ cm}^2$$

O número de espiras é fornecido pela expressão (6.65):

$$N = \frac{90 \cdot 10^{-6} \cdot 27,5 \cdot 10^4}{0,3 \cdot 5,32}$$

$$N \approx 16 \text{ espiras}$$

Bitola do fio:

20 condutores 21 AWG

O entreferro pode ser calculado pela expressão (6.66):

$$L_g = \frac{(16)^2 \cdot 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \cdot 5,32 \cdot 10^{-2}}{90 \cdot 10^{-6}}$$

$$L_g = 0,19 \text{ cm}$$

7.2.17- PONTE RETIFICADORA DE ENTRADA (D1-D6)

Como a frequência de chaveamento é elevada, serão utilizados diodos ultra-rápidos APT15D100 da "Advanced Power Technology", com os seguintes dados técnicos:

$$V_{RRM} = 1000 \text{ V}$$

$$I_{AVG} = 15 \text{ A}$$

7.2.18- DIODOS RETIFICADORES DE SAÍDA (D11-D14)

A interação do processo de recuperação reversa dos diodos retificadores de saída, com a indutância refletida ao secundário do transformador, provoca sobretensões e oscilações que geram perdas de chaveamento. Para reduzir estas perdas deve-se escolher diodos ultra-rápidos.

Assumindo uma tensão de grampeamento de 220 V e sendo a corrente média máxima de cada diodo igual a $I_o / 4 = 12,5 \text{ A}$, empregou-se diodos ultra-rápidos MUR 1530, os quais apresentam os seguintes dados técnicos:

$$I_{AVG} = 15 \text{ A}$$

$$I_{pk} = 30 \text{ A}$$

$$V_{RM} = 300 \text{ V}$$

$$t_{rr} = 60 \text{ ns}$$

7.2.19- INTERRUPTORES DE POTÊNCIA

Devido à elevada frequência de chaveamento do conversor serão empregados IGBTs.

Assim escolhe-se o modelo IRGBC40U da "International Rectifier", devido ao fato deste IGBT ser de alta tensão e por ter operação ultra rápida (>10 kHz).

O IGBT escolhido possui os seguintes dados técnicos:

$$V_{CEO} = 600 \text{ V}$$

$$I_c = 40 \text{ A}$$

$$V_{CE(sat)} = 3 \text{ V}$$

Para formar a chave bidirecional em corrente, será utilizado um diodo APT15D100 “ultra-fast” como diodo principal.

7.2.20- DETERMINAÇÃO DOS DISSIPADORES:

7.2.20.1 DISSIPADOR DOS IGBTs

A resistência térmica dos dissipadores é obtida pela equação (6.71):

$$R_{da} = \left(\frac{T_j - T_a}{P_{con_s} + P_{con_d} + \frac{W \cdot (1 + B_T \cdot T) \cdot I_c}{1 + 0.03 \cdot C} \cdot f_s} - R_{jc} - R_{cd} \right) \cdot \frac{1}{4}$$

Do catálogo para o IGBT “IRGBC40U” obtém-se:

$$R_{jc} = 0,77 \text{ } ^\circ\text{C} / \text{W}$$

$$R_{cd} = 0,5 \text{ } ^\circ\text{C} / \text{W}$$

$$T_a = 27 \text{ } ^\circ\text{C}$$

$$T_j = 100 \text{ } ^\circ\text{C}$$

$$E_{off_0} = 2,2 \cdot 10^{-3} \text{ J}$$

$$E_{off_1} = 3,0 \cdot 10^{-3} \text{ J}$$

$$T_1 = 80 \text{ } ^\circ\text{C}$$

$$V_{CE0} = 1,8 \text{ V}$$

$$I_{CN} = 50 \text{ A}$$

$$V_{CEN} = 4 \text{ V}$$

$$V_{FN} = 1,2 \text{ V}$$

$$V_{FO} = 1 \text{ V}$$

Com as equações 6.42 e 6.43 obtém-se:

$$W = 8,14 \cdot 10^{-5} \text{ J / A}$$

$$B_T = 0,005 \text{ (} ^\circ\text{C)}^{-1}$$

I_c pode ser obtido da equação (6.45) sendo: $I_c = 24,22 \text{ A}$

Com as equações (6.16) e (6.34) obtém-se as perdas de condução na chave:

$$P_{cond_s} = 5,813 \text{ W}$$

Com as equações (6.17) e (6.32) obtém-se as perdas de condução no diodo em antiparalelo:

$$P_{\text{con}_d} = 0,255 \text{ W}$$

As perdas de comutação com $C=80 \text{ nF}$ são:

$$P_{\text{com}} = 25,24 \text{ W}$$

Para $T = 80 \text{ }^\circ\text{C}$ obtém-se:

$$R_{\text{sa}} = 0,659$$

Tomando-se um dissipador P14 da SEMIKRON , pode-se calcular o seu comprimento através da expressão (6.72)

$$\text{Então:} \quad l = 14,4 \text{ cm}$$

7.2.20.2 DISSIPADOR DOS DIODOS RETIFICADORES DE SAÍDA

Os dissipadores dos diodos retificadores de saída são dimensionados pelas equações (6.10) e (6.12).

Tomando-se:

$$P_o = 3000 / 2 = 1500 \text{ W (por se ter dois transformadores em paralelo).}$$

$$V_F = 1 \text{ V}$$

$$I_{\text{mds}} = 12,5 \text{ A.}$$

$$\text{Tem-se:} \quad P_{\text{con}_{ds}} = 12,5 \text{ W}$$

Perda total considerando os dois diodos:

$$P_T = 2 \cdot 12,5 = 25 \text{ W}$$

$$R_{\text{da}} = \frac{T_j - T_a}{P_T} - R_{\text{jc}} - R_{\text{cd}} = \frac{120 - 27}{25} - 1,5 - 0,2$$

O dissipador deve ter uma resistência menor ou igual a:

$$R_{\text{da}} = 2,02 \text{ }^\circ\text{C / W}$$

Utiliza-se um dissipador K_p 1,4

$$\text{Com } l=100 \text{ mm}$$

$$R_{\text{da}}=1,4 \text{ }^\circ\text{C/w}$$

7.2.20.3 DISSIPADOR DOS DIODOS DA PONTE RETIFICADORA DE ENTRADA

Da Fig. 6.2 para $n=4,8$ obtém-se:

$$I_{med_d} = 3,33 \text{ A}$$

$$P_{cond} = 3,33 \text{ W}$$

A perda total considerando os seis diodos:

$$P_T = 6 \cdot 3,33 = 19,8 \text{ W}$$

Assim:
$$R_{da} = \frac{120 - 27}{19,8} - 1,5 - 0,2$$

O dissipador deve ter uma resistência menor ou igual a:

$$R_{da} = 3 \text{ } ^\circ\text{C/W}$$

Utiliza-se um dissipador Kp 1,6

Com $l=100 \text{ mm}$

$$R_{da} = 1,6 \text{ } ^\circ\text{C/w}$$

7.3 ESPECIFICAÇÃO DOS COMPONENTES A UTILIZAR NO CIRCUITO DE POTÊNCIA

A seguir apresenta-se um resumo dos componentes do circuito:

