

Wilson Komatsu

**CONVERSORES AUTO-COMUTADOS APLICADOS EM
DERIVAÇÕES DE SISTEMAS DE TRANSMISSÃO DE
CORRENTE CONTÍNUA E ALTA TENSÃO**

Tese apresentada à Escola Politécnica da
Universidade de São Paulo para obtenção do título
de Doutor em Engenharia.

São Paulo
1998

Wilson Komatsu

**CONVERSORES AUTO-COMUTADOS APLICADOS EM
DERIVAÇÕES DE SISTEMAS DE TRANSMISSÃO DE
CORRENTE CONTÍNUA E ALTA TENSÃO**

Tese apresentada à Escola Politécnica da
Universidade de São Paulo para obtenção do título
de Doutor em Engenharia.

Área de Concentração:
Sistemas de Potência

Orientador:
Walter Kaiser

São Paulo
1998

Komatsu, Wilson

Conversores auto-comutados aplicados em derivações de sistemas de transmissão de corrente contínua e alta tensão. São Paulo, 1998.

123p. + apêndices

Tese (Doutorado) - Escola Politécnica da Universidade de São Paulo. Departamento de Engenharia de Energia e Automação Elétricas.

1. Eletrônica de Potência 2. Sistemas de transmissão em corrente contínua e alta tensão (CCAT) I. Universidade de São Paulo. Escola Politécnica. Departamento de Engenharia de Energia e Automação Elétricas II. t

ERRATA

Obra: Conversores auto-comutados aplicados em derivações de sistemas de transmissão de corrente contínua e alta tensão (Tese de Doutorado - EPUSP - 1998)

Autor: Wilson Komatsu

Página	Linha	Onde se lê:	Leia-se:												
i	22 ^a	3.3 Equacionamento	3.3 Equacionamento												
ix	8 ^a	conveters	converters												
1	12 ^a	tecnologicamente trivial	tecnologicamente viável												
3	13 ^a	existe	existem												
9	4	A.1)	B.1)												
9	8 ^a	A mostra uma	B mostra uma												
15	Figura 3.1	I-ΔI	I												
16	Tabela 3.1, 2 ^a linha	<table border="1" style="margin: auto;"> <tr> <td>T1</td><td>T6</td><td>T4</td><td>T5</td><td>T3</td><td>T1</td> </tr> </table>	T1	T6	T4	T5	T3	T1	<table border="1" style="margin: auto;"> <tr> <td>T2</td><td>T6</td><td>T4</td><td>T5</td><td>T3</td><td>T1</td> </tr> </table>	T2	T6	T4	T5	T3	T1
T1	T6	T4	T5	T3	T1										
T2	T6	T4	T5	T3	T1										
16	Tabela 3.1, 2 ^a linha	<table border="1" style="margin: auto;"> <tr> <td>i_a</td><td>i_b</td><td>i_c</td> </tr> </table>	i _a	i _b	i _c	<table border="1" style="margin: auto;"> <tr> <td>i_c</td><td>i_b</td><td>i_a</td> </tr> </table>	i _c	i _b	i _a						
i _a	i _b	i _c													
i _c	i _b	i _a													
18	11 ^a e 12 ^a	as potências instantâneas	as médias instantâneas das potências												
19	antepenúltima	corrente de fase	da corrente de fase												
20	Fórmula 3.12	$\bar{i}_{\text{Capx}}(t) = k \cdot M \cdot I$	$\bar{i}_{\text{Capx}}(t) = k \cdot m_x(t) \cdot I$												
22	Fórmula 3.19	$\Delta V_{\text{capx}} = \frac{I(1 - m_x) \cdot m_x \cdot T}{\text{Cap}} \quad (3.19)$	$\Delta V_{\text{Capx}} = \frac{I \cdot (1 - m_x) \cdot m_x \cdot T}{\text{Cap}}$ para $0 < m_x < 1$ (3.19a) $\Delta V_{\text{Capx}} = \frac{I \cdot (1 + m_x) \cdot m_x \cdot T}{\text{Cap}}$ para $-1 < m_x < 0$ (3.19b)												
22	antepenúltima	Portanto, máxima	Portanto, a máxima												
25	1 ^a	Laplace, obtêm-se	Laplace, obtêm-se												
25	última	figura 3.14 obtêm-se	figura 3.14 obtêm-se												
26	18 ^a	FACTs são descritas	FACTS são descritas												
28	1 ^a	as correntes de um sistema	as tensões de fase de um sistema												
28	6 ^a	da grandeza v(t) através	de grandezas senoidais equilibradas através												
30	3 ^a	(3.22) obtêm-se as	(3.22) obtêm-se as												
32	7 ^a	de diagrama de um blocos	de diagrama de blocos												
34	1 ^a	significativamente a medida	significativamente à medida												
34	23 ^a	em um variável de saída	em uma variável de saída												
35	última	que primeira	que na primeira												
36	penúltima	da equação (4.6) obtêm-se	da equação (4.6) obtêm-se												

Página	Linha	Onde se lê:	Leia-se:
38	10 ^a	desta forma garantindo	desta forma, garantindo
39	2 ^a	nos três caso	nos três casos
39	3 ^a	o que atende o	o que atende ao
39	11 ^a	1993, (SHIRAHAMA et	1993), (SHIRAHAMA et
39	14 ^a e 15 ^a	de modulação em PWM	de PWM
41	11 ^a	vantagens	vantagem
43	Figura 4.10	Planta descoplada	Planta desacoplada
44	Figura 4.11	Planta descoplada	Planta desacoplada
45	1 ^a	devido a iteração	devido à iteração
45	4 ^a	admitindo se que a	admitindo-se que a
46	3 ^a	de baixa frequência	de baixa frequência.
46	9 ^a	uma fase é da pela	uma fase é dada pela
46	23 ^a	pulsadas $i_x(t)$, ($x=a,b,c$)	pulsadas $i_x(t)$, ($x=a,b,c$)
47	Fig. 4.14	da figura 4.14, ressaltando	da figura 4.13, ressaltando
48	7 ^a	modulação em PWM	modulação PWM
48	última	devido inserção de	devido à inserção de
49	antepenúltima	Qualquer	No entanto, qualquer
50	5 ^a	e que um	e que
54	6 ^a	asterisco obtêm-se	asterisco obtêm-se
55	13 ^a	relativas a disponibilidade	relativas à disponibilidade
55	14 ^a	aplicações, nas quais	aplicações nas quais
55	15 ^a	seria certamente mais econômica	seria mais econômica, não se levando em conta custos de transporte de combustível a localidades remotas
56	15 ^a	capacitor de filtro	capacitor de filtro e da tensão de fase
57	6 ^a	variáveis para o controlador. O Anexo D traz,	O Anexo D traz,
57	13 ^a e 14 ^a	(gráficos de Bode, LGRs, resposta a degrau)	(diagramas de Bode, LGRs, resposta ao degrau)
72	2 ^a	que podem atingir cerca de 100%	que no caso do controlador vetorial podem atingir cerca de 100%
75	antepenúltima	a corrente saída CA do o inversor	a corrente de saída CA do inversor
83	25 ^a	de modo o que a tensão	de modo que a tensão
83	26 ^a	igual a metade do	igual à metade do
122	penúltima	battery	battery
123	penúltima	superconducting a magnetic	superconducting magnetic

Dedico esta para o
Marquinho, que nem sabia
que o papai estava tão
enrolado :-).

AGRADECIMENTOS

Agradeço a ajuda constante do Prof. Dr. Walter Kaiser, amigo e orientador, e ao Prof. Dr. Lourenço Matakas Jr., co-orientador de fato, de cuja amizade também abusei muito.

Meus reconhecimentos pelo apoio humano e material fornecido pelo Departamento de Engenharia de Energia e Automação Elétricas da Escola Politécnica da Universidade de São Paulo, na pessoa de seu chefe, Prof. Dr. Luiz Cláudio Ribeiro Galvão.

Várias dúvidas no uso do sistema de simulação PSCAD/EMTDC™ foram solucionadas pelo pessoal do Manitoba HVDC Research Centre, Manitoba, Canadá. Agradeço a eles e em particular ao Dr. Rohita Jayasinghe.

Agradeço ao Eng. Edward Alexander Colin Lourenço, pela sua ajuda nas simulações do Anexo B, e por suas perguntas desconcertantes.

No “front” familiar, agradeço pelo apoio de minha esposa, Suzana, e a ajuda fora de hora de minha mãe, Yoshiko.

Meus agradecimentos a todos, que de todas as formas, contribuíram para a finalização deste trabalho.

SUMÁRIO

Lista de abreviaturas.....	iv
Lista de símbolos.....	v
Resumo.....	viii
“Abstract”.....	ix
1 INTRODUÇÃO.....	1
2 DERIVAÇÕES EM SISTEMAS DE CORRENTE CONTÍNUA.....	3
2.1 Alternativas para derivação.....	3
2.2 Topologias de conversores aplicáveis para derivação.....	6
2.2.1 Conversores com comutação natural.....	7
2.2.2 Conversores com comutação forçada.....	8
2.2.3 Conversores auto-comutados.....	11
2.2.3.1 Revisão sobre as chaves eletrônicas.....	11
2.2.3.2 Topologia básica para conversores auto-comutados.....	12
2.2.3.3 Sistemas multi-conversores.....	13
2.3 Definição da estrutura da derivação.....	13
2.3.1 Caracterização da aplicação.....	13
2.3.2 Caracterização do conversor.....	14
3 MODELAMENTO DO CONVERSOR.....	15
3.1 Configuração geral.....	15
3.2 Circuito equivalente.....	16
3.3 Equacionamento para o conversor operando em regime permanente.....	17
3.3.1 Determinação de tensões, correntes e potência no conversor.....	18
3.3.2 Determinação da capacitância do filtro.....	19
3.3.3 Determinação da ondulação de tensão no capacitor de filtro.....	20
3.4 Modelamento dinâmico do conversor.....	23
3.4.1 Representação do conversor no sistema de coordenadas trifásico estático.....	24

3.4.2	Representação do conversor no sistema de coordenadas bifásico girante.....	26
3.4.2.1	Transformação de coordenadas $(\vec{a}, \vec{b}, \vec{c}) - (\vec{d}, \vec{q})$	27
3.4.2.2	Equações para o conversor no sistema de coordenadas (\vec{d}, \vec{q})	29
4	ESTRATÉGIAS DE CONTROLE DE TENSÃO NA CARGA.....	32
4.1	Estrutura do sistema de controle do conversor no sistema de coordenadas trifásico estático.....	32
4.1.1	Princípio da estratégia de controle “deadbeat”.....	33
4.1.1.1	Definições.....	33
4.1.2	Filosofia “deadbeat” aplicada ao conversor.....	34
4.1.3	Requisitos da modulação PWM para utilização do controle tipo “deadbeat”.....	38
4.1.4	Projeto do controlador “deadbeat”.....	40
4.2	Controlador vetorial.....	41
4.2.1	Características do controle vetorial.....	41
4.2.2	Desacoplamento dos sinais de controle.....	41
4.2.3	Estrutura do controlador.....	43
4.2.4	Fenômeno de múltiplos chaveamentos devido a iteração do bloco PWM com o controlador.....	45
4.2.5	Escolha dos controladores e dos filtros de sinal.....	48
4.2.6	Projeto do filtro e controlador.....	54
5	SIMULAÇÃO.....	55
5.1	Definição dos parâmetros do sistema.....	55
5.1.1	Cálculo dos parâmetros do sistema.....	56
5.2	PSCAD/EMTDC™ como ferramenta de simulação.....	57
5.3	Definição dos casos de simulação.....	59
5.4	Resultados.....	61
5.5	Simulação de um caso utilizando sistema multi-conversor.....	75
5.5.1	Determinação da ondulação de tensão na carga de um sistema multi-conversor...75	
5.5.2	Resultados de simulação de um multi-conversor.....	78

6 CONSIDERAÇÕES FINAIS.....	83
ANEXO A - CONVERSORES COMUTADOS PELA LINHA DE CORRENTE ALTERNADA - REVISÃO.....	85
ANEXO B - EXEMPLO DE APLICAÇÃO DA UTILIZAÇÃO DE CAPACITORES EM SÉRIE EM UM CONVERSOR COMUTADO PELA LINHA.....	92
ANEXO C - ESTRATÉGIA DE MODULAÇÃO PWM.....	97
ANEXO D - ESQUEMAS ELÉTRICOS E LÓGICOS DOS SISTEMAS IMPLEMENTADOS NO PSCAD/EMTDC™.....	102
REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS.....	118
APÊNDICE 1 - FORMAS DE ONDA DE SIMULAÇÕES	

Lista de abreviaturas

CA	- corrente alternada
CC	- corrente contínua
CCAT	- corrente contínua e alta tensão
HVDC	- “high voltage direct current”
GTO	- “gate turn-off thyristor”
IGBT	- “insulated gate bipolar transistor”
MCT	- “MOS controlled thyristor”
SIT	- “static induction thyristor”
p.u.	- por unidade
PWM	- “pulse width modulation”
FACTS	- “flexible AC transmission systems”
FFT	- “fast Fourier transform”
GUI	- “graphical user interface”
THD	- “total harmonic distortion”
LGR	- método do lugar geométrico das raízes

Lista de símbolos

I	- corrente no lado CC (valor médio)
E	- tensão no lado CC (valor médio)
E_0	- tensão em vazio no lado CC (valor médio)
E_b	- tensão de base
V_m	- tensão máxima (de pico) de fase no lado CA
$e(\theta)$	- tensão instantânea no ângulo elétrico θ , no lado CA
$e(t)$	- tensão instantânea no instante t , no lado CC
e_a, e_b, e_c	- tensões de fase dos geradores de um sistema CA
$v(t)$	- tensão instantânea CA
v_a, v_b, v_c	- tensões de fase do lado CA, usualmente da carga
V_{Ca}, V_{Cb}, V_{Cc}	- tensões de fase do lado CA, usualmente da carga
i_a, i_b, i_c	- correntes de linha no lado CA dos geradores ou do inversor
I_a, I_b, I_c	- correntes de linha dos geradores de um sistema CA
$i_{Capa}, i_{Capb}, i_{Capc}$	- correntes nos capacitores de filtro
i_{Ca}, i_{Cb}, i_{Cc}	- correntes de linha da carga
I_s	- corrente de curto-circuito entre duas fases
I_b	- corrente de base
m	- índice de modulação
M	- valor de pico (por fase) do índice de modulação
P	- potência ativa
p	- potência instantânea
S	- potência aparente
Q	- potência reativa
S_{CA}	- potência de curto-circuito do lado CA
L_c	- indutância por fase dos geradores de um sistema CA (indutância de comutação)
X_c	- reatância por fase dos geradores de um sistema CA (reatância de comutação)
R_c	- resistência por fase dos geradores de um sistema CA (resistência de comutação)

Cap	- capacitor
C	- conversor
Z	- impedância de carga no lado CA
z	- adimensional representando impedância em relação a uma base (p.u.)
z_C	- zero da função de transferência do controlador PI
R_{curto}	- relação de curto-circuito
k	- adimensional menor ou igual à unidade
K_P	- ganho proporcional do controlador
K_I	- ganho integral do controlador
j	- número de níveis de corrente na saída CA de um conversor.
ΔV	- queda de tensão devido à reatância de comutação
f	- frequência dos geradores CA
f_s	- frequência de chaveamento
f_b	- frequência de corte do filtro Butterworth
ω	- frequência angular dos geradores CA
ω_s	- frequência angular de chaveamento
ω_b	- frequência angular de corte do filtro Butterworth
ξ	- coeficiente de amortecimento
α	- ângulo de disparo (também chamado de ângulo de atraso do tiristor)
α	- eixo do sistema de coordenadas $\alpha\beta$
β	- eixo do sistema de coordenadas $\alpha\beta$
μ	- ângulo de comutação entre tiristores
γ	- ângulo de extinção (também chamado de ângulo de avanço do tiristor)
θ	- ângulo elétrico
ϕ	- ângulo de defasagem entre tensão CA e fundamental da corrente CA
ϕ	- fase
φ	- fase (ângulo elétrico) de uma carga genérica do lado CA
T_s	- período da portadora de PWM
Δt	- intervalo de amostragem
N	- número de conversores em um sistema multi-conversor
τ	- período de condução (período ativo) em um período T_s

τ_N	- período de condução (período ativo) em um período T_s/N
D	- razão cíclica, ciclo de trabalho, ou “duty-cycle”
δ_N	- razão cíclica local em sistema multi-conversor
λ	- defasagem entre portadoras de PWM em um sistema multi-conversor
t	- tempo (instante t ou em uma função dependente do tempo f(t))

os índices representam:

a, b, c	- fases a, b, c
c	- comutação
C	- controlador
conv	- conversor
mconv	- multi-conversor
c	- carga
x	- fase x (fase genérica)
G	- Gerador
R	- saída do retificador, lado do retificador
m	- máximo
max	- máximo
min	- mínimo
CC	- corrente contínua
CA	- corrente alternada
curto	- curto-circuito
cap	- capacitor
1	- primeiro harmônico (fundamental)
T	- transposta (para matrizes)
s	- chaveamento
\bar{y}	- valor médio instantâneo de uma grandeza y
\tilde{y}	- componente oscilatória de uma grandeza y
\hat{y}	- grandeza complexa y
\vec{y}	- grandeza vetorial y
y(t)	- valor instantâneo de uma grandeza y
Y(s)	- transformada de Laplace de uma grandeza y(t)

RESUMO

Conversores do tipo fonte de corrente têm como principal aplicação sistemas de transmissão em corrente contínua e alta tensão (CCAT). Atualmente são usados os conversores comutados pela linha, em modo de retificador e de inversor. Como a comutação pela linha necessita de potência reativa, tais inversores são inviáveis para alimentar redes sem geração local (localidades isoladas) ou mesmo sistemas com baixa potência de curto-circuito. Assim há necessidade de conversores com capacidade de desligamento independente de suas chaves. Isto pode se obtido por:

- comutação forçada de suas chaves, quando se empregam tiristores convencionais;
- auto-comutação, quando se usam chaves eletrônicas totalmente controláveis como GTOs, IGBTs etc.

Tais conversores têm aplicações em derivações ("taps") de linhas CCAT e conversores para armazenamento de energia em bobinas supercondutoras, que têm característica de fonte de corrente.

É feita uma revisão de conversores comutados pela linha para se padronizar a notação e ressaltar suas limitações. Uma descrição de alternativas para derivações em sistemas CCAT é realizada, sendo neste trabalho adotada a solução com conversores auto-comutados em derivação série. São analisados dois tipos de controladores para tais conversores, o controlador "deadbeat" e o controlador vetorial, sendo seus desempenhos avaliados através de um programa de simulação digital.