Quantidade	Descrição	Dados técnicos	Fabricante	Componente
3	capacitores de polipropileno	4 uF $V_n = 440 \text{ V}$	SIEMENS	CF
2	capacitores de polipropileno	40 uF $V_n = 440 \text{ V}$	ICOTRON	C5, C6
4	capacitores de polipropileno	82 nF	ICOTRON	C1 - C4
4	capacitores de polipropileno	22 nF	ICOTRON	C7 - C10
4	capacitores eletroliticos HFC	220 uF $V_n = 63 \text{ V}$	SIEMENS	Co
10	diodos ultrafast APT15D100	$I_o = 15 \text{ A}$ $V_{RRM} = 1000 \text{ V}$	ADVANCED POWER TECHNOLOGY	D1 - D10
4	diodos ultrafast MUR1530	$I_o = 15 \text{ A}$ $V_{RRM} = 300 \text{ V}$	MOTOROLA	D11-D14
4	diodos SK4G4/06	$I_o = 1,2 \text{ A}$ $V_{RRM} = 600 \text{ V}$		D15-D18
4	IGBT IRGBC40U	$V_{CES} = 600 \text{ v}$ $I_c = 40 \text{ A}$	INTERNATIONAL RECTIFIER	T1 -T4
4	resistências	22 kΩ 5 W		R1 - R4

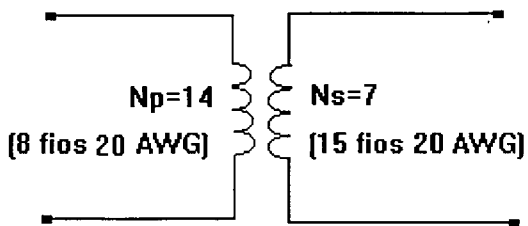
TRANSFORMADORES

Número núcleos	Núcleo EE-Thornton	Descrição	Espiras Primário	No. Fios Primário	Espiras Secundário	No. Fios Secundário
1 1	E-65/39 E-65/26	Transform. principal	14	8 Fios 20 AWG	7	16 Fios 20 AWG
1 1	E-65/26	Transform. com ponto central	24	8 Fios 24 AWG	$N_{sec_1}=5$ $N_{sec_2}=5$	35 Fios 24 AWG
1 1	E-65/39 E-65/26	Transform. com ponto central	24	8 Fios 24 AWG	$N_{sec_1}=5$ $N_{sec_2}=5$	35 Fios 24 AWG

INDUTORES

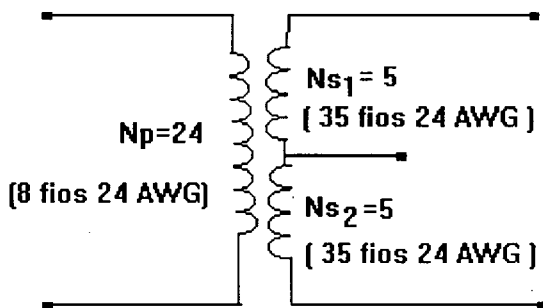
Número indutores	Núcleo EE-Thornton	Descrição	No. Espiras	No. Fios
3	E-65/26	Indutor de potência L_p	26	9 Fios 20 AWG
3	E-55	Filtro de entrada	30	6 Fios 20 AWG
1	E-42/15	L_r	10	9 Fios 20 AWG
1	E-30/14	L_a	70	1 Fio 22 AWG
2	E-65/26	Filtro de saída	16	20 Fios 21 AWG

Transformador principal:



[1 transformador]

Transformador com ponto central:



[2 transformadores]

7.4 RESULTADOS DE SIMULAÇÕES

As principais formas de onda geradas por simulação são mostradas nesta seção.

A Fig. 7.2 apresenta a forma de onda da tensão no primário do transformador principal (VAB).

Comparando com a forma de onda mostrada na Fig. 1.11, pode-se notar que não existe o intervalo onde o conversor permanece em roda livre ($V_{AB}=0$), isto é devido ao fato de se utilizar capacitores de valor elevado, em paralelo com as chaves da ponte completa.

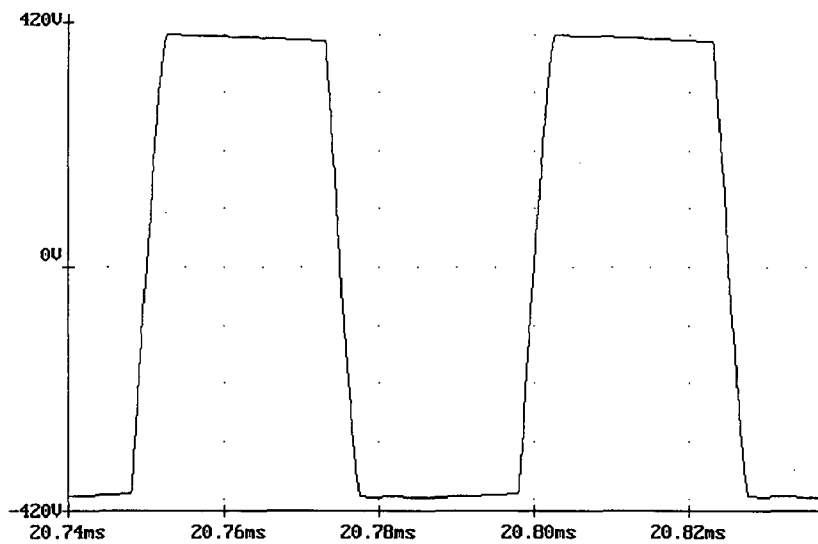


Fig. 7.2 - Detalhe da tensão no primário do transformador principal.

Na Fig. 7.3 apresenta-se a corrente no indutor de potência, onde podem ser observados que os picos de corrente seguem naturalmente a forma de onda senoidal da tensão de entrada.

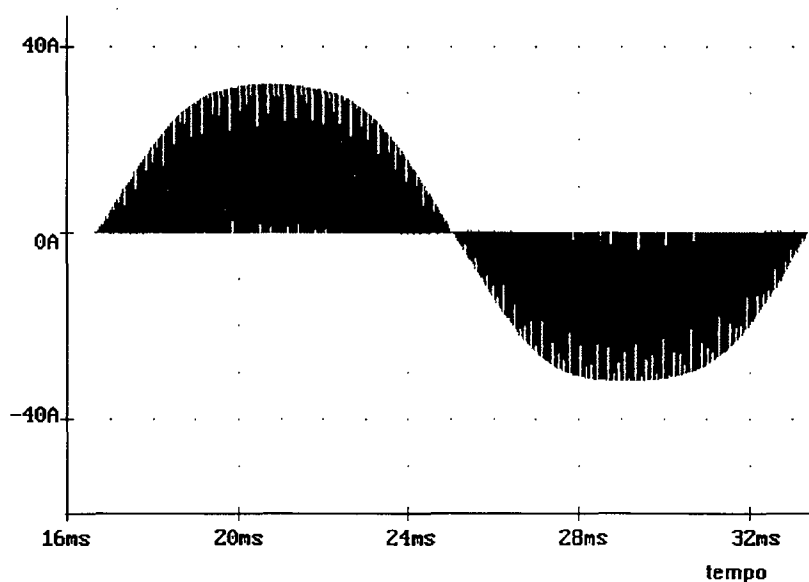


Fig. 7.3 - Corrente no indutor de potência.

No detalhe da corrente no indutor de potência (Fig. 7.4), são verificadas as etapas de funcionamento descritas no princípio do capítulo I, podendo-se observar o modo de condução descontínua da corrente no indutor de potência.

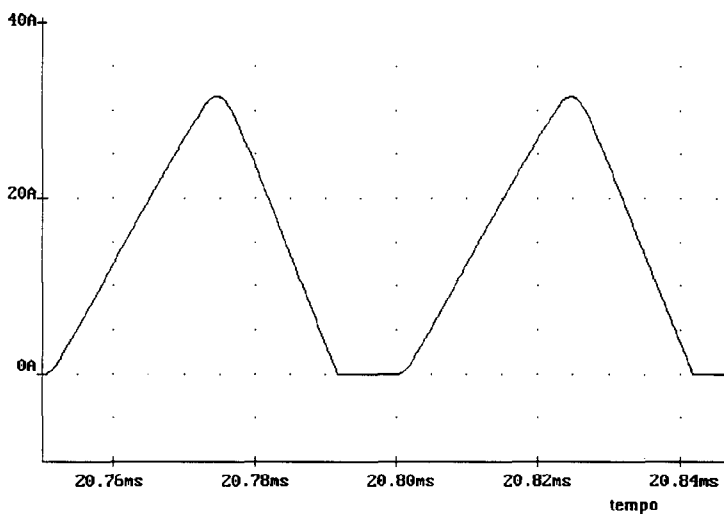


Fig. 7.4 - Detalhe da corrente no indutor de potência..

Na Fig. 7.5 são mostradas as formas de onda da tensão e da corrente na chave S1; como a chave simulada é ideal não é observada a corrente de cauda do IGBT.

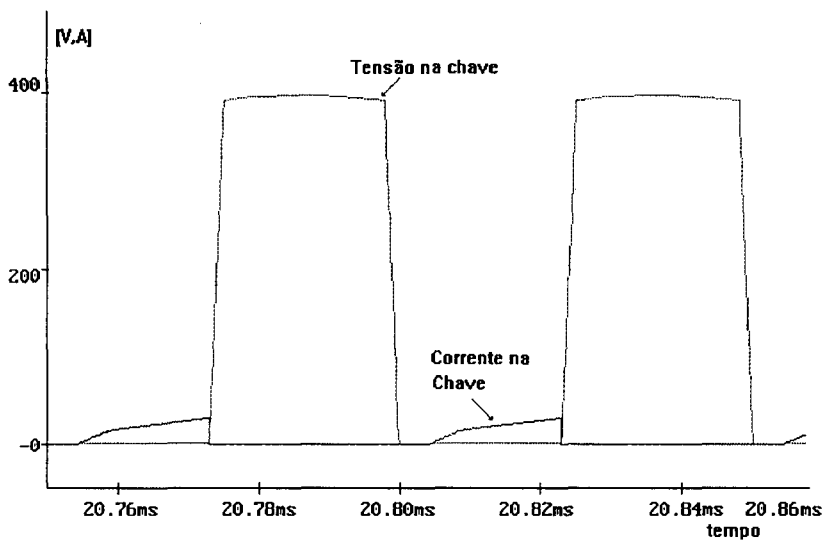


Fig. 7.5 - Detalhe da corrente e da tensão na chave.

Na Fig. 7.6, apresenta-se um detalhe da corrente no primário e secundário do transformador principal.

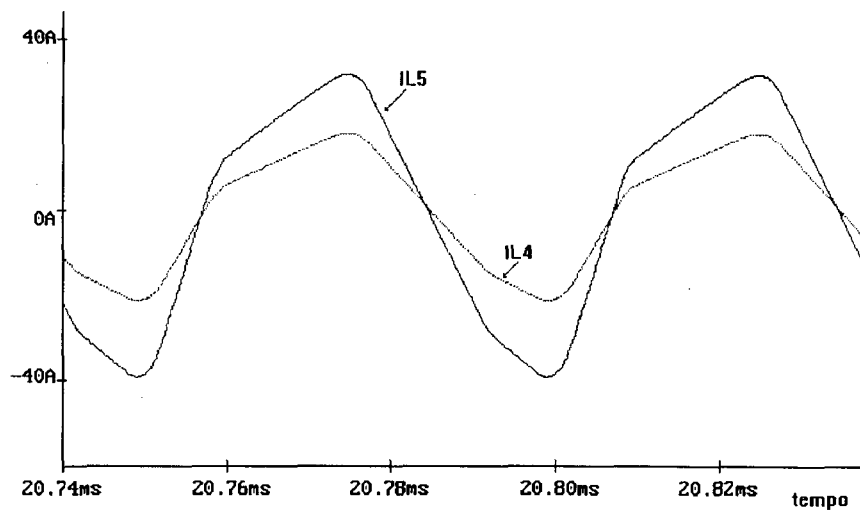


Fig. 7.6 - Detalhe da corrente no transformador principal.

Na Fig. 7.7 apresenta-se o resultado principal deste estudo, mostrando a tensão e corrente de entrada do conversor. Nesta figura consegue-se observar que o ângulo de fase é nulo, existe a ocorrência de uma quinta harmônica na corrente de entrada, tal como é mostrado na Fig. 7.8, a qual atinge um valor menor do que 4% , obtendo-se fator de potência praticamente unitário.

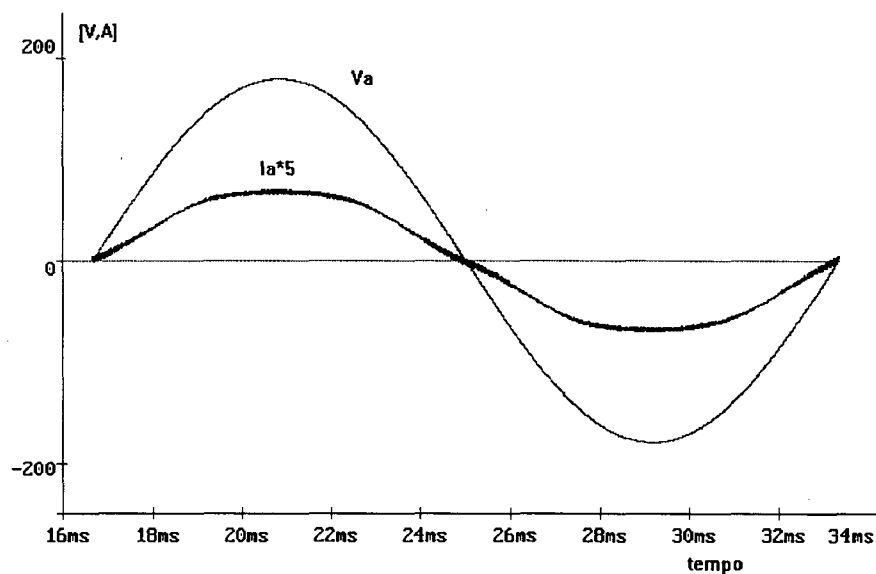


Fig. 7.7 - Tensão e corrente de entrada.