As soluções apresentadas têm como limitantes a frequência de chaveamento (centenas de Hz) e a ondulação de tensão do lado de corrente alternada (CA). A primeira limitante tem caráter tecnológico, com solução satisfatória a médio prazo. A segunda limitante, bem como a primeira, tem solução com configurações de multi-conversores, cujas análises e simulações são apresentadas neste trabalho.

ABSTRACT

Current-source converters are mainly applied in high voltage direct current (HVDC) transmission systems. Line commutated converters are adopted, in rectifier and inverter modes. As line commutation needs reactive power, such converters are unfeasible for feeding isolated loads (with no local generation), as well as systems with low short-circuit power. Converters with independent switching control are needed. It can be obtained by using:

- forced-commutation schemes for converters with conventional thyristors;
- converters with self-commutated electronic switches (GTOs, IGBTs etc.).

Typical uses for these converters could be HVDC line taps and superconducting inductors for energy storage, both with current source characteristics.

A revision of line commutated converters is done, in order to standardize the notations, as well as to show such converters' limitations. A survey on alternatives for HVDC systems taps is done, and the self-commutated converter with series tap is adopted for analysis in this work. Two types of controllers for this converter are analysed, the dead-beat controller and the vector controller. System performance for both controllers is measured by a digital simulation software.

The solutions presented here are limited by the switching frequency (hundreds of Hz) and voltage ripple at the alternating current (AC) side. The first limitation has technological characteristic, with satisfactory solution at mid term. The second limitation, as well as the first, has solution employing multiconverter configurations, for which analysis and simulation are presented in this work.

1. INTRODUÇÃO

São apresentados a motivação do trabalho, objetivos e métodos. É feita uma breve descrição sobre os conteúdos dos capítulos.

No Brasil os recursos hidroelétricos ainda não explorados, como por exemplo a Bacia Amazônica, estão localizados a grandes distâncias dos centros consumidores. A transmissão de grandes blocos de energia elétrica em CC torna-se uma alternativa interessante para distâncias superiores a 700 km, devido ao custo da linha de transmissão e dos problemas de estabilidade em linhas CA muito longas (KIMBARK, 1971), (PADIYAR, 1991). As linhas de transmissão em geral cruzam territórios com localidades isoladas, não atendidas pela rede de energia elétrica ou com geração termelétrica local (diesel). O fornecimento de energia a estas localidades, com as implicações sociais e econômicas à população, é tecnologicamente trivial no caso de linhas em CA, pois envolveria a construção de uma subestação abaixadora convencional, com tecnologia amplamente dominada. Para sistemas de transmissão em CC torna-se necessário um conversor estático para transformar a corrente do elo CC em uma tensão trifásica de distribuição, prover isolamento elétrico em relação à linha e capacidade de proteção/desligamento em caso de falhas.

Este trabalho visa a escolha, análise, modelamento e simulação computacional de conversores para aplicação em derivações ("taps") de linhas de transmissão em corrente contínua e alta tensão (CCAT ou HVDC - "high voltage direct current"), portanto do tipo fonte de corrente, e alimentando carga isolada (sem geração local).

Os resultados deste estudo podem ser aplicados em sistemas onde a alimentação pode ser modelada como uma fonte de corrente, ou seja, em sistemas de armazenamento de energia através de bobinas supercondutoras (ZHANG; OOI, 1993), (SHIRAHAMA et al., 1994) ou em acionamentos de máquinas de médio e grande porte (HOLTZ et al., 1996).

No modelamento e simulação do conversor escolhido, duas ferramentas computacionais são aplicadas: o MATLAB (THE MATH WORKS INC., s.d.) e o conjunto PSCAD(v.2.0)/EMTDC(v.3.0) (MANITOBA HVDC RESEARCH CENTRE, 1994).

No capítulo 2 é feita uma revisão da literatura a respeito de derivações em sistemas de CCAT. São citadas as alternativas de topologias descritas e feita uma análise crítica. Com esses subsídios é escolhida a configuração abordada no trabalho.

No capítulo 3 é realizado um modelamento do conversor escolhido no capítulo anterior. Este modelamento é realizado para regime permanente e para condições dinâmicas visando simulação computacional, dimensionamento de componentes, e definição de estratégias de controle para o sistema.

No capítulo 4, a partir do modelamento do conjunto realizado no capítulo anterior, são propostas estratégias de controle para o sistema, enfocando o controle da tensão alternada (CA) na carga. São levantados subsídios para o projeto dos controladores.

No capítulo 5 são especificadas as características do sistema, calculados os parâmetros da derivação e definidos os casos para simulação computacional. Os resultados obtidos são comentados e comparados.

No capítulo 6 são feitas as considerações finais sobre o trabalho e resultados obtidos e propostas sugestões para trabalhos futuros.

2. DERIVAÇÕES EM SISTEMAS DE CORRENTE CONTÍNUA

Neste capítulo é feita uma revisão da literatura a respeito de derivações (“taps”) em sistemas CCAT. A partir desta análise é feita a escolha da configuração e da topologia abordadas no trabalho.

A derivação (“tap”) pode ser definida como conexão em série ou em paralelo à linha principal de um elo de CCAT. A diferenciação entre uma derivação (BOWLES et al., 1981), (EKSTRÖM; LAMELL, 1991) e um terminal de um sistema CCAT multi-terminal (REEVE, 1980), (LONG et al, 1990) pode ser caracterizada por:

- a) um terminal de um sistema CCAT multi-terminal é integrado ao controle do sistema, ao passo que o controle de uma derivação é realizado independentemente;
- b) a condição acima é viável visto que a potência drenada ou fornecida pela derivação é uma fração da potência total do sistema CCAT.

Existem sistemas multi-terminais que não têm controle integrado de todos os seus terminais. Um exemplo é dado por (BOWLES, 1981), que propõe um sistema multiterminal em que os terminais retificadores são implementados com diodos. Neste caso a diferenciação de um “tap” deve ser feita pela potência absorvida pelo receptor. Há também um problema de nomenclatura na literatura, pois vários autores usam a palavra “tap” para descrever qualquer ligação intermediária entre dois extremos de um sistema, independentemente da potência drenada na ligação intermediária. Por exemplo, (COLLET BILLON et al., 1989) descrevem a ligação Sardenha-Córsega-Itália (SACOI) e consideram como um ‘tap’ a conexão com a ilha da Sardenha. Esta absorve 50 MW dos totais 200 MW nominais do sistema e tem controle interligado. Neste trabalho adota-se a definição de “tap” ou derivação caracterizada nos itens a) e b) acima.

2.1 Alternativas para derivação

Em sistemas CCAT convencionais (ou seja, com o lado CC modelado como fonte de corrente), a corrente de derivação pode ser obtida através de sistemas conectados em paralelo ou em série (BAHRMAN et al., 1995) (figuras 2.1 e 2.2) com a linha principal.

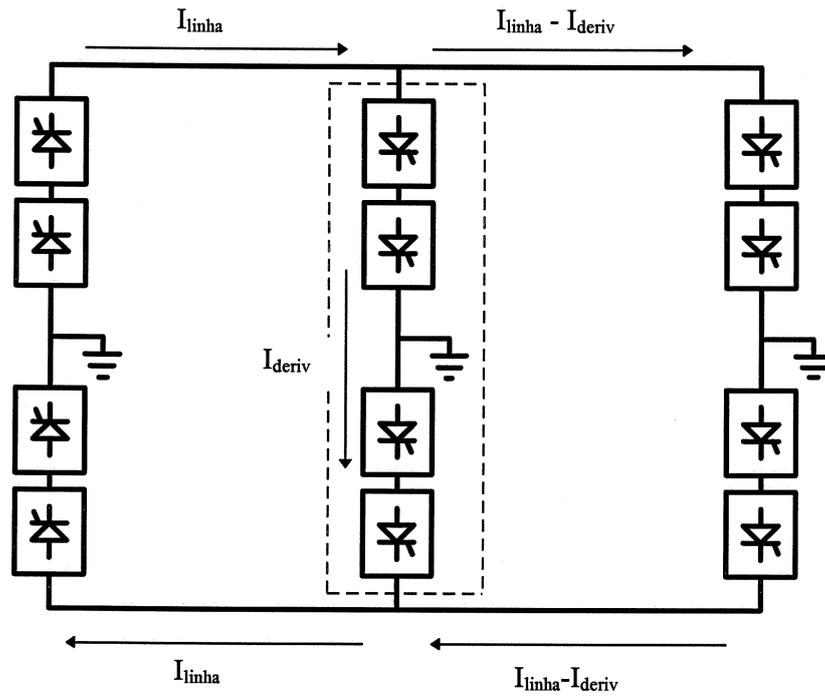


Fig. 2.1.: Linha de transmissão em corrente contínua bipolar com derivação paralela. Cada bloco com o símbolo do tiristor representa uma ponte de Graetz. Vide figura A.1 do Anexo A.

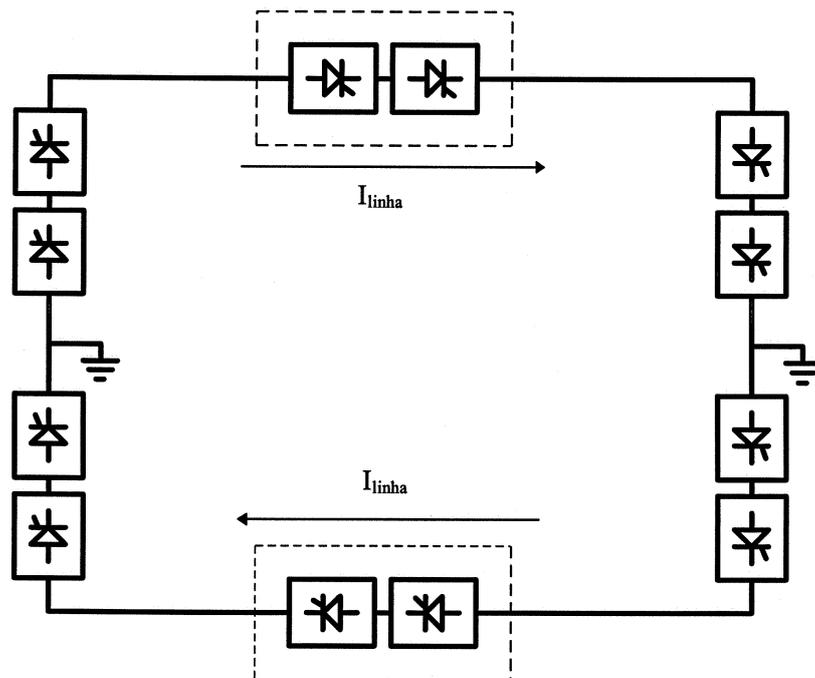


Fig.2.2.: Linha de transmissão em corrente contínua bipolar com derivações série. Cada bloco com o símbolo do tiristor representa uma ponte de Graetz. Vide figura A.1 do Anexo A.

Embora todos os sistemas CCAT atualmente existentes sejam do tipo fonte de corrente, a literatura cita autores que propõem sistemas tipo fonte de tensão (KIMURA, 1990), (YAMADA et al., 1990), (OOI et al., 1990), (FUNAKI et al., 1994). A tabela 2.1 sumariza uma comparação entre os dois tipos:

Tabela 2.1 - Comparação entre sistemas CCAT do tipo fonte de corrente e fonte de tensão (apud (KIMURA, 1990), (YAMADA et al., 1990), (OOI et al., 1990), (FUNAKI et al., 1994)).

Sistema CCAT tipo	Fonte de corrente	Fonte de tensão
Tipo de fontes no sistema	modelada como fonte de corrente no lado CC	modelada como fonte de tensão no lado CC
derivação paralela	facilmente realizável; derivação submetida à tensão total da linha CC	facilmente realizável; derivação submetida à tensão total da linha CC
derivação série	corrente CC pela derivação é imposta pelo elo CC	controle complexo, uma vez que tensão e corrente CC variam
falhas tipo curto-circuito	di/dt limitado pelos indutores até a atuação do controle	difícil limitação de corrente; necessita de disjuntores CC
operação em circuito aberto	limitado pelos pára-raios e pelo controle	controle limita sobretensão nos capacitores do lado CC
filtragem CC	de corrente, realizada pelos indutores CC em série	de tensão, complexa devido à tensão CC elevada e limitações nos capacitores
conversores	- implementação do controle tipo PWM complexa - necessitam prover caminho de circulação de corrente no lado CC (“free-wheeling”) - chaves unidirecionais para corrente e bidirecionais para tensão	- implementação do controle PWM mais simples que o fonte de corrente - perdas nas chaves menores, pois não necessitam prover caminho para a corrente CC - chaves bidirecionais para corrente e unidirecionais para tensão
variação de impedância de carga do lado CA	variação de tensão CA que deve ser compensada pelo controle	oscilação de corrente do lado CC que deve ser compensada pelo controle
experiência em tais sistemas	sistema consagrado	não existe nenhum sistema comercial do gênero

No caso de sistemas CCAT do tipo fonte de corrente, a derivação paralela opera com uma fração da corrente da linha, mas é submetida à sua tensão total. Já a derivação série opera com corrente de linha e uma fração da tensão. A maior quantidade de tiristores conectados em série na derivação paralela aumenta o custo desta configuração. Para derivações com potências da ordem de 5% ou menos da potência total transmitida, a derivação série tem sido preferida na literatura principalmente em função do custo do conversor (COLLET BILLON et al., 1989)(REEVE, 1980)(LONG, 1990). Derivações para potências de mesma ordem de grandeza da transmitida já caracterizam um sistema de transmissão em CC multiterminal, como o sistema implementado entre Sardenha-Córsega-Itália (SACOI) (COLLET BILLON et al., 1989). Neste caso a derivação é paralela e a justificativa para sua implementação se deve à ampla variação da corrente CC, de 0,1 p.u. a 1 p.u.

2.2 Topologias de conversores aplicáveis para derivação

Os conversores aplicáveis para derivações podem ser classificados em:

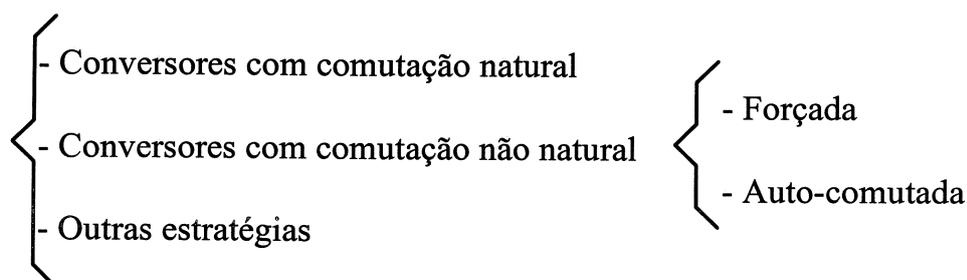


Fig. 2.3.: Classificação dos conversores aplicáveis a derivações em sistemas CCAT.

Os conversores com comutação natural são os conversores multipulso (6 e 12 pulsos) convencionais (também chamados comutados pela rede CA) utilizados em sistemas CCAT. No Anexo A encontra-se uma breve revisão sobre estes conversores.

Para se contornar a necessidade de suprimento de reativos para o funcionamento dos conversores com comutação natural, são propostos na literatura conversores que prescindem ou necessitam menor quantidade de reativos para seu funcionamento.

Seguindo a classificação da figura 2.3, os conversores com comutação não natural podem ser arbitrariamente divididos em dois grandes grupos:

- a) Conversores com comutação forçada: são inversores comutados pela linha convencionais, mas com circuitos auxiliares de comutação (REEVE et al., 1968), (BAHRMAN et al., 1995), (TURANLY et al., 1989), (GOLE; MENZIES, 1981), (TURANLY et al., 1984), (SOOD, 1984), (SOOD, 1985), (KIMURA, 1990);
- b) Conversores auto-comutados: são conversores que empregam chaves eletrônicas com capacidade de controle de bloqueio, como os GTOs (YAMADA et al., 1990), (WALKER, 1990), (TOKIWA et al., 1990), (EKSTRÖM; LAMELL, 1991).

Convém registrar que a classificação adotada não é universal, já que diversos autores utilizam a expressão “comutação forçada” referindo-se a conversores com chaves como o GTO, com capacidade própria de bloqueio, ou seja, auto-comutados segundo a classificação deste texto. Neste trabalho, a denominação “comutação forçada” fica restrita a conversores convencionais a tiristores mas com circuitos auxiliares (como, p. ex., capacitores série no lado CA).

Uma outra classe pode ser definida, na qual se enquadram as soluções menos convencionais, como p. ex. um sistema rotativo constituído de uma máquina CC acoplada a uma máquina síncrona (BOWLES et al., 1981). Outras abordagens não convencionais incluem a geração de segundo harmônico de tensão na linha CC através do controle do ângulo de disparo no inversor e posterior captação desta tensão na derivação utilizando um filtro sintonizado naquele harmônico (LIMA et al., 1991). Nesta última configuração a tensão monofásica de 120 Hz obtida deve ser transformada em trifásica de 60 Hz.

Obviamente existem configurações mistas que não entram exatamente neste grupos, como os conversores híbridos propostos em (TAM; LASSETER, 1986), (TAM et al., 1988), que são uma associação de conversores com comutação natural e não natural. (TAM; LASSETER, 1986) traz ainda uma revisão sucinta, porém abrangente, dos métodos de comutação forçada.

2.2.1 Conversores com comutação natural

O uso de derivações com comutação natural é limitado devido à necessidade de suprimento externo de reativos conforme discutido no Anexo A. (PONTE et al., 1991), a título de estudo prospectivo, apresentam um levantamento de custo para uma

derivação série de 25 MW, incluindo o condensador síncrono e filtros CA. Os autores concluem que esta derivação é vantajosa em relação a geração diesel se o sistema HVDC ao qual esta ligada tiver geração puramente hidroelétrica. (ARABI; TARNAWECKY, 1985a) propõem uma derivação série com duas pontes de doze pulsos em série com defasagem nos pulsos de disparo de cada ponte, gerando uma corrente CA na saída com aspecto semelhante à de um sistema de vinte e quatro pulsos. Os autores estimam uma economia de 2% nos filtros CA com esta configuração, sem levar em conta o custo da segunda ponte de doze pulsos, usualmente não proposta em derivações série.

A maior parte das referências sobre derivações em CCAT com comutação natural trata de configurações multi-terminais, usualmente com derivações em paralelo. Alguns autores (PADIYAR, 1991), (COLLET BILLON et al., 1989), (REEVE, 1980), (LONG et al., 1990), (BAHRMAN et al., 1995) abordam a derivação série. (REEVE, 1980) apresenta uma resenha bibliográfica sobre sistemas multi-terminais englobando um período de dezessete anos. (ARABI; TARNAWECKY, 1985b) estudam uma derivação série a diodos, obviamente fornecendo (e não recebendo) energia a um sistema CCAT, que não pode se caracterizado como um sistema multiterminal típico, pois a tensão CC da derivação é de somente 10% da tensão da linha.