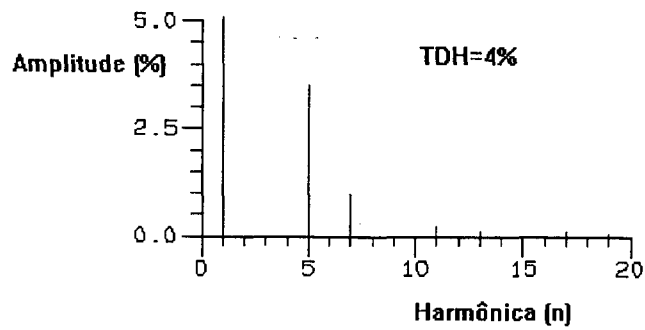


Fig. 7.8 - Espectro harmônico da corrente de entrada.

7.5 RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Com a finalidade de verificar os valores teóricos obtidos analiticamente e por simulação, foi construído um protótipo com as mesmas especificações mostradas no início deste capítulo.

Na Figura 7.9 mostra-se a forma de onda da corrente no indutor de potência para um período de rede, e na Fig. 7.10, para um período de chaveamento. Como pode ser observado os picos de corrente seguem naturalmente a forma de onda da tensão de entrada.

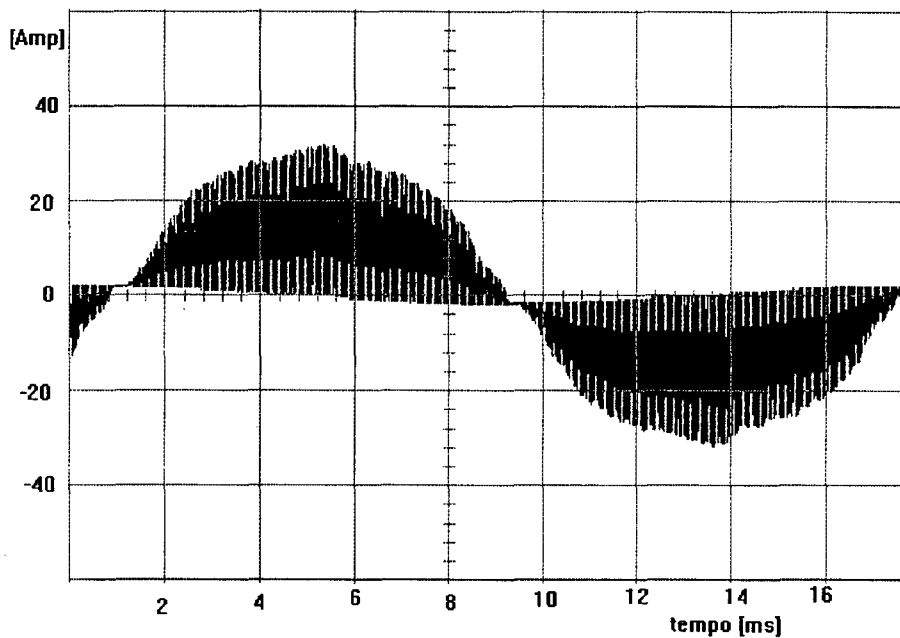


Fig. 7.9 - Corrente no indutor de potência.

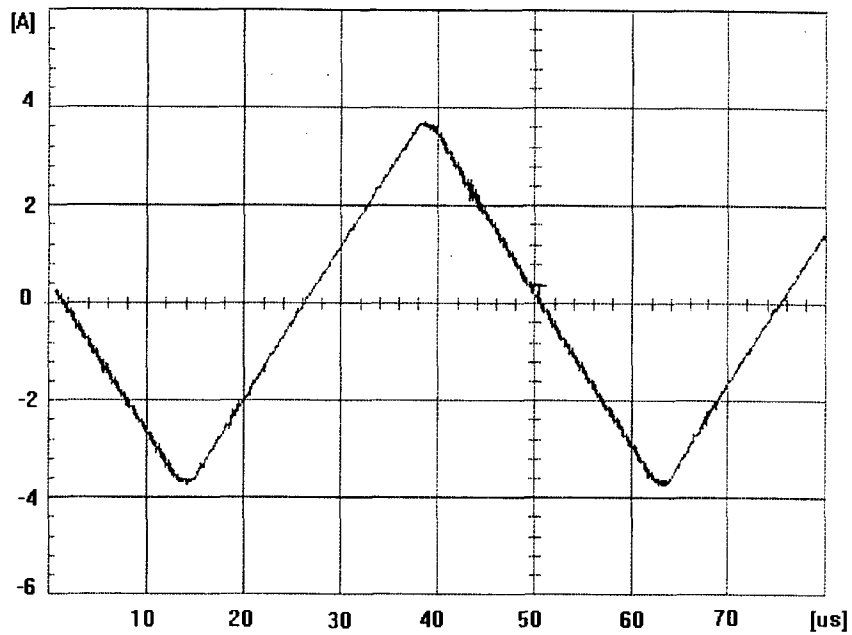


Fig. 7-12 Corrente no indutor de ajuda à comutação i_{La} .

A Fig. 7.13 apresenta a forma de onda da tensão no barramento CC, oscilando em torno de 400 V como especificado.

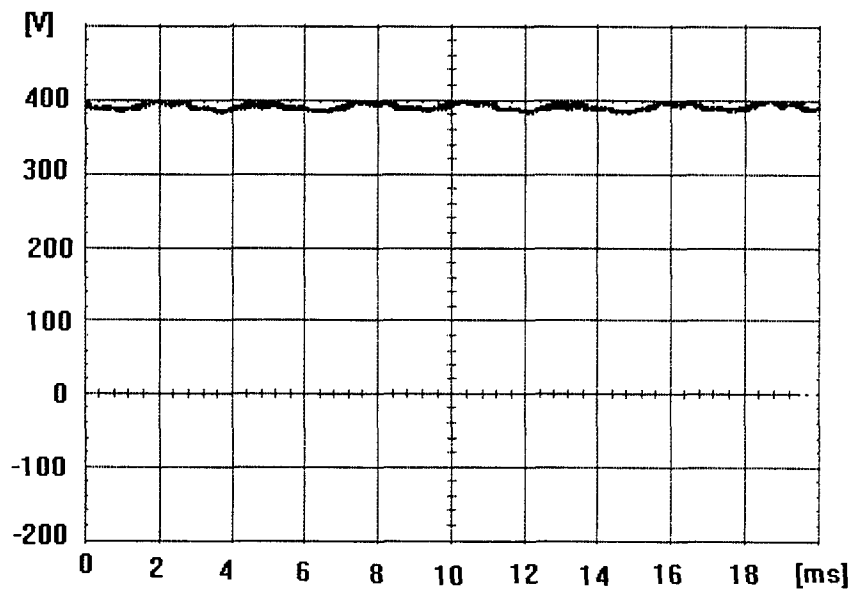


Fig. 7.13 Tensão no Barramento CC.