2.2.2. Conversores com comutação forçada

Empregando-se conversores de Graetz convencionais, a comutação forçada de suas chaves pode ser realizada de duas maneiras:

- i) através de capacitores em série com a linha CA (REEVE et al., 1968), (TURANLI et al., 1989), (GOLE; MENZIES, 1981), (TURANLI et al., 1984);
- ii) através de um circuito auxiliar de comutação em paralelo com o lado CC (PÓ, 1989), (SOOD, 1985);

Outras configurações alteram a topologia da ponte de seis pulsos convencional, utilizando diodos em série com os tiristores, capacitores internos à ponte, além de outras modificações (KIMURA et al., 1991), (BAHRMAN et al., 1995), conforme mostra a figura 2.4.

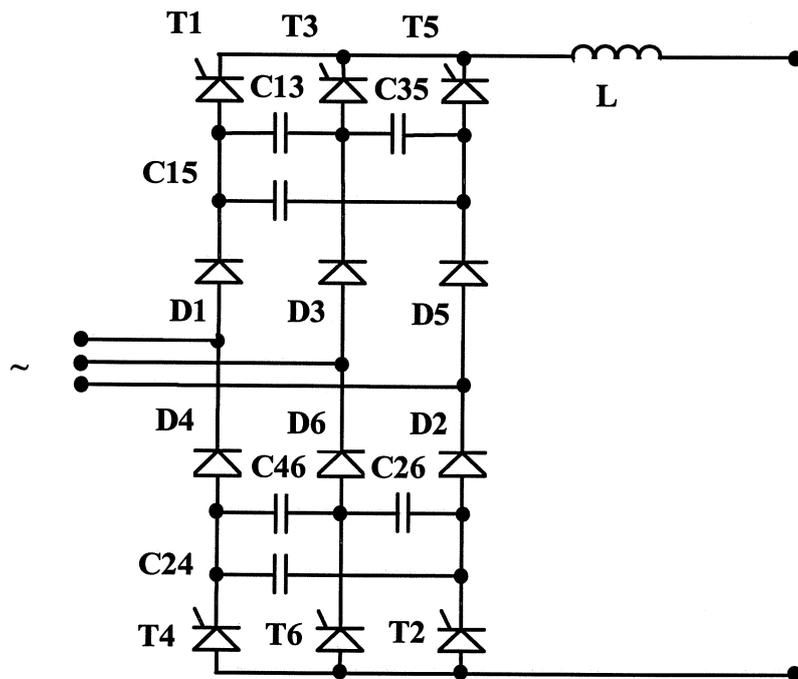


Fig. 2.4.: Conversor com comutação forçada do tipo fonte de corrente, com capacitores auxiliares de comutação e diodos em série.

A vantagem dos métodos i) e ii) é a manutenção da configuração original do conversor, à qual são acrescentadas externamente os dispositivos para a comutação forçada.

A utilização de capacitores conectados em série com a linha CA (vide figura A.1) é referenciada na literatura desde a década de 50 (REEVE et al., 1968), porém tinha apenas interesse acadêmico. No entanto, recentemente esta técnica foi proposta na implementação de novas instalações por um tradicional fabricante (ÄRNLÖV, 1996), (BJÖRKUND; JONSSON, 1997), o que enseja uma revisão desta alternativa. O Anexo A mostra uma aplicação do programa MATLAB (THE MATH WORKS INC., s.d.) na simulação de circuitos utilizando esta configuração. É conveniente ressaltar algumas das desvantagens inerentes a este tipo de conversor, tais como: valores de capacitâncias relativamente elevados, sobretensões sobre os capacitores mesmo durante operação em regime do conversor, a necessidade de uma corrente mínima para a operação adequada do conversor. (BJÖRKUND; JONSSON, 1997) no entanto não fornecem valores numéricos da aplicação que possam elucidar estas questões.

Conversores de seis pulsos com circuitos auxiliares de comutação podem operar como conversores convencionais, mantendo-se inoperantes os circuitos auxiliares, o que aumenta a princípio a confiabilidade do sistema. Outra vantagem é a possibilidade de se

realizar “upgrades” em instalações convencionais pré-existentis (PÓ, 1989). O circuito da figura 2.5 apresenta um conversor de seis pulsos com circuito auxiliar de comutação forçada (SOOD, 1984), (SOOD, 1985). O indutor auxiliar L_a é saturável e se destina a limitar a taxa de crescimento da corrente nos tiristores auxiliares $Ta1$ a $Ta4$. Estes tiristores carregam convenientemente o capacitor C_a , para que este imponha uma tensão reversa sobre o tiristor a ser desligado. As desvantagens deste sistema são: o número excessivo (quatro) de chaves auxiliares e a sobretensão na barra CC (até 2,0 p.u.) durante as comutações.

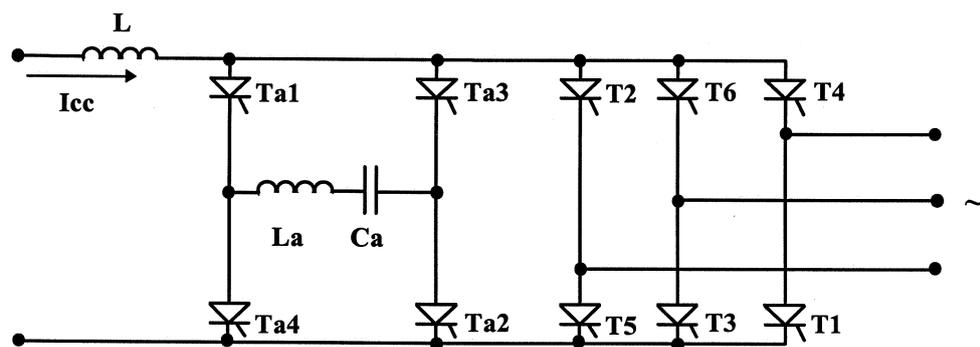


Fig. 2.5.: Conversor de Graetz com circuito auxiliar de comutação forçada (SOOD, 1984), (SOOD, 1985).

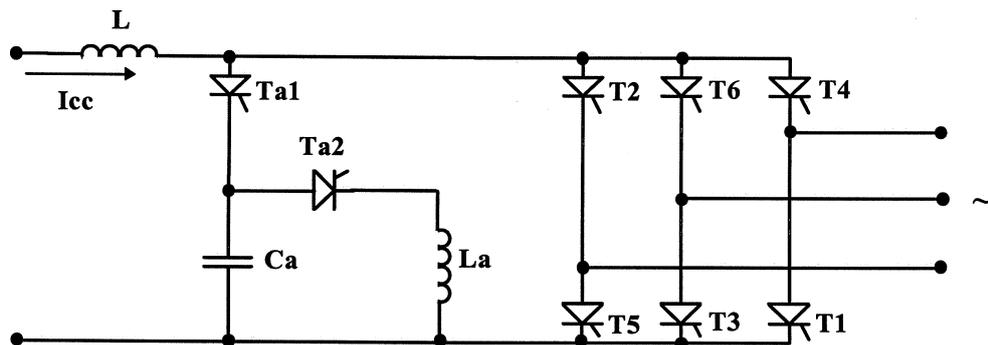


Fig. 2.6.: Conversor de Graetz com circuito auxiliar de comutação forçada (PÓ, 1989).

A figura 2.6 mostra um circuito auxiliar similar ao da figura 2.5 e analisado em detalhe por (PÓ, 1989), que utiliza duas chaves ao invés de quatro e inclui um indutor não-saturável no circuito ressonante para inversão da tensão no capacitor auxiliar C_a . Apesar da redução pela metade do número de chaves, esta topologia não resolve os problemas de sobretensão na barra CC. (PÓ, 1989) propôs um circuito de comutação

forçada derivado da figura 2.5 utilizando somente uma chave, que no entanto apresenta sobretensões e sobrecorrentes mais elevadas nos componentes do circuito ressonante.

Convém destacar que o objetivo principal dos conversores com comutação forçada é minimizar a potência reativa necessária para a comutação. No entanto, devido às restrições de tempos de bloqueio dos tiristores convencionais e de outros fatores apontados por (PÓ, 1989), tais conversores operam em modo multipulso convencional, porém a modulação em PWM é inviável.

2.2.3. Conversores auto-comutados

2.2.3.1. Revisão sobre as chaves eletrônicas

Dentre as chaves eletrônicas com capacidade de desligamento disponíveis atualmente (transistores bipolares, MCTs (“MOS Controlled Thyristors”), IGBTs (“Insulated Gate Bipolar Transistors”), GTOs (“Gate Turn-Off thyristors”), os GTOs e mais recentemente os IGBTs apresentam níveis de tensão, corrente e frequência suficientes que viabilizam suas aplicações em conversores para sistemas de transmissão de energia com modulação PWM. (ISHIKAWA et al., 1995) citam uma aplicação de SVC (“Static VAR Compensator”) de 50 MVA, em operação comercial no Japão desde 1992, utilizando um inversor do tipo fonte de tensão com GTOs. A tensão do barramento CC é de 16.8 kV e a frequência de chaveamento de 150 Hz. (KAMP, 1995) descreve um conversor de frequência de 50 Hz para $16\frac{2}{3}$ Hz para alimentação de ferrovias, com potência de 100 MVA (módulos de 15 a 20 MVA). (CARRÈRE et al., 1995) e (BRUCKMANN et al., 1995) citam associações de IGBTs na faixa de kV e kA. (STEIMER et al., 1997) apresentam um GTO com circuito de gatilho incorporado para 3,3 kV, corrente de desligamento de 3 kA e frequência de operação de centenas de Hz.

Se por um lado componentes exóticos (MOHAN et al., 1995) como os MCTs, SITs (“Static Induction Thyristors”) etc., não atingiram o nível de maturidade necessário para tais aplicações, a sua utilização pode ser considerada com base em prospecções futuras de fabricantes e/ou acadêmicas (TOKIWA et al., 1990). Por outro tem-se um cenário de nítida maturidade de chaves como o GTO e o IGBT para aplicações em sistemas de elevada potência operando com modulação PWM.

2.2.3.2. Topologia básica para conversores auto-comutados

A topologia básica para conversores auto-comutados é a conhecida ponte (ou circuito) de Graetz, utilizada em aplicações onde o lado CC opera tanto com fonte de tensão ou com fonte de corrente, conforme a figura 2.7.

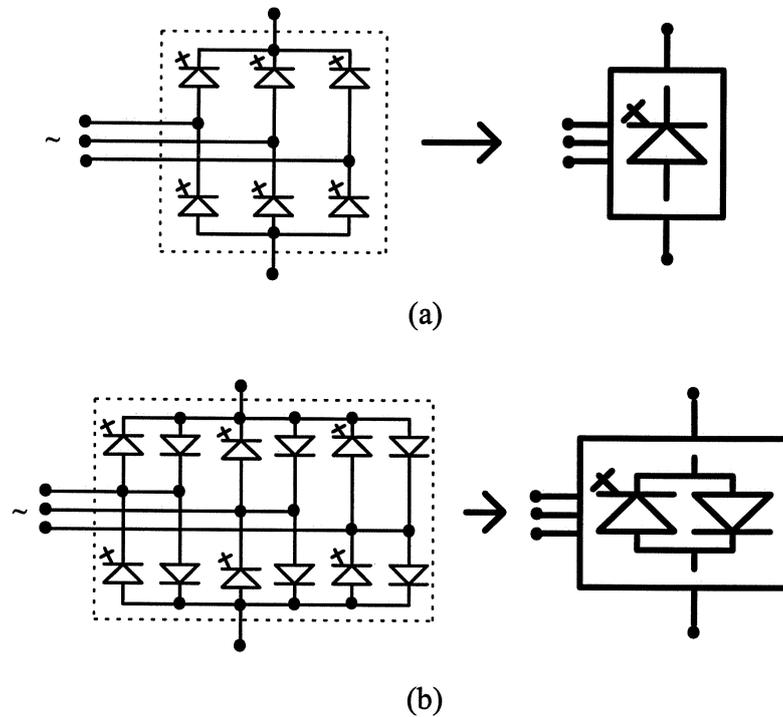


Fig. 2.7: Ponte de Graetz para (a) fonte de corrente CC e (b) fonte de tensão CC. A chave controlável genérica é representada pelo símbolo do GTO.

Para circuitos com barramento CC tipo fonte de corrente, as chaves da ponte de Graetz são unidirecionais em corrente (conduzem corrente em apenas um sentido, quando comandado para tal), e bidirecionais em tensão (podem exibir tensão de bloqueio em ambos os sentidos), ao passo que no tipo fonte de tensão o conjunto chave+diodo de retorno é bidirecional em corrente (sendo somente um dos sentidos controlável) e unidirecional em tensão (bloqueio comandado em um dos sentidos).

O uso de chaves auto-comutáveis em ponte de Graetz reduz o número de componentes, comparado com outros sistemas de comutação forçada vistos anteriormente. Obviamente em níveis de sistemas de potência cada chave envolve uma associação série/paralela de componentes discretos, facilitada aqui pela própria topologia.

2.2.3.3. Sistemas multi-conversores

As limitações de tensão e corrente nas chaves controláveis individuais podem ser contornadas pela associação série e paralelo de componentes. Esta alternativa não melhora o desempenho dos conversores no tocante à frequência máxima de operação, devido a limitações tecnológicas dos interruptores (MOHAN et al., 1995).

A associação de conversores do tipo ponte de Graetz individuais possibilita uma melhora de desempenho do conversor. O exemplo clássico é o conversor de 12 pulsos (Anexo A) que é uma associação em série no lado CC de duas pontes de Graetz e em paralelo no lado CA através de um transformador defasador, dobrando-se o número de pulsos de cada conversor e diminuindo-se a ondulação de corrente do lado CA e portanto o conteúdo harmônico da corrente CA.

(MATAKAS JR., 1998) propõe associações de conversores do tipo fonte de tensão sem o uso de transformador no lado CA, conectando-os em paralelo através de indutores em série com cada conversor individual e provendo a defasagem de tensões CA através de sincronismo dos controles de cada conversor individual.

Além de transformadores defasadores e indutores individuais, a conexão pode ser feita pelo lado CC através de reatores interfásicos (MÖLTGEN, 1972).

Um exemplo de multi-conversor é o conversor SVC descrito por (ICHIKAWA et al., 1995) citado anteriormente e composto de quatro pontes de Graetz tipo fonte de tensão (figura 2.7(b)) em paralelo no lado CC e conectados em série no lado CA, no primário de um transformador multi-enrolamentos.

2.3 Definição da estrutura da derivação

2.3.1 Caracterização da aplicação

O objetivo deste estudo é a alimentação de um consumidor isolado (sem geração local) a partir de uma derivação em uma linha de CCAT. Esta carga absorveria 5% ou menos da potência nominal do elo CC, o que a grosso modo corresponderia a um valor próximo das perdas ohmicas da linha de transmissão. Como a carga é isolada e de baixa potência, o controle da derivação é local e desvinculado do elo CC, eliminando

problemas de conexão, coordenação, etc. A derivação escolhida é a do tipo série, conforme discussão do item 2.1.

2.3.2 Caracterização do conversor

Atualmente a totalidade dos elos de CCAT são do tipo fonte de corrente (vide tabela 2.1 e referências), ou seja, o conversor da derivação é alimentado por fonte de corrente.

A topologia do conversor adotada é o circuito em ponte de Graetz trifásico (figura 2.7(a)), utilizando modulação PWM e interruptores unidirecionais em corrente, bidirecionais em tensão. A modulação PWM, juntamente com o controle, limita o conteúdo harmônico da tensão de saída CA. Uma vez que não se admite geração no lado CA (carga), o conversor impõe tensão trifásica senoidal, simétrica e equilibrada na saída. Convém ressaltar que, apesar da hipótese não estar prevista no estudo, a topologia de conversor adotada permite fluxo bidirecional de energia entre os lados CA e CC.

A contribuição deste estudo visa a análise de desempenho de diversas estruturas de controle.

3. MODELAMENTO DO CONVERSOR

O circuito de Graetz trifásico, operando com fonte de corrente no lado CC e modulação PWM de suas chaves, foi a configuração escolhida para o conversor da derivação série. Neste capítulo é apresentado o modelamento a ser utilizado para fins de simulação, dimensionamento de componentes e estratégias de controle para o sistema.

3.1 Configuração geral

A figura 3.1 apresenta o esquema em diagrama de blocos de um elo em CCAT com derivação do tipo série e transformador de isolamento do lado CA (lado da carga).

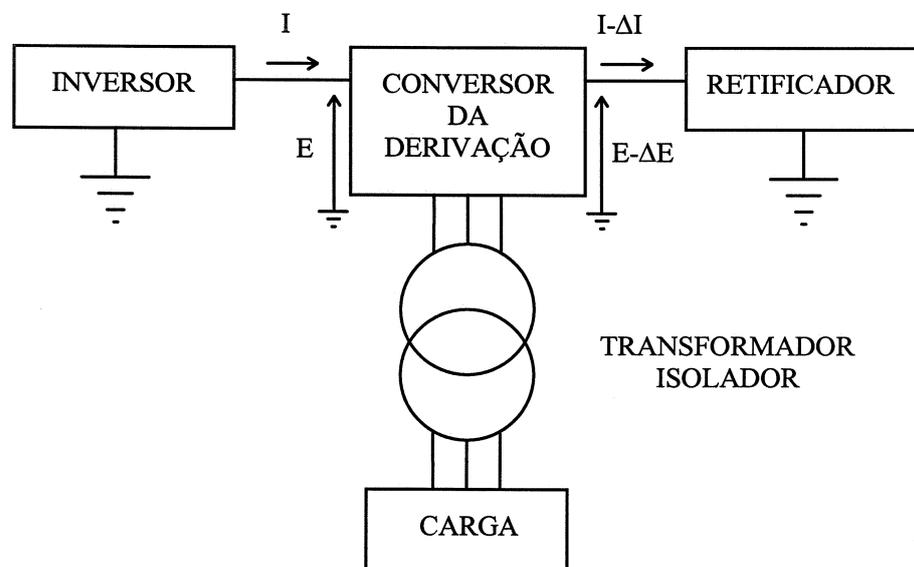


Fig. 3.1: Diagrama de blocos do circuito de potência da derivação série.

Conforme a discussão realizada no capítulo 2, para o conversor foi adotada a configuração em ponte de Graetz auto-comutada. Os dispositivos de chaveamento são chaves genéricas unidirecionais em corrente, representadas com o símbolo de um GTO na figura 3.2. A inserção de capacitores se torna necessária para prover um caminho de circulação em paralelo com a carga para a corrente CA. O conjunto de capacitores também atua como filtro passa-altas para as componentes de frequência mais elevada das correntes geradas pela modulação em PWM. Desta forma obtém-se uma tensão praticamente senoidal no lado CA do conversor.

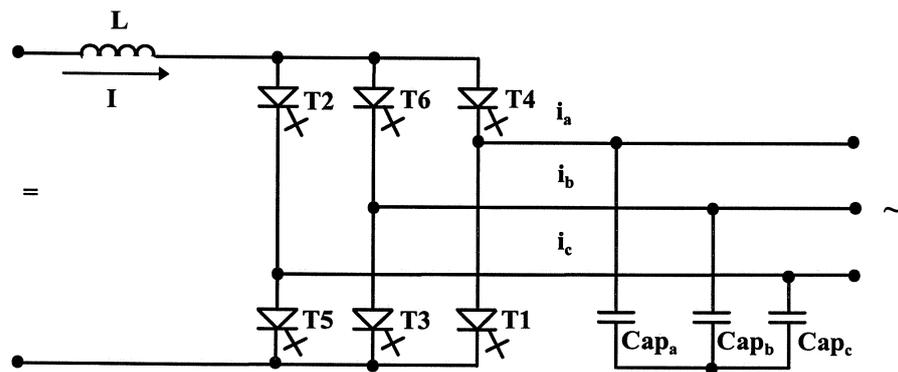


Fig. 3.2.: Conversor auto-comutado tipo fonte de corrente, com capacitores no lado CA.

3.2 Circuito equivalente

O conversor da figura 3.2 é de três níveis e os estados permitidos das chaves são apresentados na Tabela 3.1. Vale lembrar que a corrente I no lado CC nunca pode ser interrompida, exigindo o acionamento simultâneo de uma das chaves do lado superior (T2, T6, T4) e uma das chaves do lado inferior (T5, T3, T1). Portanto, a corrente de fase do lado CA pode assumir apenas valores $+I$, 0 e $-I$. Para efeito de análise, o conversor é representado por três fontes de corrente indicadas na figura 3.3, cuja soma é nula a cada instante, conforme a equação (3.1). Adicionalmente valem as relações (3.2) e (3.3).

Tabela 3.1 Tabela de estados das chaves do conversor da figura 3.2

Estados das chaves						Correntes de fase		
T2	T6	T4	T5	T3	T1	i_a	i_b	i_c
1	0	0	1	0	0	0	0	0
1	0	0	0	1	0	$+I$	$-I$	0
1	0	0	0	0	1	$+I$	0	$-I$
0	1	0	1	0	0	$-I$	$+I$	0
0	1	0	0	1	0	0	0	0
0	1	0	0	0	1	0	$+I$	$-I$
0	0	1	1	0	0	$-I$	0	$+I$
0	0	1	0	1	0	0	$-I$	$+I$
0	0	1	0	0	1	0	0	0

$$i_a(t) + i_b(t) + i_c(t) = 0 \quad (3.1)$$

$$i_{\text{Capa}}(t) + i_{\text{Capb}}(t) + i_{\text{Capc}}(t) = 0 \quad (3.2)$$

$$i_{\text{Cx}}(t) + i_{\text{Capx}}(t) = i_x(t) \quad x=a,b,c \quad (3.3)$$

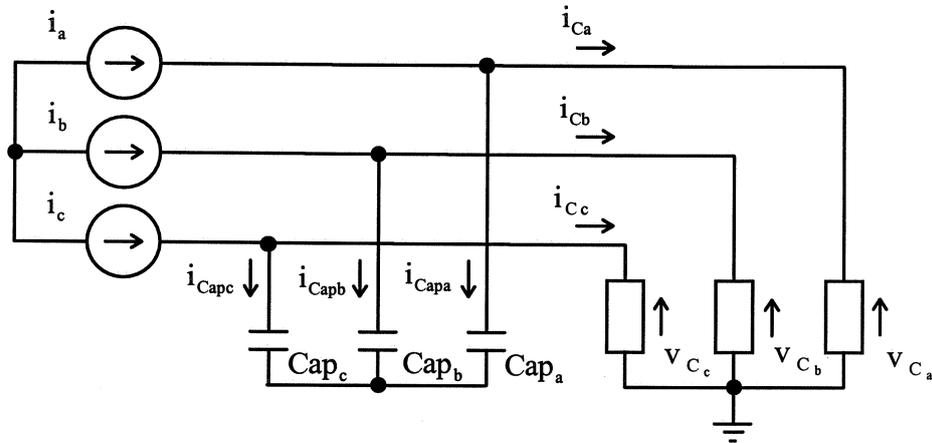


Fig. 3.3: Circuito equivalente do conversor fonte de corrente alimentando uma carga trifásica genérica

Para uma carga trifásica equilibrada, o circuito equivalente da figura 3.3 pode ser substituído por três circuitos monofásicos independentes, simplificando a análise e o equacionamento do sistema.

3.3. Equacionamento do conversor operando em regime permanente

As equações estáticas relacionam as grandezas nos lados CC e CA e são obtidas, utilizando-se o circuito equivalente da figura 3.4 derivado da figura 3.3, substituindo-se as fontes de corrente i_a , i_b e i_c por um conversor chaveado do tipo PWM alimentado por uma fonte de corrente constante $i(t)=I$. A carga é representada por uma impedância $Z \angle \varphi$.

Para facilitar o equacionamento do sistema, utiliza-se o conceito de média instantânea das grandezas para desconsiderar o efeito do chaveamento. No caso de um conversor com modulação PWM isto equivale a considerar a frequência de chaveamento praticamente infinita. Para efeito de notação, a média instantânea de uma grandeza y é representada pelo símbolo \bar{y} .

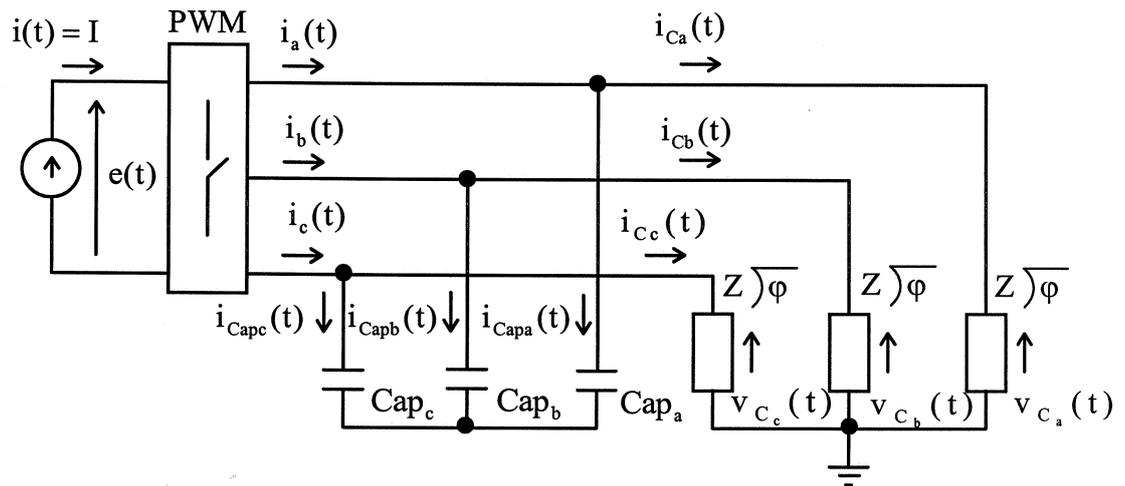


Fig. 3.4: Circuito equivalente com grandezas instantâneas e bloco conversor CC/CA.

3.3.1. Determinação de tensões, correntes e potência no conversor

A relação entre as médias instantâneas das correntes $\bar{i}_a(t)$, $\bar{i}_b(t)$, $\bar{i}_c(t)$ no lado CA e a corrente I no lado CC do conversor é indicada pela expressão (3.4):

$$\left. \begin{aligned} \bar{i}_a(t) &= m_a(t) \cdot I & (3.4a) \\ \bar{i}_b(t) &= m_b(t) \cdot I & (3.4b) \\ \bar{i}_c(t) &= m_c(t) \cdot I & (3.4c) \end{aligned} \right\} \text{ com } -1 \leq m_x(t) \leq 1, \quad m = a, b, c \quad (3.4)$$

O termo $m_x(t)$ representa o índice de modulação instantâneo por fase do conversor PWM e o seu significado será detalhado no item 3.3.2. Para efeito de equacionamento pode-se modelar o conversor como um “transformador CC/CA” trifásico com relações de transformação $m_x(t)$ variáveis.

Admitindo-se que o conversor tenha perdas nulas e não disponha de elementos armazenadores de energia (ou seja, desprezando-se “snubbers”), as potências instantâneas nos lados CC e CA são iguais e dadas pela expressão (3.5):

$$\bar{p}(t) = \bar{e}(t) \cdot \bar{i}(t) = \bar{i}_a(t) \cdot \bar{v}_a(t) + \bar{i}_b(t) \cdot \bar{v}_b(t) + \bar{i}_c(t) \cdot \bar{v}_c(t) \quad (3.5)$$

substituído-se (3.4) em (3.5), e como a corrente $\bar{i}(t)$ no lado CC do conversor é constante, resulta (3.6):

$$\bar{e}(t) = m_a(t) \cdot \bar{v}_a(t) + m_b(t) \cdot \bar{v}_b(t) + m_c(t) \cdot \bar{v}_c(t) \quad (3.6)$$

Uma vez que as tensões trifásicas na carga devem ser senoidais, os índices de modulação $m_x(t)$ e as médias instantâneas das tensões de fase do lado CA do conversor podem ser definidos a partir das relações (3.7) e (3.8):

$$\begin{cases} m_a(t) = M \cos(\omega t - \varphi) \\ m_b(t) = M \cos(\omega t - 2\pi/3 - \varphi) \\ m_c(t) = M \cos(\omega t + 2\pi/3 - \varphi) \end{cases} \quad (3.7)$$

$$\begin{cases} \bar{v}_a(t) = V_m \cos(\omega t) \\ \bar{v}_b(t) = V_m \cos(\omega t - 2\pi/3) \\ \bar{v}_c(t) = V_m \cos(\omega t + 2\pi/3) \end{cases} \quad (3.8)$$

sendo V_m e M os valores de pico das tensões de fase e do índice de modulação por fase.

Substituindo-se (3.7), (3.8) em (3.6) resulta a equação (3.9):

$$\bar{e}(t) = \frac{3}{2} \cdot M \cdot V_m \cdot \cos \varphi = E \quad (3.9)$$

Pode-se verificar que a média instantânea $\bar{e}(t)$ da tensão no lado CC do conversor é constante e difere do valor obtido em um conversor comutado pela linha, cujo valor é fornecido pela equação (A.1) do Anexo A.

A potência instantânea $\bar{p}(t)$ no conversor é obtida rescrevendo-se a equação (3.5) na forma:

$$\bar{p}(t) = \bar{e}(t) \cdot \bar{i}(t) = E \cdot I = \frac{3}{2} \cdot M \cdot V_m \cdot I \cdot \cos \varphi \quad (3.10)$$

e verifica-se que a mesma é constante.

3.3.2. Determinação da capacitância de filtro

Para uma modulação senoidal, o valor de pico da componente fundamental corrente de fase no lado CA é constante e igual a $M \cdot I$ conforme mostra a equação (3.11):

$$\bar{i}_x(t) = m_x(t) \cdot I = M \cdot I \cdot \cos(\omega t - \varphi + \theta_x) \quad \begin{cases} x = a, b, c \\ \theta_x = 0, -2\pi/3, 2\pi/3 \end{cases} \quad (3.11)$$

A média instantânea da corrente nos capacitores $\bar{i}_{\text{Capx}}(t)$ é uma fração da corrente $\bar{i}_x(t)$ fornecida pelo conversor, ou seja:

$$\bar{i}_{\text{Capx}}(t) = k \cdot M \cdot I \quad \text{com} \quad k < 1 \quad (3.12)$$

Para efeitos práticos adota-se $0,1 < k < 0,2$ de modo a minimizar a corrente reativa fornecida pelo conversor aos capacitores e manter a ondulação de tensão dentro de limites preestabelecidos. A capacitância de filtro é obtida a partir da equação (3.13).

$$\text{Cap} = \frac{k \cdot M \cdot I}{\omega \cdot V_m} \quad (3.13)$$

3.3.3. Determinação da ondulação de tensão no capacitor de filtro

A ondulação de tensão sobre os capacitores pode ser estimada utilizando-se o modelo apresentado nas figuras (3.3) e (3.4) considerando-se uma modulação PWM com frequência de chaveamento $f_s = \frac{1}{T_s}$ constante.

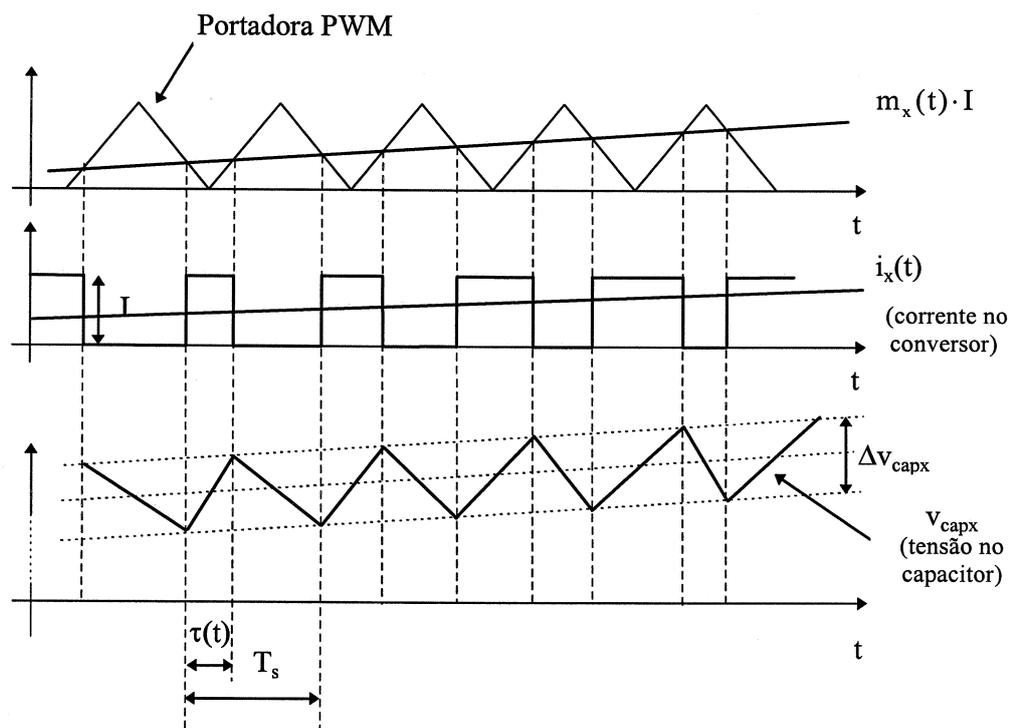


Fig. 3.5 : Corrente no conversor e tensão no capacitor do circuito equivalente por fase.

A figura 3.5 apresenta as formas de onda no conversor e na carga para uma razão cíclica instantânea (“duty-cycle”) $D(t) = \frac{\tau(t)}{T_s}$.

Para facilitar o equacionamento, modela-se a carga como um gerador de corrente $i_{cx}(t)$. O circuito equivalente do conversor para a fase x é apresentado na figura 3.6(a).

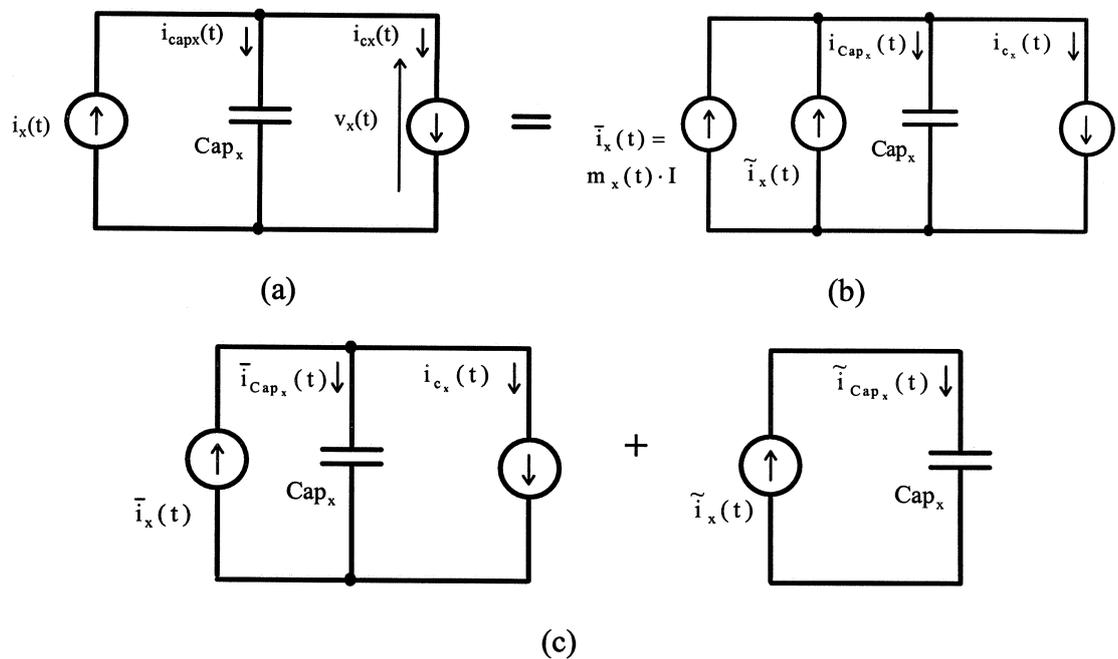


Fig. 3.6 : Circuito equivalente por fase do conversor

A corrente $i_x(t)$ da fase x do conversor pode ser decomposta em duas parcelas: a) na sua média instantânea $\bar{i}_x(t)$ e b) na componente oscilatória $\tilde{i}_x(t)$ com média nula em um período de chaveamento T_s , conforme mostra a figura 3.6(b).