A Fig. 7.14 apresenta em detalhe a oscilação da tensão no barramento CC, onde percebe-se o “ripple” de aproximadamente 20 volts pico a pico.

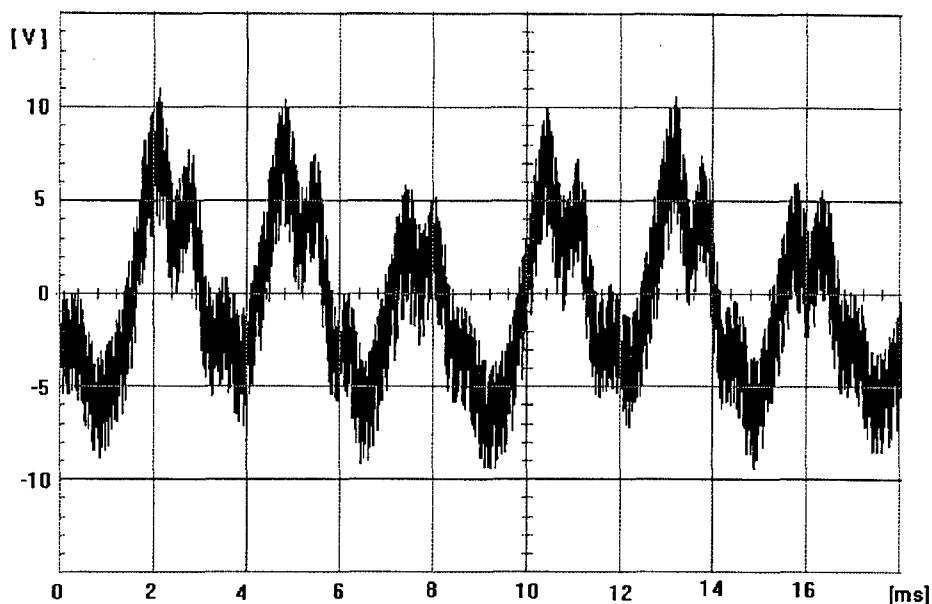


Fig. 7.14 Detalhe da tensão de barramento CC.

Na Fig. 7.15 são mostradas as formas de onda da tensão e corrente de entrada do conversor, onde pode ser observado que o deslocamento de fase, entre estas duas grandezas, é quase nulo, sendo então o $\cos\phi=1$.

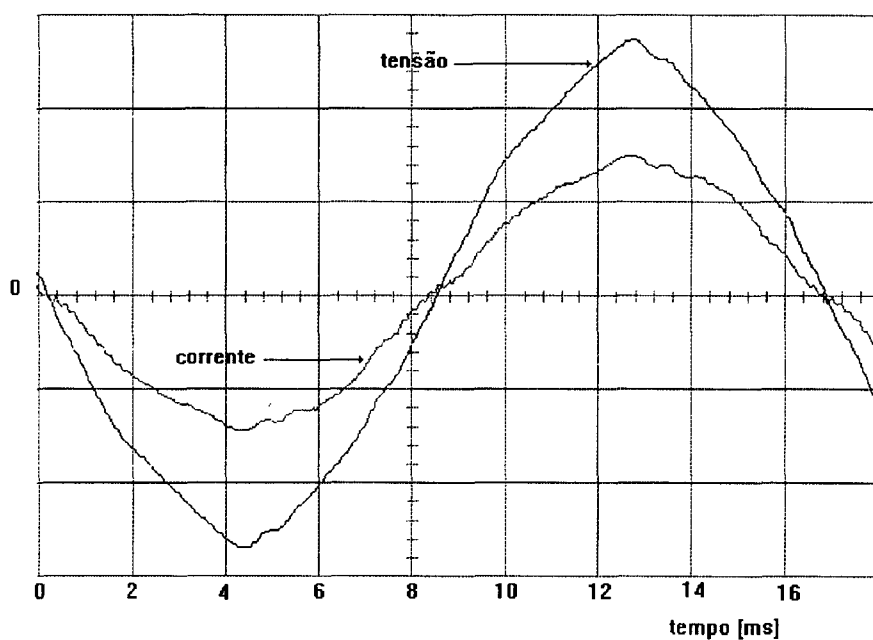


Fig. 7.15 Tensão (100V/div) e corrente (20 Amp/div) de entrada.

Na Fig. 7.16 mostra-se o espectro harmônico da corrente de entrada, o qual é de valor aproximadamente igual a 4%, sendo a componente de quinta harmônica a mais importante. Este valor não pode ser considerado definitivo, porque depende do conteúdo de harmônicas da tensão de

entrada. Assim sendo, o conteúdo harmônico da corrente é menor do que o indicado, obtendo-se um fator de potência quase unitário.

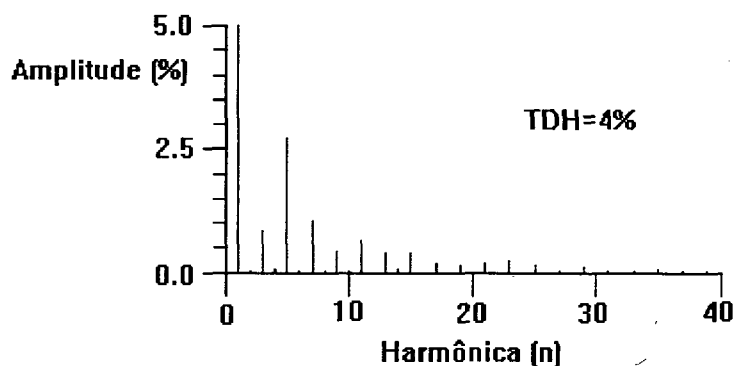


Fig. 7.16 - Espectro harmônico da corrente de entrada.

Na Fig. 7.17 mostra-se a variação da taxa de distorção harmônica do conversor, em função da potência de saída, para uma razão cíclica $D=0,4$. Obtendo-se uma TDH na ordem de 5% para toda a faixa de carga apresentada.

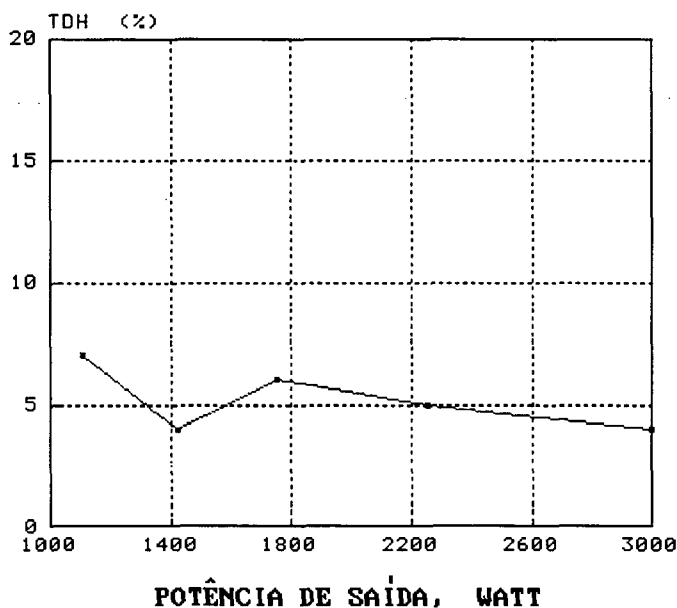


Fig. 7.17 Curva da TDH do conversor para razão cíclica $D=0,40$.

O fator de potência do conversor, mostrado na Fig. 7.18, pode ser considerado unitário, isto é devido ao fato de a corrente de entrada não apresentar deslocamento de fase, e a taxa de distorção harmônica ser muito baixa.

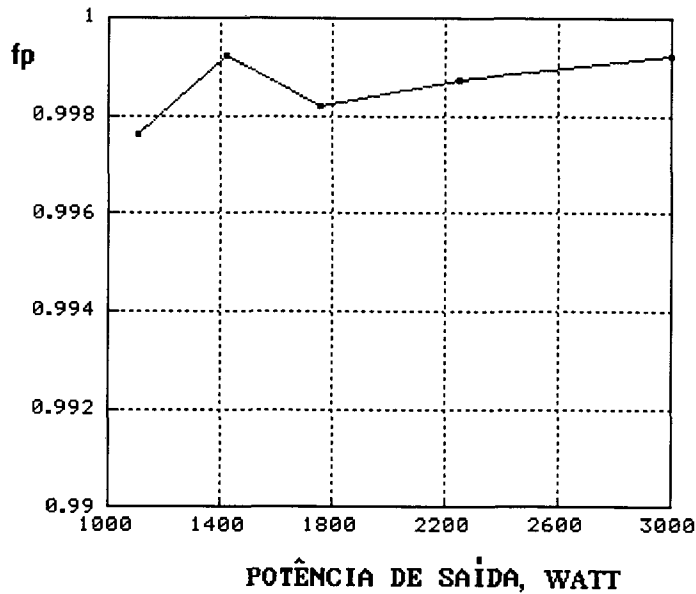


Fig. 7.18 Curva do f_p do conversor para $D=0,40$.

Na Fig. 7.19 apresenta-se a curva do rendimento do conversor, onde pode-se observar que a plena carga o conversor apresenta um rendimento de 90,3%.

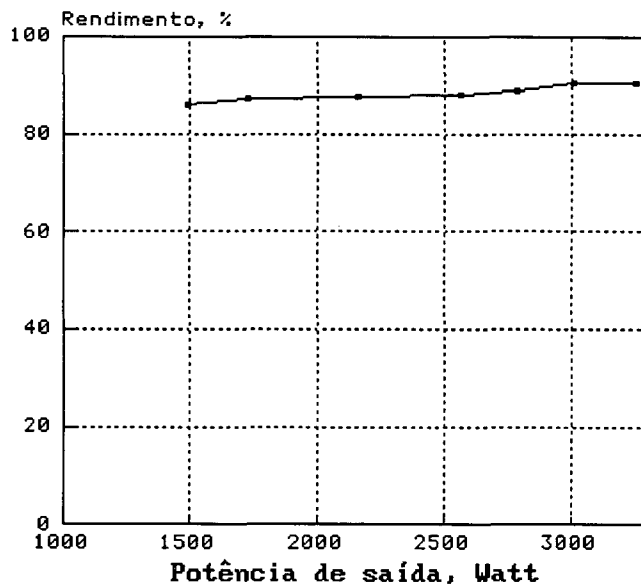


Fig. 7.19 Curva do rendimento do conversor.

As características de saída, obtidas experimentalmente, são mostradas na Fig. 7.20; as diferenças existentes entre as curvas teóricas e as experimentais, devem-se ao fato dos valores elevados das capacitâncias em paralelo com os IGBTs, que para fins de simplificação não foram levadas em consideração nos cálculos teóricos

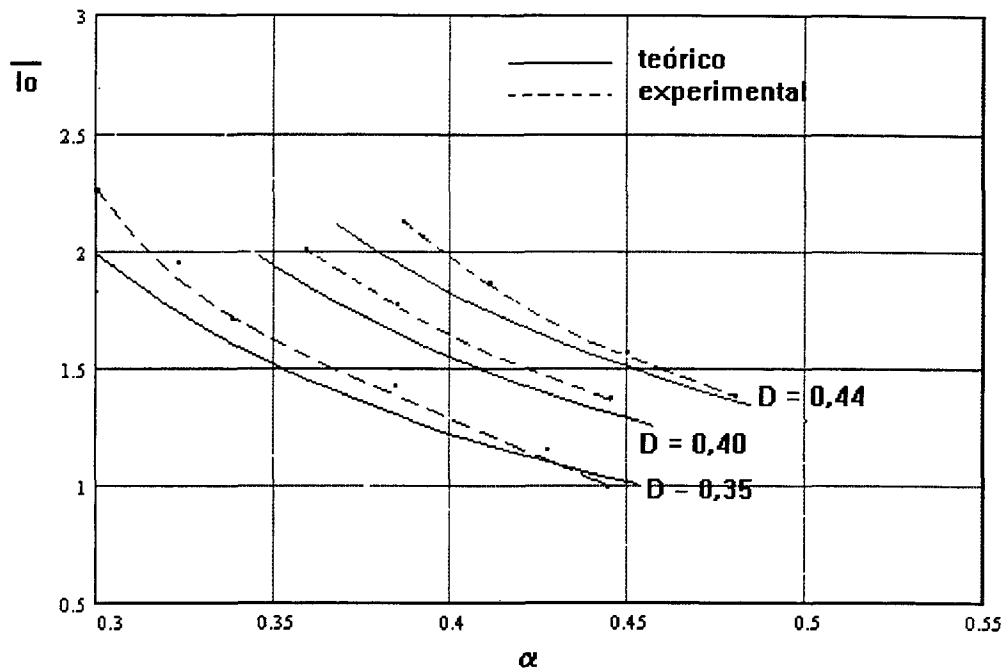


Fig. 7.20 Característica externa.

7.6 CONCLUSÕES

- Com base no estudo do protótipo de laboratório foi possível analisar as principais formas de onda do conversor, e conforme esperado, os resultados experimentais são muito próximos aos valores teóricos; as pequenas diferenças devem-se principalmente à presença dos elementos parasitas dos componentes e “layout” do conversor.
- A corrente de entrada segue naturalmente a tensão da rede de alimentação, e somente uma malha de controle foi utilizada para manter a tensão de saída constante.
- O fator de potência é maior do que 0,998 em toda a faixa de carga.
- O conversor apresenta um rendimento elevado, 90,3% a plena carga.