Pelo Teorema da superposição o circuito da figura 3.6(b) pode ser decomposto em dois subcircuitos indicados na figura 3.6(c), um deles (da esquerda) levando em conta a contribuição das médias instantâneas da corrente do conversor e o outro apenas a parcela oscilatória. Esta última será utilizada no cálculo da ondulação de tensão no capacitor Cap_x . Desta forma o valor de pico a pico da ondulação no capacitor pode ser expresso pela equação (3.16).

$$\Delta V_{capx} = \frac{1}{Cap_0} \int_0^\tau \tilde{i}_x(t) \cdot dt = \frac{1}{Cap_0} \int_0^\tau [i_x(t) - \bar{i}_x(t)] \cdot dt = \frac{(I - m_x I) \tau}{Cap} \quad (3.18)$$

Verifica-se que a razão cíclica D varia de 0 a 1 para $0 < m_x < 1$ e de -1 a 0 para $-1 < m_x < 0$. Esta característica pode ser inferida a partir das formas de onda da modulação PWM para valores positivos (figura 3.7(a)) e negativos (figura 3.7(b)) da corrente $i_x(t)$. Portanto,

$$\Delta V_{\text{capx}} = \frac{I(1 - m_x) \cdot m_x \cdot T}{\text{Cap}} \quad (3.19)$$

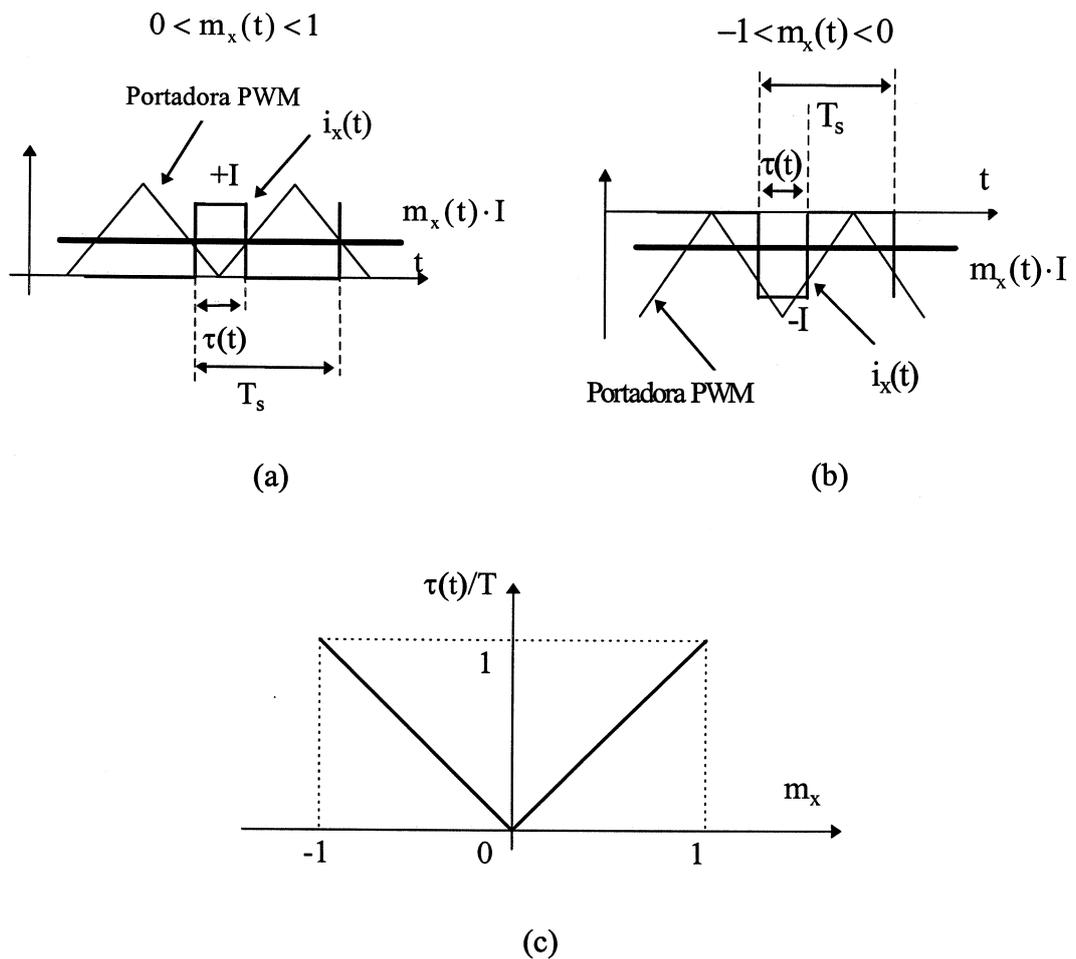


Fig. 3.7: Formas de onda do modulador PWM para índices de modulação instantânea m_x (a) positivo e (b) negativo e (c) a variação da razão cíclica D com m_x .

A partir da figura 3.8 verifica-se que a função $(1 - m_x) \cdot m_x$ apresenta máximos em $m_x = \pm 0,5$. Portanto, máxima ondulação de tensão no capacitor ΔV_{capx} pode ser calculada pela equação (3.20).

$$\Delta V_{\text{capxmax}} = \frac{I \cdot T_s}{4 \cdot \text{Cap}} \quad (3.20)$$

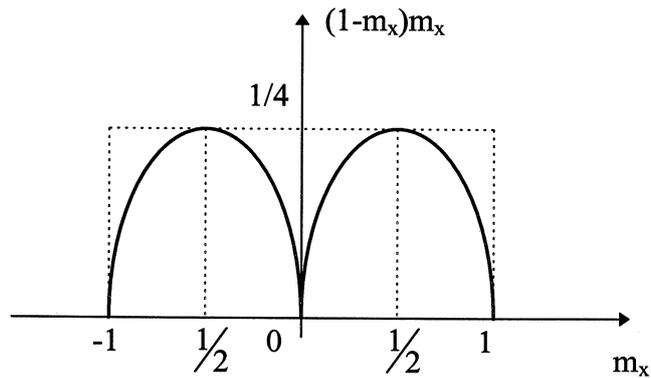


Fig. 3.8: Gráfico da variação de $(1-m_x)m_x$ em função de m_x .

3.4. Modelamento dinâmico do conversor

Para análise do comportamento dinâmico do sistema são obtidos modelos do conversor nos sistemas de coordenadas trifásico estático $(\vec{a}, \vec{b}, \vec{c})$ e bifásico girante (\vec{d}, \vec{q}) . Estes modelos serão utilizados no Capítulo 4 para o projeto dos controladores propostos para derivação em um sistema de transmissão em CCAT, descrito na forma de diagrama de blocos na figura 3.9.

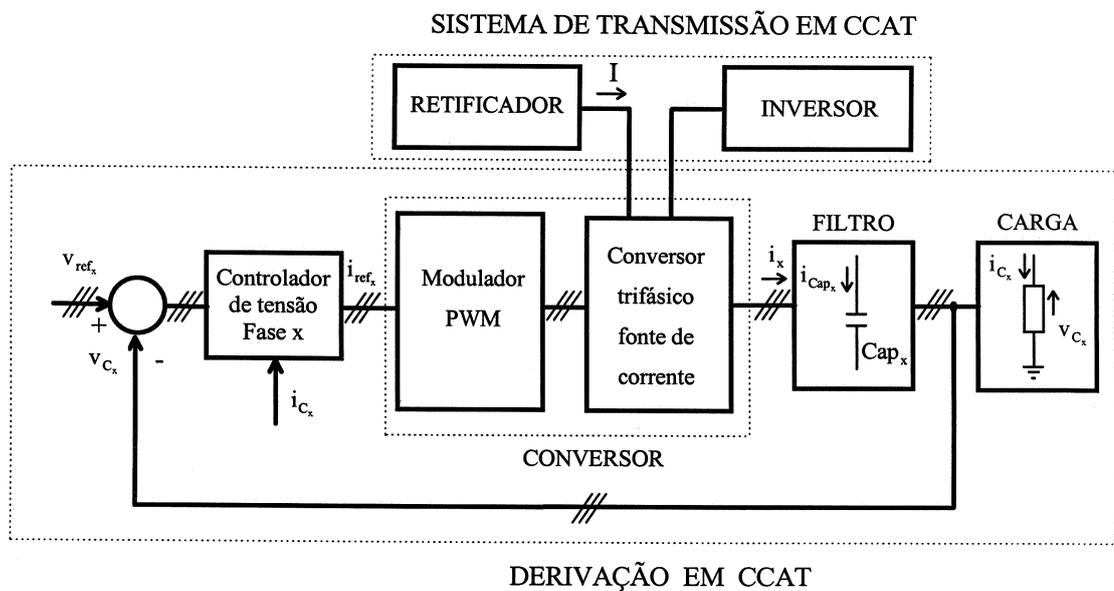


Fig. 3.9: Diagrama de blocos da derivação para um sistema de transmissão em CCAT.

O objetivo na derivação é gerar, para cada fase x , uma corrente $i_x(t)$ no lado CA do conversor para se obter uma tensão senoidal $v_{c_x}(t)$ na carga que segue uma referência $v_{ref_x}(t)$ senoidal.

Nesta discussão, admite-se a princípio que a corrente gerada pelo conversor é imposta pelo índice de modulação instantâneo $m_x(t)$, ou seja, $\bar{i}_x(t) = m_x(t) \cdot I$. Portanto, não se leva em consideração que a corrente apresenta três níveis e formada por pulsos, cuja largura é modulada pelo bloco PWM.

Desta forma, modela-se a priori apenas o comportamento das médias instantâneas das grandezas elétricas do sistema. Nestas condições, o bloco do modulador PWM associado ao conversor é modelado por uma função de transferência com ganho constante e unitário.

A análise quantitativa da ondulação de tensão na carga imposta pela parcela oscilatória $\tilde{i}_x(t)$ da corrente do conversor $i_x(t)$ já foi levada em consideração no item 3.3.3. A influência desta componente na malha de controle é considerada no Capítulo 4 durante a análise do problema dos chaveamentos múltiplos no conversor.

O modelamento da carga é complexo em função da sua diversidade quanto ao tipo e nível de potência, o que dificulta o projeto de um controlador que atenda os requisitos de desempenho. Uma alternativa é representar a carga como uma perturbação mensurável, conforme discussão apresentada nos próximos itens.

3.4.1 Representação do conversor no sistema de coordenadas trifásico estático

A representação do conjunto conversor+filtro+carga no sistema de coordenadas trifásico $(\bar{a}, \bar{b}, \bar{c})$ utiliza o circuito equivalente apresentado na figura 3.10. Assume-se que os capacitores de filtro das três fases tenham a mesma capacitância Cap e que a carga seja uma fonte de corrente arbitrária e mensurável e valendo a relação (3.21):

$$i_a(t) + i_b(t) + i_c(t) = 0 \quad (3.21)$$

Desta forma o sistema pode ser analisado a partir de três circuitos monofásicos independentes, cujo comportamento é descrito pelo sistema de equações (3.22).

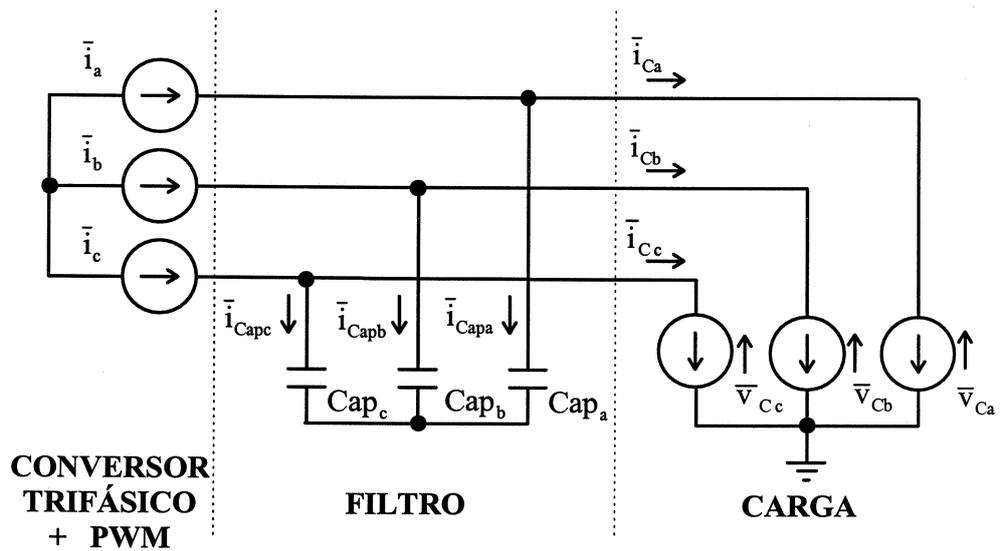


Fig. 3.10: Circuito equivalente do conjunto conversor + filtro + carga

$$\begin{bmatrix} \frac{d\bar{v}_{Ca}}{dt} \\ \frac{d\bar{v}_{Cb}}{dt} \\ \frac{d\bar{v}_{Cc}}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{\text{Cap}} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{\text{Cap}} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{\text{Cap}} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \bar{i}_a - \bar{i}_{Ca} \\ \bar{i}_b - \bar{i}_{Cb} \\ \bar{i}_c - \bar{i}_{Cc} \end{bmatrix} \quad (3.22)$$

Aplicando-se a transformada de Laplace, obtêm-se a matriz de funções de transferência (3.23)

$$\begin{bmatrix} \bar{V}_{Ca}(s) \\ \bar{V}_{Cb}(s) \\ \bar{V}_{Cc}(s) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{s \cdot \text{Cap}} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{s \cdot \text{Cap}} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{s \cdot \text{Cap}} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \bar{I}_a(s) - \bar{I}_{Ca}(s) \\ \bar{I}_b(s) - \bar{I}_{Cb}(s) \\ \bar{I}_c(s) - \bar{I}_{Cc}(s) \end{bmatrix} \quad (3.23)$$

Como os circuitos são desacoplados, a função de transferência $\frac{\bar{V}_{cx}(s)}{\bar{I}_x(s)}$ para uma fase x do sistema pode ser representada pelo diagrama de blocos da figura 3.11. Note-se que a dinâmica da carga não aparece explicitamente na função de transferência, porém a corrente de carga $i_{Cx}(t)$ passa a ser considerada uma perturbação mensurável. No item 4.1 será apresentada uma forma de minimizar a influência da carga na dinâmica do sistema.

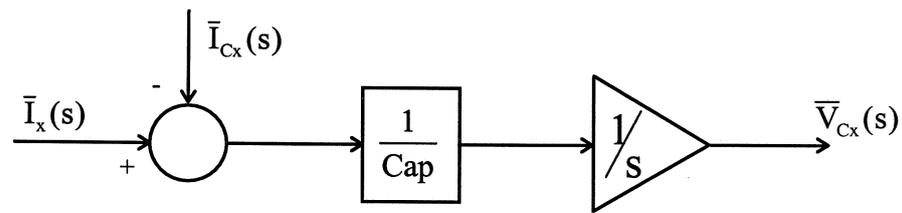


Fig. 3.11: Diagrama de blocos para a representação da fase x em um sistema de coordenadas trifásico

3.4.2 Representação do conversor no sistema de coordenadas bifásico girante

O sistema de coordenadas trifásico ($\vec{a}, \vec{b}, \vec{c}$) é redundante para a representação de uma carga alimentada a três fios, visto que o conhecimento de duas correntes é suficiente, já que a somatória das correntes é nula.

Um sistema de coordenadas bifásico estático ($\vec{\alpha}, \vec{\beta}$), conforme a figura 3.12, elimina esta redundância. A redução do número de variáveis já se traduz numa vantagem, tanto para a análise, como na implementação das malhas de controle.

Por outro lado, um sistema de coordenadas bifásico girante (\vec{d}, \vec{q}) com frequência síncrona ω permite a representação das grandezas de um sistema trifásico simétrico e equilibrado através de pares de componentes constantes. Este enfoque facilita o controle da tensão de saída do conversor utilizado na derivação, pois o problema de rastreamento (“tracking”) de uma referência senoidal se transforma no problema de regulação de um sistema realimentado. Além disso, esta representação facilita a implementação das malhas de controle com nível hierárquico superior, como por exemplo o controle de reativos no lado CA de uma derivação série conectada no lado CA a um sistema com geração própria. Neste caso seria utilizada a mesma filosofia de controle adotada para máquinas girantes. Aplicações em sistemas de potência e FACTs são descritas por (VERDELHO; MARQUES, 1993).

A representação de um sistema trifásico em um sistema de coordenadas bifásico envolve uma transformação de coordenadas (MATAKAS JR., 1998, capítulo III), (OLIVEIRA, 1996, Appendix C), (JENNI; WÜEST, 1995), (AKAGI et al., 1984) apresentada na seqüência.

3.4.2.1 Transformação de coordenadas $(\vec{a}, \vec{b}, \vec{c}) - (\vec{\alpha}, \vec{\beta})$

Uma grandeza elétrica $v(t)$ pode ser representada por um vetor espacial instantâneo \vec{v} girante com frequência ω (sendo $\omega=2\pi f$) em relação a um sistema de coordenadas trifásico estático $(\vec{a}, \vec{b}, \vec{c})$ conforme mostra a figura 3.12. Nesta mesma figura encontra-se a representação de \vec{v} em um sistema de coordenadas bifásico estático $(\vec{\alpha}, \vec{\beta})$, cujas coordenadas são fornecidas pela equação (3.24)

$$\vec{v} = \frac{2}{3} \cdot (v_a \vec{a} + v_b \vec{b} + v_c \vec{c}) = v_\alpha \vec{\alpha} + v_\beta \vec{\beta} \quad (3.24)$$

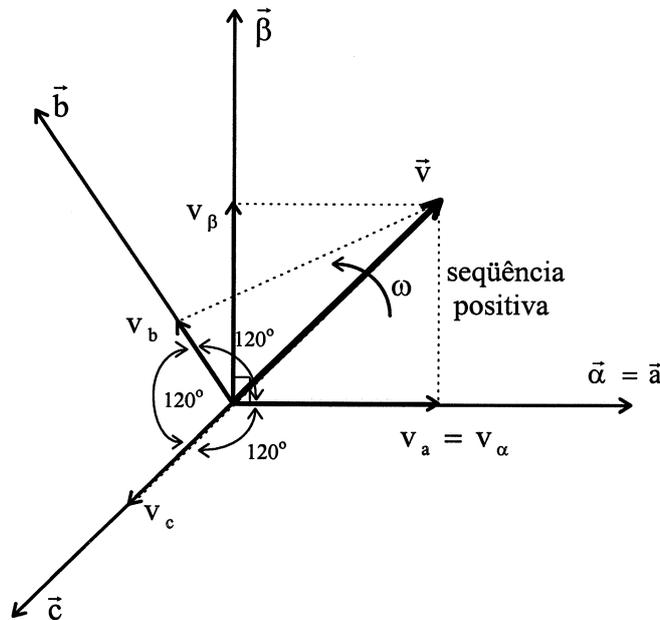


Fig. 3.12: Representação do vetor \vec{v} nos sistemas de coordenadas $(\vec{a}, \vec{b}, \vec{c})$ e $(\vec{\alpha}, \vec{\beta})$.

A mudança de coordenadas de $(\vec{a}, \vec{b}, \vec{c})$ para $(\vec{\alpha}, \vec{\beta})$ é uma transformação escalar dada pelo sistema de equações (3.25).

$$\begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \cdot \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \cdot [A] \cdot \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} \quad (3.25)$$

A transformação inversa do sistema $(\vec{\alpha}, \vec{\beta})$ para o sistema $(\vec{a}, \vec{b}, \vec{c})$ apresenta várias soluções. Para o caso particular de uma grandeza $v(t)$, tal que

$v_a(t) + v_b(t) + v_c(t) = 0$ (por ex. as correntes de um sistema trifásico a três fios), vale a equação (3.26).