CONCLUSÕES GERAIS

Quando se trabalha com circuitos trifásicos, o equacionamento é bastante complexo, tornando-se muito difícil a obtenção de expressões analíticas. Neste trabalho, o problema é resolvido utilizando-se métodos computacionais, os quais permitem a obtenção de ábacos, que facilitam o cálculo dos parâmetros do conversor.

Foram deduzidas as equações fundamentais para a obtenção da característica externa e a tensão de barramento do conversor operando em condução descontínua. Tais equações juntamente com os ábacos obtidos, constituem-se em ferramentas úteis para análise e projeto de estruturas semelhantes.

O conversor apresenta em seu braço esquerdo comutação suave ZVS, não obstante seja necessário incluir-se no braço direito um circuito de ajuda à comutação para obter-se comutação suave dentro de uma ampla faixa de carga.

Para um funcionamento adequado do conversor, uma carga mínima deve ser prevista para que a tensão sobre as chaves não ultrapasse o valor máximo pré-estabelecido.

Para obter comutação suave ZVS, a configuração com indutor L_r em série com o primário do transformador de saída e o indutor L_a de ajuda à comutação apresenta-se como a melhor solução.

O modelo da chave PWM apresentado tornou-se uma ferramenta útil de análise e síntese de conversores PWM, na medida em que permitiu a substituição da célula de chaveamento por um circuito equivalente composto por elementos de circuito lineares, facilitando desta forma, o processo de análise.

O desempenho do conversor, associado aos controladores projetados, foi verificado por simulação, utilizando as funções de transferência obtidas com o modelo do conversor e as funções de transferência dos controladores.

Os picos de corrente no indutor principal seguem naturalmente a tensão de entrada, não existindo portanto a necessidade de inclusão de malha de corrente, tornando-se assim a parte de controle bastante simplificada.

A malha de controle deve ser lenta tal que efetue a correção dinâmica da tensão de saída, porém sem distorcer a forma de onda da corrente de entrada.

O compensador desenvolvido possui um bom comportamento, garantindo a estabilidade do conversor quando ocorre variações de carga.

Foi demonstrado que a relação de transformação, n , do transformador de saída deve ser maior que 3, pois um valor menor levaria o conversor a operar em condição contínua, apresentando como principal inconveniente a aparição de elevados picos na corrente de entrada.

Na medida que se aumenta o valor do capacitor em paralelo com a chave, obtém-se perdas de comutação menores, mas deve-se ter presente que o tempo morto, ou o tempo necessário para a comutação, aumenta, diminuindo a razão cíclica máxima de operação do conversor.

A tensão no barramento CC varia com a carga, portanto existe a necessidade de se prever uma carga mínima.

Para as condições especificadas do conversor, demonstrou-se que a frequência ótima de operação, que permite obter o volume mínimo do conversor, está na ordem dos 20 kHz.

O conversor apresenta fator de potência quase unitário, devido ao fato de não apresentar deslocamento de fase, entre a tensão e corrente de entrada, além de apresentar uma TDH $< 4\%$. Isto o torna uma ótima opção em aplicações a nível industrial, especialmente na área de fontes de alimentação para equipamentos de telecomunicações.

Com um único estágio de processamento de potência obtém-se correção do fator de potência com frequência constante.

Os resultados experimentais mostram que os objetivos deste trabalho foram alcançados.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] José G. Contreras "Conversor CA/CC, Trifásico, com Alto Fator de Potência, Frequência Fixa, Empregando um Único Estágio de Processamento de Potência", Dissertação de Mestrado, Universidade Federal de Santa Catarina, 1993
- [2] José G. Contreras and Ivo Barbi " A Three-Phase High Power Factor PWM-ZVS Power Supply With A Single Power Stage", PESC'94, Taipei / Taiwan pp. 356-362.
- [3] J. A. Sabaté, V. Vlatkovic, R. B. Ridley, F. C. Lee and B. Cho "Design Considerations for High-Voltage High-Power Full-Bridge Zero-Voltage-Switched PWM Converter", IEEE APEC'90 Proc. 1990 pp. 275-284.
- [4] Vlatko Vlatkovic, J. A. Sabaté, R. B. Ridley, F. C. Lee and B. H. Cho "Small-Signal Analysis of the Phase-Shifted PWM converter," IEEE Transactions on power Electronics vol 7 No 1 january 1992 pp. 128-135.
- [5] Guan-Chyun Hsich, Jung-Chien Li, Ming-Huci Liaw, Jia-Perng Wang, and Tsai-Fu Hung " A Study on Full-Bridge Zero-Voltage-Switched PWM Converter: Design and Experimentation", IEEE Transactions on Power Electronics, vol 7 1990.
- [6] Vorperian V. and Ridley, R. Seventh Annual Virginia Power Electronics Center Seminar - VPEC Seminar - Tutorials - Virginia/USA, 1989.
- [7] Souza A. F. Martins D. C. "Manual de Utilização do PROSCES, Programa de Simulação de Conversores Estáticos ", Publicação interna, UFSC. abril 1994.
- [8] Hector J. "DSN Un Logiciel de Traitement de Courbes, Manual de Referência do Programa DSN", INPT, França, 1992.
- [9] Muhammad H. Rashid "SPICE for Circuits and Electronics Using Pspice" PRENTICE-HALL, INC. 1990.
- [10] Abraham I. Pressman "Switching Power Supply Design", McGraw-Hill Inc. pp. 66.
- [11] Loveday H. Mweene and Chris A. Wright " A 1 KW, 500 kHz Front-End Converter for Distributed Power Supply System", APEC 1989, Baltimore / USA pp. 423- 432.
- [12] Manias S., Ziogas P.D. , Prasad, A. R. "Review of State of Art High Frequency PWM Switched-Mode Power Conversion Techniques", EPE 1987, Grenoble / France pp. 543-552.
- [13] Vlatko Vlatkovic, Dusan Borojevic, Xinfu Zhuang "Analysis and Design of a Zero-Voltage Switched, Three-Phase PWM Power Factor Correction", PESC 1992, Toledo / Spain pp. 1352-1360.
- [14] Prasad A. R., Ziogas P. D., Manias S. "An Active Power Factor Correction Tecnical for Three-Phase Diodes Rectifiers", IEEE PESC 1989, Milwaukee / USA pp. 58-66.