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -1/2 & \sqrt{3}/2 \\ -1/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} = [\mathbf{A}]^T \cdot \begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} \quad (3.26)$$

O sistema de coordenadas bifásico estático $(\vec{\alpha}, \vec{\beta})$ elimina a redundância do sistema trifásico. No entanto, um sistema de coordenadas bifásico girante (\vec{d}, \vec{q}) com frequência síncrona ω permite a representação da grandeza $v(t)$ através de um par de componentes constantes, conforme mostra a figura 3.13. As transformações de coordenadas entre os dois sistemas são fornecidas pelas equações (3.27) e (3.28). A transformação é ortogonal pois $[\mathbf{B}]^{-1} = [\mathbf{B}]^T$.

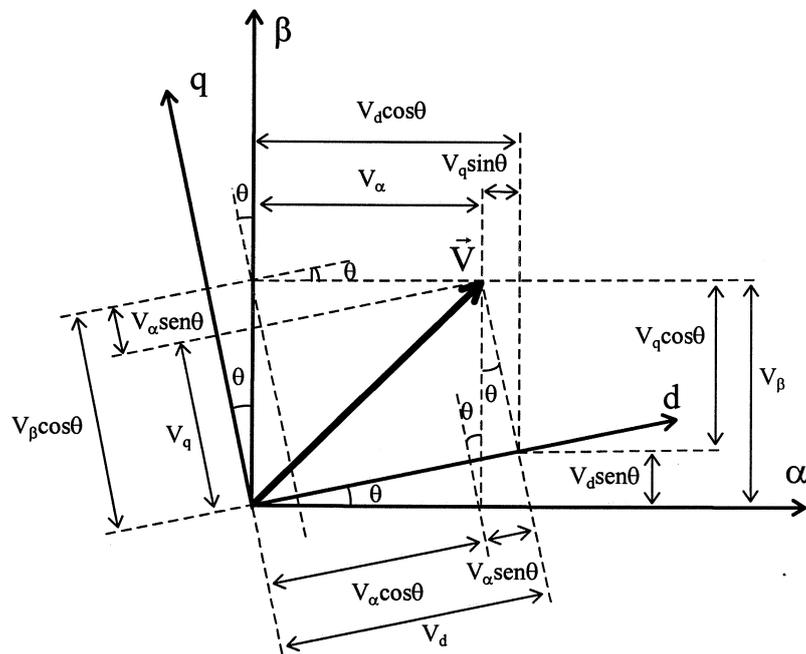


Fig. 3.13: Representação do vetor \vec{v} no instante t nos sistemas de coordenadas $(\vec{\alpha}, \vec{\beta})$ e (\vec{d}, \vec{q}) onde $\theta = \omega \cdot t$.

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta & \text{sen } \theta \\ -\text{sen } \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} = [\mathbf{B}] \cdot \begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} \quad (3.27)$$

$$\begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta & -\text{sen } \theta \\ \text{sen } \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} = [\mathbf{B}]^T \cdot \begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} \quad (3.28)$$

Para efeito de projeto é conveniente conhecer a transformação de coordenadas entre os sistemas $(\vec{a}, \vec{b}, \vec{c})$ e (\vec{d}, \vec{q}) apresentada pelas expressões (3.29) e (3.32).

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \cdot [\mathbf{B}] \cdot [\mathbf{A}] \cdot \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} \quad (3.29a)$$

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \cdot \begin{bmatrix} \cos\theta & \left(\frac{\sqrt{3}}{2}\sin\theta - \frac{1}{2}\cos\theta\right) & \left(-\frac{\sqrt{3}}{2}\sin\theta - \frac{1}{2}\cos\theta\right) \\ -\sin\theta & \left(\frac{1}{2}\sin\theta + \frac{\sqrt{3}}{2}\cos\theta\right) & \left(\frac{1}{2}\sin\theta - \frac{\sqrt{3}}{2}\cos\theta\right) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} \quad (3.29b)$$

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = [\mathbf{A}]^T \cdot [\mathbf{B}]^T \cdot \begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} \quad (3.30a)$$

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\theta & -\sin\theta \\ \left(\frac{\sqrt{3}}{2}\sin\theta - \frac{1}{2}\cos\theta\right) & \left(\frac{1}{2}\sin\theta + \frac{\sqrt{3}}{2}\cos\theta\right) \\ \left(-\frac{\sqrt{3}}{2}\sin\theta - \frac{1}{2}\cos\theta\right) & \left(\frac{1}{2}\sin\theta - \frac{\sqrt{3}}{2}\cos\theta\right) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} \quad (3.30b)$$

Para um sistema onde $v_a(t) + v_b(t) + v_c(t) = 0$ resulta:

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \left(\cos\theta + \frac{\sqrt{3}}{3}\sin\theta\right) & \left(\frac{2\sqrt{3}}{3}\sin\theta\right) \\ \left(-\sin\theta + \frac{\sqrt{3}}{3}\cos\theta\right) & \left(\frac{2\sqrt{3}}{3}\cos\theta\right) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \end{bmatrix} = [\mathbf{D}] \cdot \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \end{bmatrix} \quad (3.31)$$

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\theta & -\sin\theta \\ \left(\frac{\sqrt{3}}{2}\sin\theta - \frac{1}{2}\cos\theta\right) & \left(\frac{\sqrt{3}}{2}\cos\theta + \frac{1}{2}\sin\theta\right) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} = [\mathbf{D}]^{-1} \cdot \begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} \quad (3.32)$$

3.4.2.2 Equações para o conversor no sistema de coordenadas (\vec{d}, \vec{q})

A transformação do sistema $\alpha\beta$ para o sistema dq deve levar em conta a rotação relativa dos eixos (\vec{d}, \vec{q}) em relação aos eixos $(\vec{\alpha}, \vec{\beta})$. Uma grandeza bidimensional representada como um vetor $\vec{u}(t)$ num sistema de coordenadas ortogonais $(\vec{\alpha}, \vec{\beta})$ também pode ser representada como uma grandeza $\hat{u}(t)$ no plano complexo, onde os eixos $\vec{\alpha}, \vec{\beta}$ passam a ser os eixos real e imaginário respectivamente, ou seja:

$$\hat{v}(t)_{\alpha\beta} = v_{\alpha}(t) + jv_{\beta}(t) = |\hat{v}(t)| \cdot e^{j\overline{\hat{v}(t)}} \quad (3.33)$$

$$\hat{v}(t)_{dq} = v_d(t) + jv_q(t) = |\hat{v}(t)| \cdot e^{j\overline{\hat{v}(t)}} \cdot e^{j\omega t} \quad (3.34)$$

A utilização de uma ou outra representação é uma questão de conveniência. Para o modelamento do sistema conversor+filtro+carga será utilizada a notação complexa. A partir do circuito equivalente da figura 3.10 e da equação (3.22) obtêm-se as relações (3.35):

$$\begin{bmatrix} \frac{d(\bar{v}_{Cd} \cdot e^{j\omega t})}{dt} \\ \frac{d(\bar{v}_{Cq} \cdot e^{j\omega t})}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{\text{Cap}} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\text{Cap}} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \bar{i}_d \cdot e^{j\omega t} - \bar{i}_{Cd} \cdot e^{j\omega t} \\ \bar{i}_q \cdot e^{j\omega t} - \bar{i}_{Cq} \cdot e^{j\omega t} \end{bmatrix} \quad (3.35a)$$

$$\begin{bmatrix} \frac{d(\bar{v}_{Cd} \cdot e^{j\omega t})}{dt} \\ \frac{d(\bar{v}_{Cq} \cdot e^{j\omega t})}{dt} \end{bmatrix} = e^{j\omega t} \cdot \begin{bmatrix} \frac{d\bar{v}_{Cd}}{dt} \\ \frac{d\bar{v}_{Cq}}{dt} \end{bmatrix} + j \cdot \omega \cdot e^{j\omega t} \cdot \begin{bmatrix} \bar{v}_{Cd} \\ \bar{v}_{Cq} \end{bmatrix} \quad (3.35b)$$

A figura 3.14 apresenta as componentes de dois números complexos ortogonais \hat{y} e $j \cdot \hat{y}$ no sistema de coordenadas dq.

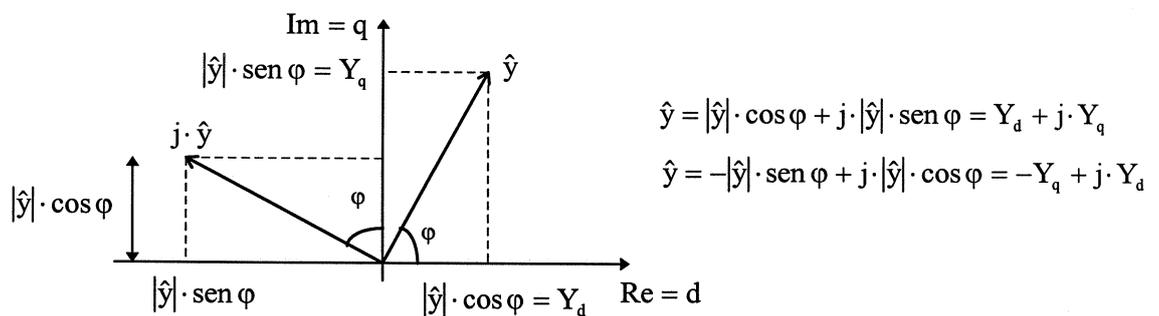


Fig. 3.14: Números complexos \hat{y} e $j \cdot \hat{y}$ e suas projeções nos eixos real e imaginário.

A partir de (3.35) e utilizando os conceitos apresentados na figura 3.14 obtêm-se:

$$\begin{bmatrix} \frac{d\bar{v}_{Cd}}{dt} \\ \frac{d\bar{v}_{Cq}}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{\text{Cap}} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\text{Cap}} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \bar{i}_d - \bar{i}_{Cd} \\ \bar{i}_q - \bar{i}_{Cq} \end{bmatrix} + \omega \cdot \begin{bmatrix} \bar{v}_{Cq} \\ -\bar{v}_{Cd} \end{bmatrix} \quad (3.36)$$

A figura 3.15 mostra o diagrama de blocos da representação do conversor+filtro+carga no sistema de coordenadas dq.

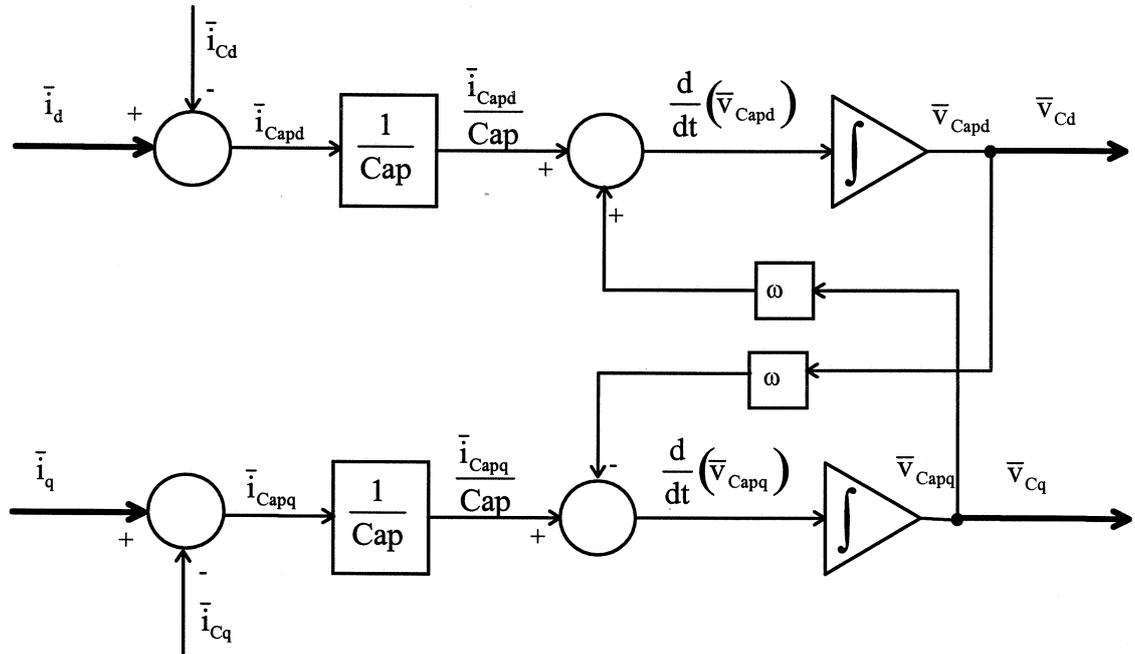


Fig. 3.15: Diagrama de blocos do modelo conversor+filtro+carga representado no sistema de coordenadas dq.

Verifica-se que a atuação do sistema se realiza através da corrente do conversor \bar{i}_d e \bar{i}_q , as saídas são as tensões na carga \bar{v}_{Cd} e \bar{v}_{Cq} e a corrente da carga \bar{i}_{Cd} e \bar{i}_{Cq} aparece como uma perturbação na planta.

4. ESTRATÉGIAS DE CONTROLE DA TENSÃO NA CARGA

São definidas a estrutura do sistema de controle e filtragem dos sinais realimentados.

São analisadas as estratégias de controle do tipo “deadbeat” e vetorial, propostas metodologias para o projeto do controlador e do filtro “anti-aliasing”.

A partir da discussão apresentada no item 3.4, verificou-se que o conjunto conversor+filtro+carga pode ser modelado por um circuito equivalente simplificado. O detalhamento da estrutura do controle, indicada na forma de diagrama de um blocos genérico na figura 3.9, depende do sistema de coordenadas (trifásico estático ou bifásico girante) adotado para representar o conjunto conversor+filtro+carga.

4.1 Estrutura do controle do conversor no sistema de coordenadas trifásico estático

O objetivo da derivação é gerar, em cada fase x , uma corrente $i_x(t)$ no lado CA do conversor para se obter uma tensão senoidal $v_{c_x}(t)$ na carga que segue uma referência $v_{ref_x}(t)$ senoidal.

Adotando-se o modelamento discutido no item 3.4.1, o conjunto conversor+filtro+carga pode ser representado por três circuitos monofásicos desacoplados com uma função de transferência $\frac{\bar{V}_{c_x}(s)}{\bar{I}_x(s)}$ para cada fase x do sistema, cuja representação a nível de diagrama de blocos é mostrada na figura 3.11. Note-se que a dinâmica da carga não aparece explicitamente na função de transferência, porém a corrente de carga $i_{c_x}(t)$ passa a ser considerada uma perturbação mensurável.

A estrutura do sistema de controle do conversor pode ser representada pelo diagrama de blocos da figura 4.1 e a função de transferência do controlador possui a dimensão de admitância.

Como estratégia de controle adotou-se a filosofia “deadbeat” cujo conceito e metodologia de projeto do controlador são apresentados nos itens subseqüentes.

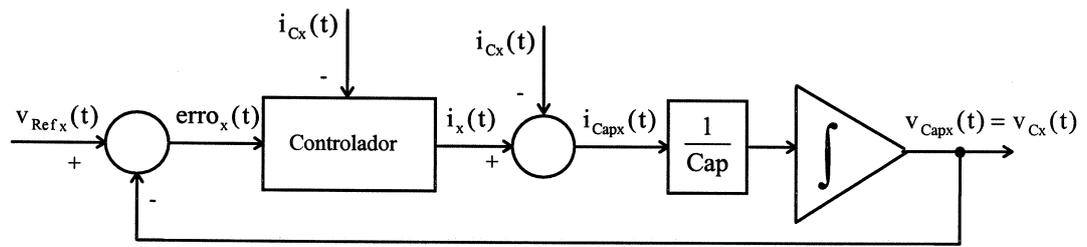


Fig. 4.1: Diagrama de blocos da estrutura do controle do conversor por fase utilizando a representação no sistema de coordenadas trifásico estático.

4.1.1 Princípio da estratégia de controle “deadbeat”

O nome “deadbeat” tem origem nos mecanismos de relojoaria, em que se usava um pêndulo rotativo com mola, ligado a uma coroa de escape. A rotação do pêndulo liberava momentaneamente a trava da coroa, que girava até a trava interromper o movimento bruscamente sem oscilações.

4.1.1.1 Definições

A resposta a uma entrada em degrau de um sistema de controle discreto realimentado é considerada idealmente do tipo “deadbeat”, quando a saída do sistema alcançar o seu valor final (e se mantiver nele) no mínimo intervalo de tempo, ou seja, apresentar erro estacionário nulo e sem oscilações entre os instantes de amostragem.

Em diversas aplicações o controlador encontra-se na malha direta em série com a planta. Para sistemas com uma única entrada o controlador provoca o cancelamento de pólos e zeros e transforma um sistema com n pólos em outro do tipo n (n pólos na origem), tornando a equação característica em malha fechada do tipo $z^n = 0$. Pelo teorema de Cayley-Hamilton, a matriz característica $\Phi_c = \Phi - \Gamma \cdot I$ (onde Γ e I são as matrizes de autovalores e identidade respectivamente) do sistema em malha fechada satisfaz a condição $\Phi_c^n = 0$. Esta estratégia tem a propriedade de levar todos os estados para zero em no máximo n intervalos de amostragem após a ocorrência de uma perturbação.

No controle tipo “deadbeat” o período de amostragem é a única variável de projeto. Como o sinal de erro se anula em no máximo n períodos de amostragem Δt , o tempo de acomodação é dado por $n \cdot \Delta t$. No entanto, como a amplitude do sinal de

controle em geral cresce significativamente a medida que se reduz o período de amostragem, a resposta do sistema é rápida podendo apresentar valores elevados de sobressinal na entrada do bloco PWM, ou seja, na saída do controlador. Por este motivo o controle “deadbeat” adquiriu injustamente a fama de “violento”. Portanto, a escolha do período de amostragem torna-se importante nesta técnica.

A aplicação do controlador “deadbeat” pressupõe um conhecimento detalhado das características da planta para o seu modelamento, de preferência através de variáveis de estado. Desta forma podem ser utilizadas realimentações de estados obtendo-se um sistema linear de equações para os coeficientes da malha. A priori o controle envolve um problema de controle ótimo em tempo discreto, onde as entradas do sistema não são computadas na função custo e a sua solução resulta em um sistema de malha fechada inerentemente estável. Na prática é improvável que todos os estados do sistema sejam mensuráveis. Dispondo-se de um modelo matemático do sistema, pode-se utilizar técnicas de estimação de estados a partir das medições das entradas e saídas.