- [15] Vlatko Vlatkovic, Dusan Borojevic, Xinfu Zhuang and Fred C. Lee " Analysis and Design of a Zero-Voltage Switched, Three-Phase PWM Rectifier with Power Factor Correction Modeling Techniques and Tools", Volume II-A 1992 pp. 1352-1360.
- [16] Álvaro Ghedin. "Fontes Chaveadas com Entrada Trifásica, Alto Fator de Potência, Comutação Sob Tensão Nula, Empregando um Único Estágio de Processamento de Potência", UFSC, 1993, Dissertação de Mestrado.
- [17] R. G. Schieman and T. Khuwatsamrit "AC Line Current Variation On A Three-Phase PWM Drive With AC Line Impedance", IEEE Industry Applications Society Annual Meeting, 1990, Seattle / Washington pp. 1067-1072.
- [18] Ivo Barbi and Alexandre Ferrari de Souza "Correção de Fator de Potência de Fontes de Alimentação", UFSC - LAMEP, Florianópolis - SC julho 1993.
- [19] A. R. Prasad, P. D. Ziogas and S. Manias " A Novel Passive Waveshaping Method for Single-Phase Diode Rectifiers", IECON'90, California / USA pp. 1041-1050.
- [20] Katsuhiko Ogata "Engenharia de Controle Moderno", Editora Prentice/Hall do Brasil Ltda. 1982
- [21] Ivo Barbi "Projetos de Fontes Chaveadas", Publicação Interna UFSC - INEP, Florianópolis - SC 1989.
- [22] Keming Chen and Thomas A. Stuart "A 1.5 KW 200 kHz DC-DC Converter Optimized for IGBTs", High Frequency Power Conversion Conference, Toronto, Canada 1991, pp. 265-274
- [23] Brian J. M., E. William Beans and Thomas A. Stuart "A Estudy of Volume Vs. Frequency for Soft Switching Converters", IEEE PESC'92 Volume I-A Toledo / Spain pp. 625-632.
- [24] A. Kurnia, O. Stielau, G. Venkataramanan and D. Divan "Loss Mechanisms in IGBTs Under Zero Voltage Switching", IEEE PESC'92, Toledo / Spain pp. 1011-1017.
- [25] Alexander Kurnia, Hassan Cherradi and D. M. Divan "Impact of IGBT Behavior on Design Optimization of Soft Switching Inverter Topologies", IEEE Transactions on Industry Applications, Vol 31 No 2. 1995, pp. 280-286.
- [26] Hans Georg Langer "IGBTs in Full-Bridge DC to DC Converters Comparison of Topologies With Hart and Soft Switching", EPE, 1991, Volume I, Firenze / Italy pp. 562-567.
- [27] José G. Contreras and Ivo Barbi "Commutation Analysis of the IPÊ converter", COBEP'95 pp. 547-552 São Paulo, Brazil December 1995.
- [28] José G. Contreras and Ivo Barbi "Modeling and Control of a Three-Phase High Power PWM-ZVS Power Supply With a Single Power Stage" CIEP'96 pp. 149-154 Cuernavaca, Mexico October 1996.

APÊNDICE

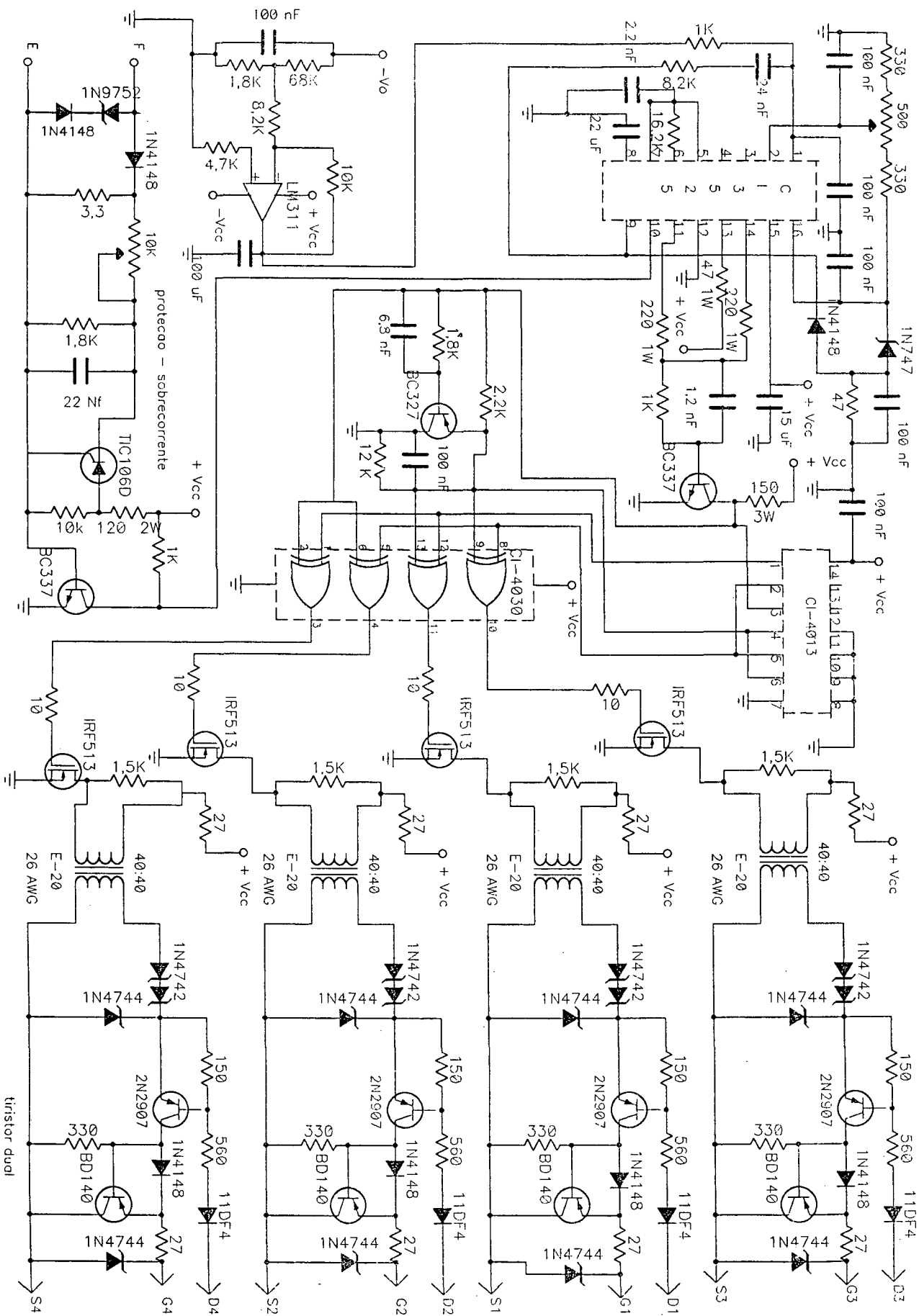
O esquema completo do controle do conversor é apresentado na Fig. A1.

O circuito integrado 3525A gera o sinal PWM. Outros dois circuitos integrados (CI-4013B Flip-Flop tipo D, e CI-4030 porta ou exclusivo) convertem o sinal de tensão PWM em quatro sinais com deslocamento de fase que comandam os IGBTs.

Os sinais de saída são isolados usando-se transformadores de pulsos, que alimentam o circuito que representa o princípio do tiristor dual. Na saída deste circuito tem-se os sinais de disparo dos IGBTs do circuito de potência.

Além da proteção do tiristor dual, também existe um circuito de proteção de sobrecorrente [21]. Este circuito permite que, caso ocorra um curto-circuito, o circuito de comando seja inibido. A reativação só é permitida após o desligamento e religamento do equipamento.

Fig. A1 - Esquema completo do controle do conversor.



transistor dual