4.1.2 Filosofia “deadbeat” aplicada ao conversor

Para um sistema de primeira ordem com uma única entrada (por exemplo o modelo por fase do conjunto conversor+filtro+carga), consegue-se impor que a variável de saída do sistema siga a referência com um atraso de um intervalo de amostragem. Este atraso é insignificante quando se considera um problema de regulação, onde as saídas devem ser mantidas constantes, ou seja, devem seguir um sinal de referência constante. No presente caso, a referência é variável (senoidal), o que caracteriza um problema de rastreamento (“tracking”). A aplicação da filosofia “deadbeat” resultaria em um variável de saída com amplitude igual à da referência atrasada de um intervalo de amostragem Δt . Ao se levar em conta as perturbações na carga, tem-se uma degradação adicional no desempenho do controlador. As considerações a seguir transformam a filosofia “deadbeat” original em outra, com características preditivas, visando minimizar a defasagem acima citada.

Para efeito de análise e projeto foi adotado o modelamento desenvolvido no item 3.4.1, que desacopla as três fases. Desta forma utilizam-se três controladores independentes, um para cada fase, impondo-se somatório nulo para as médias

instantâneas das correntes $\bar{i}_x(t)$ do conversor. No desenvolvimento a seguir adota-se uma fase qualquer do conversor, sendo suprimidos os subscritos a, b, c ou x (fase genérica) para não carregar a notação.

Para um dado instante t e intervalo de amostragem Δt , a tensão da carga, que é a mesma do capacitor, é dada pela equação (4.1):

$$v_C(t + \Delta t) = v_C(t) + \frac{1}{\text{Cap}} \int_t^{t+\Delta t} i_{\text{Cap}}(t) dt \quad (4.1)$$

como $i_{\text{Cap}} = i - i_C$ tem-se:

$$v_C(t + \Delta t) = v_C(t) + \frac{1}{\text{Cap}} \int_t^{t+\Delta t} i(t) dt - \frac{1}{\text{Cap}} \int_t^{t+\Delta t} i_C(t) dt \quad (4.2)$$

No caso do conjunto conversor+filtro+carga o sinal de referência v_{ref} da malha de controle é senoidal e portanto previsível, impondo a condição dada pela equação (4.3).

$$v_C(t + \Delta t) = v_{\text{ref}}(t + \Delta t) \quad (4.3)$$

Esta equação é não causal. Porém, como a referência é senoidal, a tensão $v_{\text{ref}}(t + \Delta t)$ é conhecida e a imposição é válida. Durante o intervalo de amostragem, a corrente na saída do conversor será um sinal pulsado de dois níveis (vide figuras 3.7a e 3.7b) com média instantânea local \bar{i} igual ao sinal de referência \bar{i}_{ref} imposto pelo controle na entrada do bloco PWM (vide figuras 3.9 e 4.2).

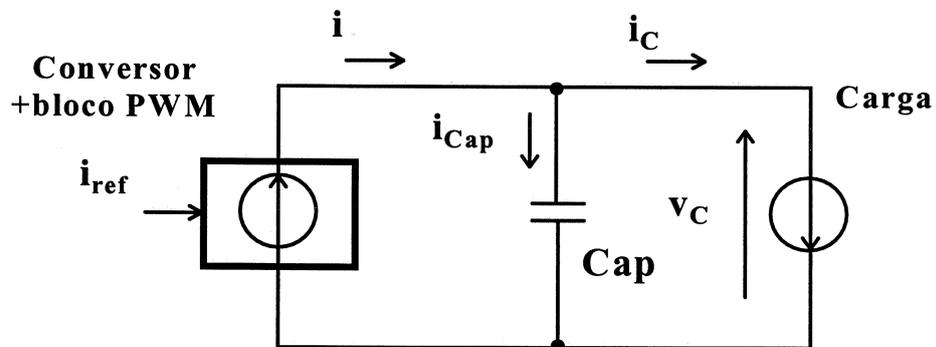


Fig 4.2: Circuito equivalente simplificado para uma fase do conversor

Substituindo-se i por \bar{i}_{ref} na igualdade (4.2) resulta a equação (4.4), que fornece os mesmos valores que primeira apenas nos instantes de amostragem.

Portanto a tensão na carga pode ser aproximada pela expressão (4.4).

$$v_C(t + \Delta t) = v_C(t) + \frac{1}{\text{Cap}} \int_t^{t+\Delta t} \bar{i}_{\text{ref}}(t) dt - \frac{1}{\text{Cap}} \int_t^{t+\Delta t} i_C(t) dt \quad (4.4)$$

O valor de $i_C(t + \Delta t)$ é desconhecido, porém, admitindo-se um intervalo de amostragem Δt suficientemente pequeno, pode-se admitir que a média local da corrente de carga i_C é constante, ou seja:

$$\bar{i}_C(t + \Delta t) = \bar{i}_C(t) \quad (4.5)$$

A partir das hipóteses acima obtêm-se a relação (4.6) que aproxima a tensão na carga por segmentos de reta, conforme mostra a figura 4.3.

$$v_C(t + \Delta t) = v_C(t) + \frac{\bar{i}_{\text{ref}}(t)}{\text{Cap}} \cdot \Delta t - \frac{i_C(t)}{\text{Cap}} \cdot \Delta t \quad (4.6)$$

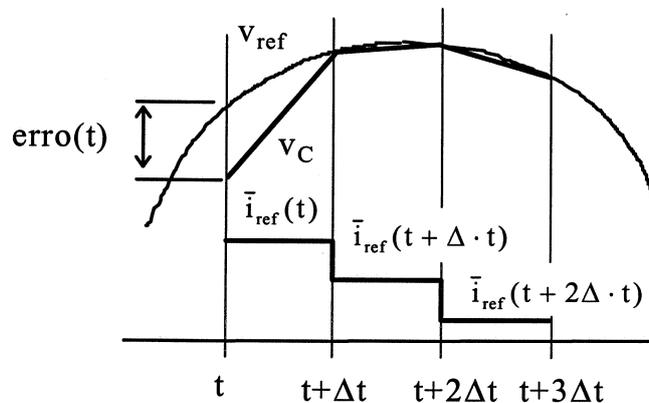


Fig 4.3: Comportamento das tensões de carga, de referência e da corrente de referência do bloco PWM.

Na implementação do controlador assume-se que no instante t sejam amostrados os valores $v_C(t)$, $i_C(t)$ e conhecido o valor de $v_{\text{ref}}(t + \Delta t)$. Pode-se calcular o valor da corrente no conversor $i_{\text{ref}}(t)$, que é mantida constante entre os instantes t e $t + \Delta t$, impondo-se erro nulo para a tensão na carga no instante $t + \Delta t$, ou seja,

$$v_{\text{ref}}(t + \Delta t) = v_C(t + \Delta t) \quad (4.7)$$

A partir da equação (4.6) obtêm-se,

$$\bar{i}_{\text{ref}}(t) = \frac{[v_{\text{ref}}(t + \Delta t) - v_C(t)] \cdot \text{Cap}}{\Delta t} \cdot \Delta t + i_C(t) \quad (4.8)$$

e repete-se o procedimento acima para cada instante de amostragem.

Em função das aproximações adotadas, principalmente no que se refere à corrente de carga, pode-se ter um erro não nulo ao final do intervalo de amostragem, o qual aumenta com o período de amostragem. Para elevados valores de intervalos de amostragem Δt , outra fonte de erro é o efeito das amostragens de ordem zero sobre o comportamento da tensão na carga entre intervalos de amostragem (MATAKAS Jr., 1998, Anexo F). O erro devido a modulação PWM será forçado a ter média nula em um período de amostragem, conforme discussão apresentada no item 4.1.3.

Desta forma a regulação da tensão de saída devido a variações na carga poderá ser deficiente, a qual é adequadamente compensada com uma malha de controle adicional mostrada na figura 4.4.

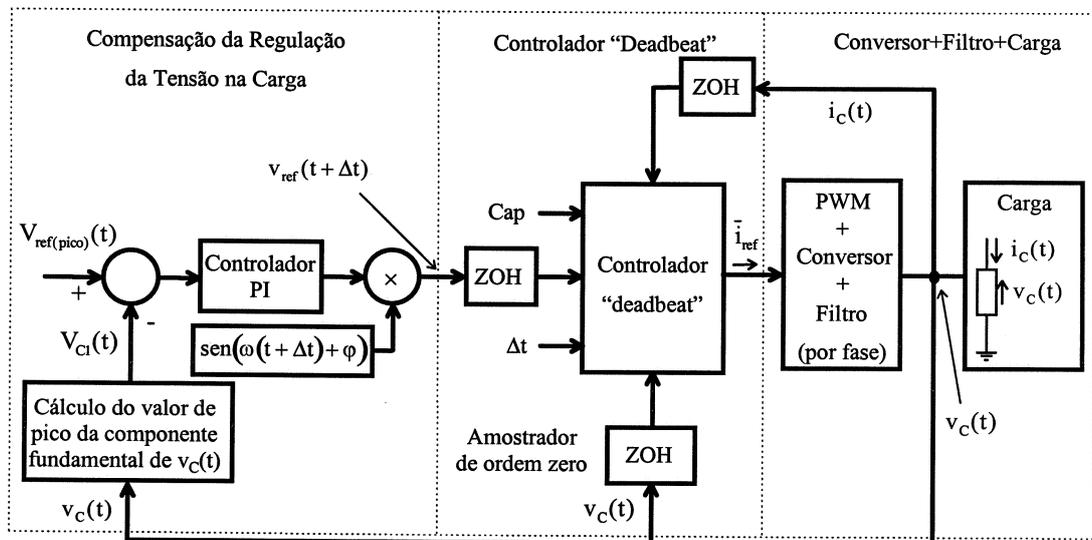


Fig. 4.4: Diagrama de blocos por fase mostrando o compensador para regulação da tensão na carga, o controlador "deadbeat", o conjunto conversor+filtro+carga.

A partir do diagrama verifica-se que $V_{ref(pico)}$ (valor de pico da tensão de referência v_{ref}) é comparado com $V_{c1}(t)$ (valor de pico da componente fundamental da tensão na carga $v_c(t)$) e o sinal de erro resultante é aplicado a um controlador PI. Este controlador é projetado para que o pólo dominante do sistema em malha fechada imponha uma correção da tensão na carga em um intervalo de um a dois ciclos do sinal de referência. Quando o erro é nulo, o sinal na saída do controlador PI fornece o valor corrigido do valor de pico da tensão de referência. Este valor é multiplicado por uma

senóide com valor de pico unitário com defasagem adequada e deslocada de um intervalo de amostragem Δt para se obter uma estimativa do valor futuro da tensão de referência.

4.1.3 Requisitos da modulação PWM para utilização do controle tipo “deadbeat”

No item anterior admitiu-se que a corrente $i(t)$ na saída do conversor, originalmente um sinal pulsado gerado pelo bloco PWM a partir de uma referência $\bar{i}_{ref}(t)$, é representada pela sua média instantânea $\bar{i}(t) = \bar{i}_{ref}(t)$ em um período de amostragem Δt . Esta hipótese não se constitui em uma fonte de erro no cálculo de $\bar{i}_{ref}(t)$, pois na equação (4.8) impõe-se um erro nulo para a tensão de saída a cada instante de amostragem, desta forma garantindo-se uma resposta “deadbeat”. Esta afirmação é confirmada através da equação (4.4), notando-se que a relação imposta pela equação (4.9) é satisfeita.

$$\int_t^{t+\Delta t} i(t) dt = \int_t^{t+\Delta t} \bar{i}(t) dt = \int_t^{t+\Delta t} \bar{i}_{ref}(t) dt = \bar{i}_{ref}(t) \cdot \Delta t \quad (4.9)$$

Entretanto nada foi imposto até o momento quanto ao comportamento das grandezas durante o intervalo entre amostragens. Se em um dado intervalo de amostragem Δt o valor médio de $i(t)$ é igual ao de $\bar{i}_{ref}(t)$, então a razão cíclica do sinal PWM é única e definida por $\frac{\tau(t)}{T_s}$.

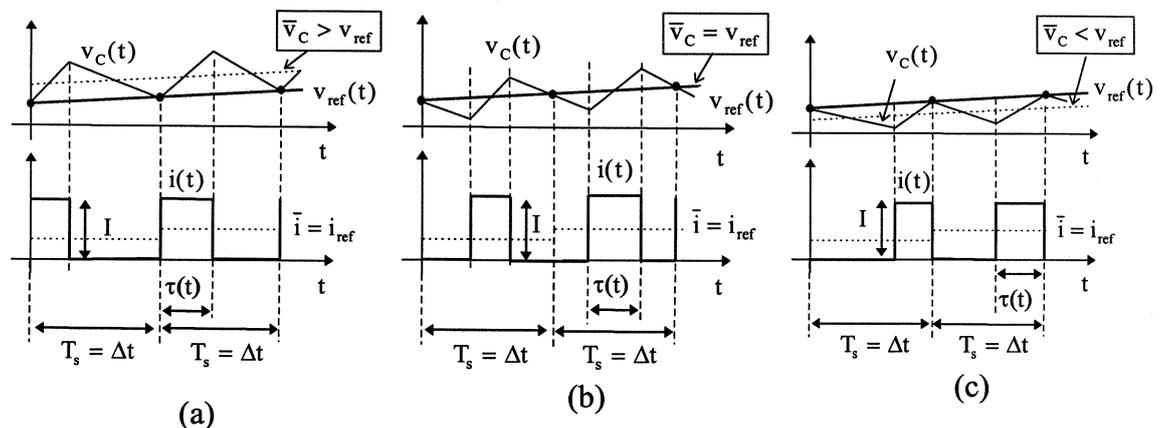


Fig. 4.5: Posição do pulso de corrente em relação à portadora do modulador PWM:
(a) pulso à direita; (b) pulso centrado; (c) pulso à esquerda.

Uma vez fixados $\bar{i}_{ref}(t)$ e a razão cíclica, resta definir a posição relativa do pulso no intervalo de amostragem Δt , conforme mostra a figura 4.5. Nos três casos os pulsos de corrente gerados apresentam o mesmo valor médio $\bar{i}(t) = \bar{i}_{ref}(t)$, o que atende o critério “deadbeat”. No entanto, nos casos (a) e (c) a média local instantânea $\bar{v}_c(t)$ da tensão na carga $v_c(t)$ difere do valor desejado v_{ref} . A utilização do pulso centrado, conforme mostra a figura 4.5(b), impõe que a oscilação da tensão na carga tenha média nula em um intervalo de amostragem Δt , assegurando que a média instantânea $\bar{v}_c(t)$ da tensão na carga seja igual à de $v_{ref}(t)$.

Dentre os métodos de PWM pesquisados na literatura (MALESANI; TENTI, 1990), (KATAOKA et al., 1979), (SATO; KATAOKA, 1995), (SATO; KATAOKA, 1993), (SHIRAHAMA et al., 1994), (IWAHORI; KOUSAKA, 1989), (KARSHENAS et al., 1995), (XIAO et al., 1998), (HILL; LUO, 1987), (WU et al., 1992), o primeiro é o único que utiliza um pulso centrado e portanto adequado para um controlador “deadbeat”. O Anexo C apresenta as características desta técnica de modulação em PWM.

Cumprido ressaltar que o método “deadbeat” adotado não requer filtragem “anti-aliasing”, necessária em outras estratégias de controle digital ou analógico para se eliminar a componente oscilatória de $v_c(t)$, conforme análise apresentada no item 4.2.6.

Até este ponto considerou-se que o período de amostragem Δt é igual ao período de chaveamento T_s . No entanto a figura 4.5(b) mostra que, com o pulso centrado, o erro da tensão na carga é nulo no instante de chaveamento T_s e em $\frac{T_s}{2}$. Desta forma adota-se um período de amostragem Δt igual a metade do período de chaveamento T_s , obtendo-se assim uma redução nos erros associados ao período de amostragem, conforme a análise do item 4.1.2. Este fato se traduz numa vantagem em conversores de elevada potência que operam com uma frequência de chaveamento reduzida, imposta pelas limitações dos interruptores semicondutores.

Esta alternativa só é viável se o conversor conseguir impor um valor de \bar{i}_{ref} a cada semi-período do intervalo de chaveamento T_s . Para tanto, uma modulação PWM assimétrica, mostrada na figura 4.6, é necessária para se conseguir alterar o valor médio da corrente do conversor a cada período de amostragem Δt .

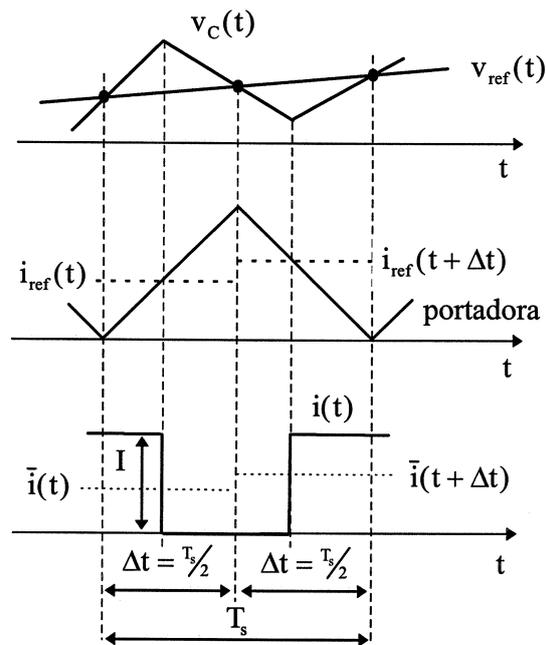


Fig. 4.6: Modulação PWM assimétrica com período de amostragem Δt igual a metade do período de chaveamento T_s

4.1.4 Projeto do controlador “deadbeat”

O controlador “deadbeat” é projetado a partir das considerações do item 4.1.2. Os parâmetros e variáveis necessários são:

- senais realimentados da tensão de fase e corrente de linha na carga;
- valor da capacitância de filtro (por fase) Cap ;
- valor do intervalo de amostragem Δt , correspondente à metade do valor do período da portadora do PWM (T_s);
- senais de sincronismo para os amostradores de ordem zero (ZOH). A frequência deste sinal é o dobro da frequência da portadora do PWM ($f_s = \frac{1}{T_s}$), e sincronizada com os picos e zeros desta portadora.

O diagrama de blocos da figura 4.4 mostra a ligação entre os blocos e as variáveis para o controlador.

Os parâmetros do controlador PI para a regulação da tensão na carga são calculados levando em conta um tempo de acomodação de um a dois ciclos de rede.

4.2 Controlador vetorial

As grandezas de um sistema trifásico a três fios podem ser convenientemente representadas por vetores espaciais conforme foi mostrado no item 3.4.2. Na seqüência são mostradas as vantagens de se realizar o controle do conversor utilizando um sistema de coordenadas girantes. São apresentados: a estrutura de controle proposta; os controladores viáveis; os problemas e a influência do modulador PWM intercalado na malha de controle e finalmente uma metodologia para projeto do controlador e dos filtros.

4.2.1 Características do controle vetorial

A representação das grandezas do conversor em um sistema de coordenadas girantes oferece como vantagens uma redução no número de variáveis pois permite a representação das grandezas de um sistema trifásico simétrico e equilibrado através de pares de componentes constantes. Este enfoque facilita o controle da tensão de saída do conversor, pois o problema de rastreamento (“tracking”) de três tensões de referência senoidais se transforma no problema de regulação de um sistema realimentado.

4.2.2 Desacoplamento dos sinais de controle

A partir do diagrama de blocos do sistema conversor+filtro+carga, representado no sistema dq (figura 3.15), e da equação (3.36) verifica-se que existe um acoplamento entre as componentes d e q, ou seja, alterações na corrente $\bar{i}_d(t)$ afetam simultaneamente as tensões $\bar{v}_{Cd}(t)$ e $\bar{v}_{Cq}(t)$.

A utilização de um bloco de desacoplamento (vide figura 4.7), facilita o projeto evitando-se a utilização de técnicas de controle multivariável. Desta forma, cada saída $\bar{v}_{Cd}(t)$ e $\bar{v}_{Cq}(t)$ depende exclusivamente de uma entrada $\bar{i}_d(t)$ e $\bar{i}_q(t)$ respectivamente, ou seja, obtêm-se dois sistemas (vide figura 4.8) independentes com uma entrada e uma saída.

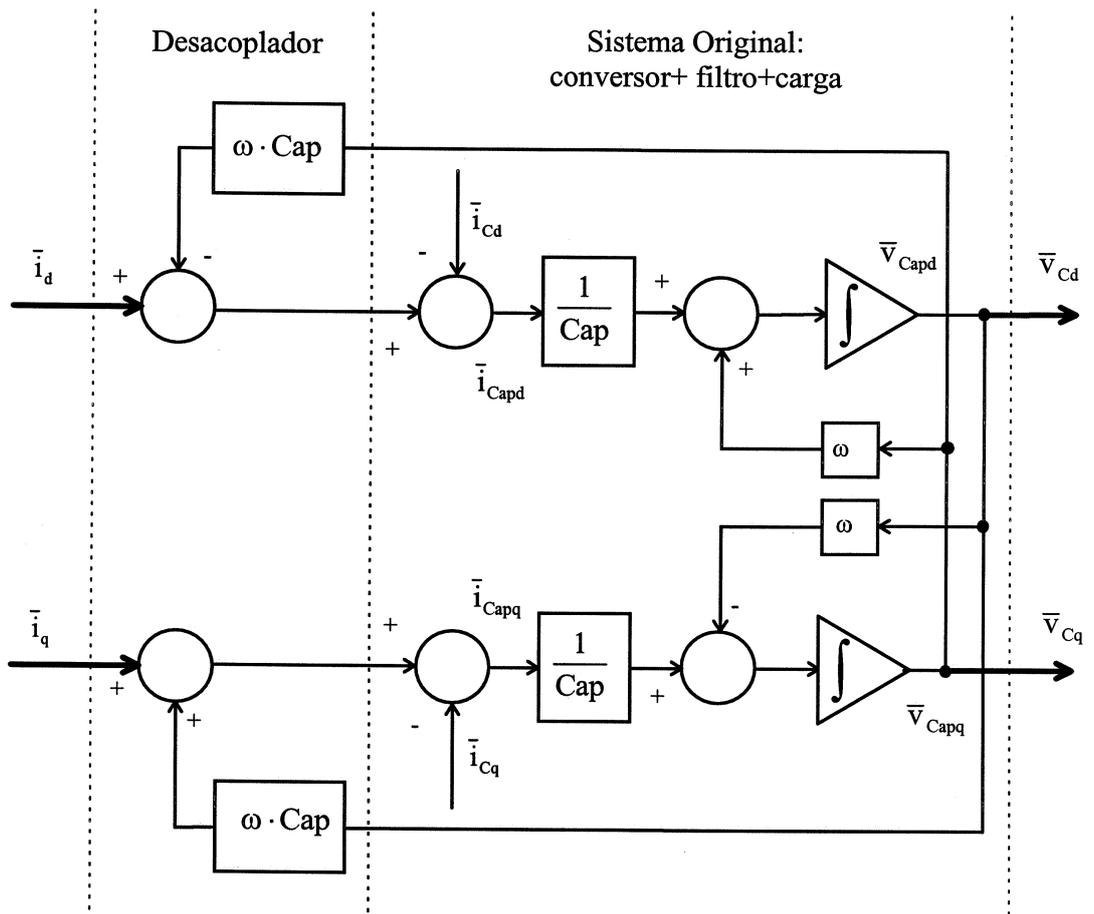


Fig. 4.7: Diagrama de blocos da representação do conversor+filtro+carga no sistema de coordenadas dq com desacoplamento das componentes d e q.

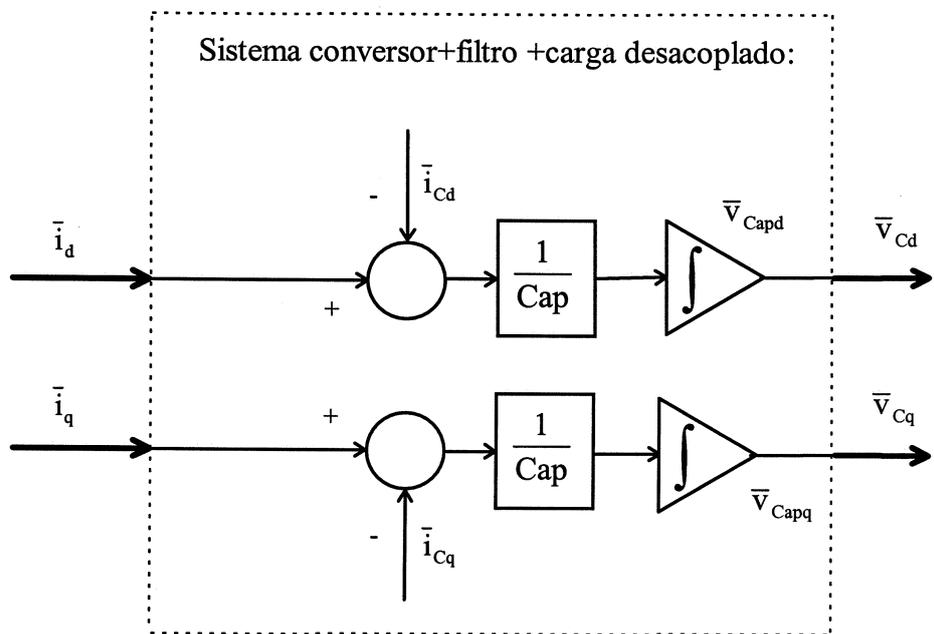


Fig. 4.8: Diagrama simplificado do conjunto conversor+filtro+carga desacoplado.

4.2.3 Estrutura do controlador

Uma vez que as características da carga são a priori desconhecidas, optou-se por considerá-la (vide item 4.1) uma perturbação mensurável de modo que a sua influência possa ser facilmente compensada, conforme mostra a figura 4.9.

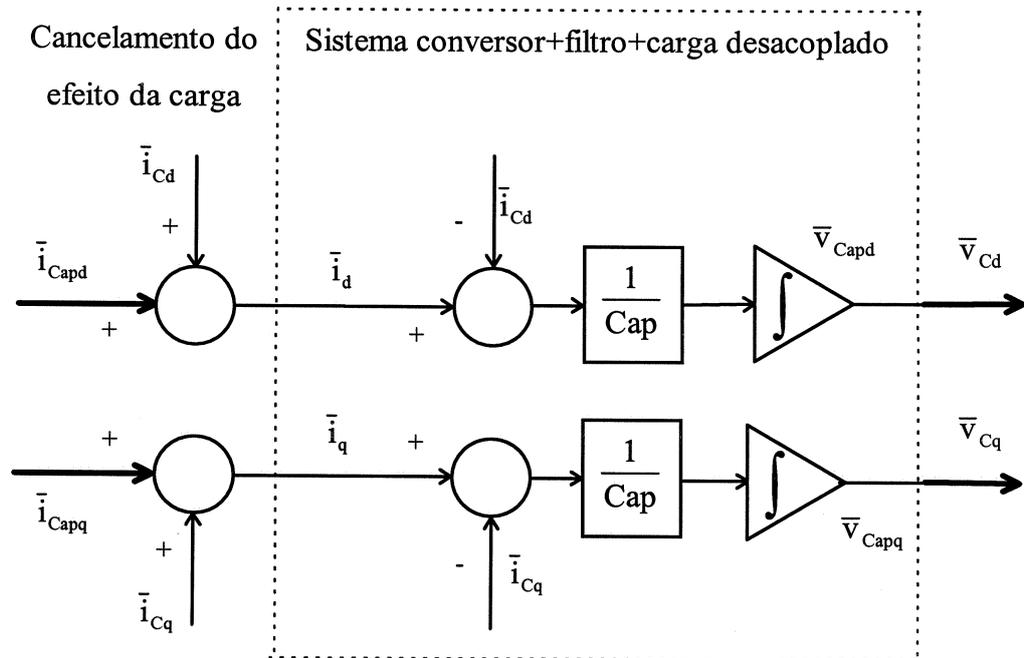


Fig. 4.9: Cancelamento do efeito da carga no modelo conversor+filtro+carga.

Planta desacoplada

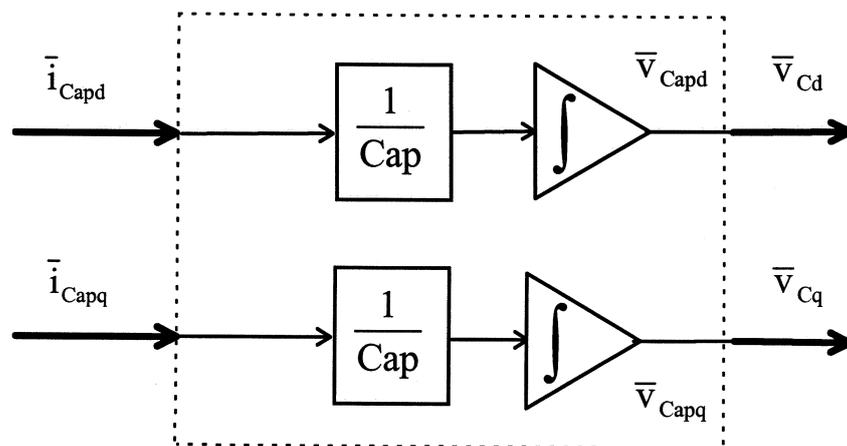


Fig. 4.10: Diagrama simplificado da planta original completamente desacoplada.

Com o cancelamento do efeito da carga a planta ficou reduzida a apenas dois integradores, conforme mostra a figura 4.10. Desta forma são necessárias duas malhas de controle independentes, responsáveis pela imposição dos componentes $\bar{i}_{\text{Capd}}(t)$ e $\bar{i}_{\text{Capq}}(t)$ da corrente no capacitor que mantêm as respectivas componentes de tensão $\bar{v}_{\text{Capd}}(t)$ e $\bar{v}_{\text{Capq}}(t)$ nos valores $\bar{v}_{\text{refd}}(t)$ e $\bar{v}_{\text{refq}}(t)$, conforme mostra o diagrama da figura 4.11.

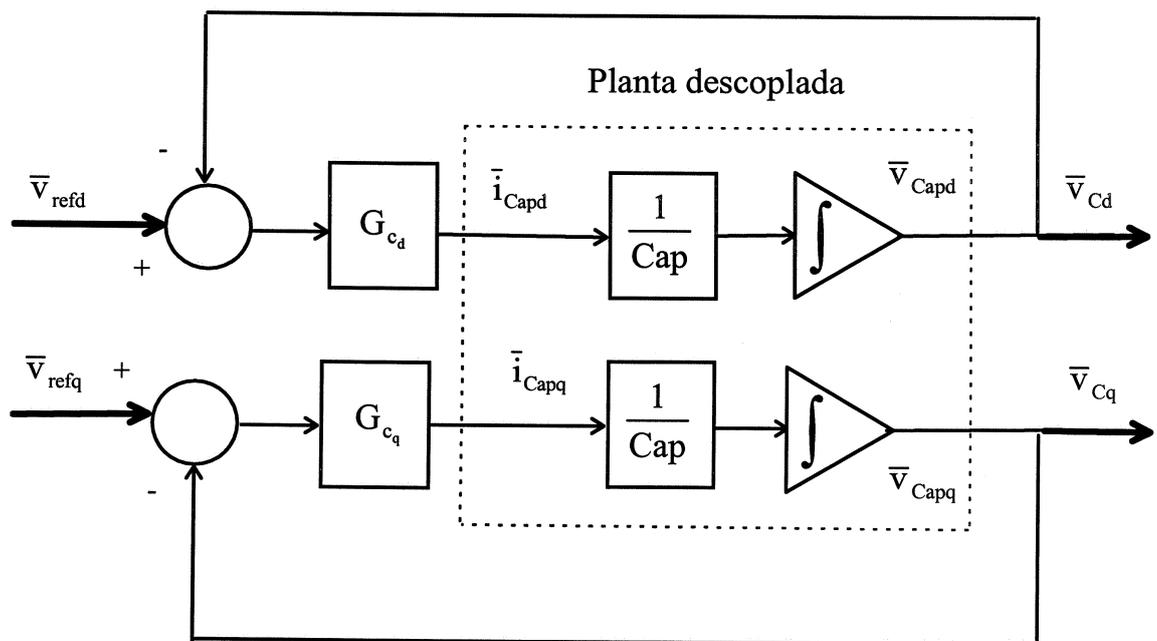


Fig. 4.11: Diagrama simplificado da estrutura de controle da planta completamente desacoplada.

A escolha dos controladores G_{c_d} e G_{c_q} , bem como o seu dimensionamento, são descritos nos itens 4.2.5 e 4.2.6 respectivamente. O diagrama da figura 4.11 foi obtido de uma seqüência de transformações aplicadas ao conjunto conversor+filtro+carga, perdendo-se a noção da estrutura original do sistema, a qual pode ser visualizada no diagrama da figura 4.12.

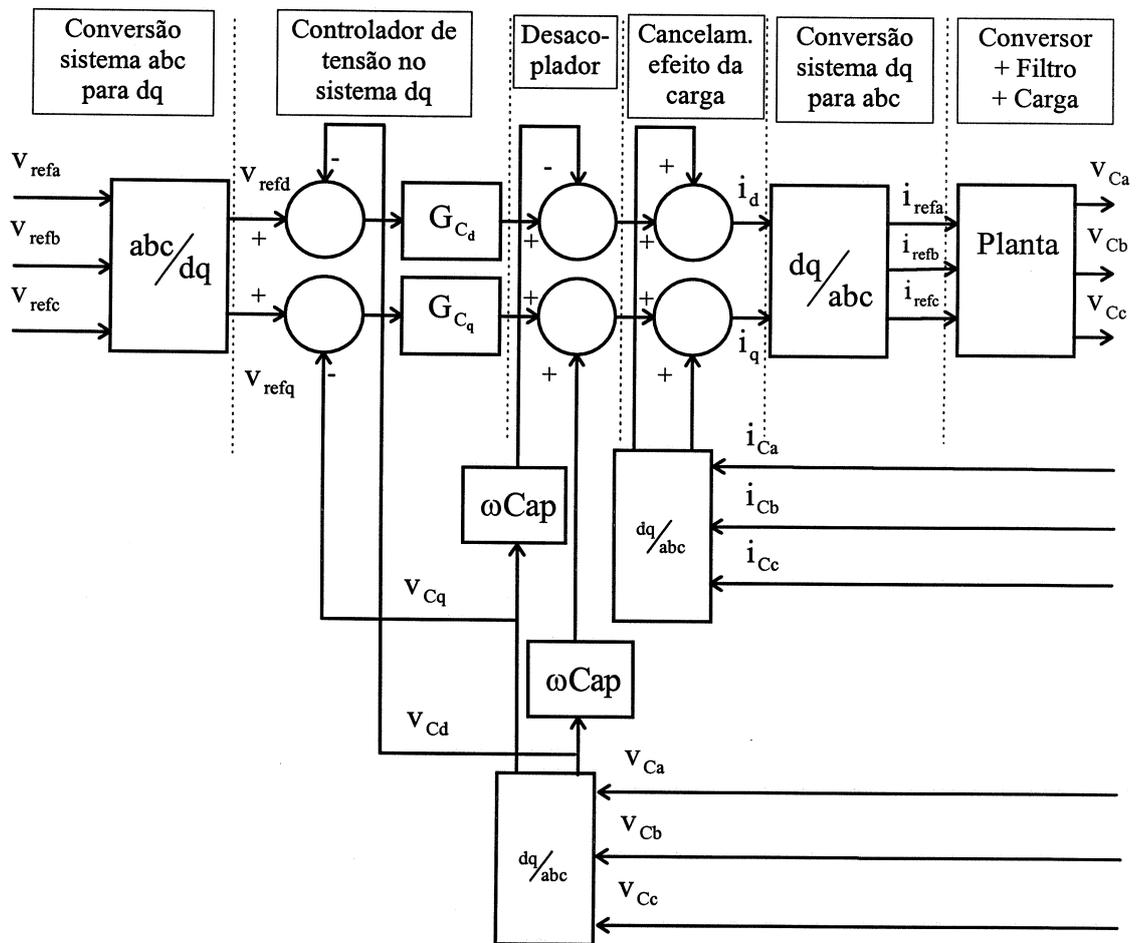


Fig. 4.12: Diagrama de blocos da planta e sistema de controle do tipo vetorial.

4.2.4 Fenômeno de múltiplos chaveamentos devido a iteração do bloco PWM com o controlador

No modelamento do conversor apresentado no item 3.4 atribuiu-se um ganho unitário ao bloco do conversor, admitindo-se que a frequência de chaveamento é significativamente mais elevada que a do sinal modulador. Esta condição pode não ser satisfeita em conversores de elevada potência devido a limitações na frequência de chaveamento impostas pelos interruptores semicondutores. Neste caso o comportamento de um sistema real difere do modelo linearizado (vide figura 4.11) devido à influência das não linearidades introduzidas pelo modulador PWM.

Nestas condições alguns efeitos indesejáveis podem ser observados, tais como:

- a) múltiplas transições do sinal PWM gerando aumentos na frequência de chaveamento;
 - b) a tensão na carga é não periódica e sua ondulação exibe um comportamento caótico;
 - c) deformação na tensão da carga devido a componentes harmônicos de baixa frequência
- Estas restrições impõem limitações no aumento de ganho da malha de controle e portanto, no desempenho da resposta transitória da tensão na carga.

A interação entre o bloco PWM, a planta e a malha de controle é analisada a partir do diagrama de blocos da figura 4.11, adotando-se um controlador do tipo proporcional $G_{cd} = G_{cd} = K_p$. Nestas condições o sistema, cuja função de transferência de malha fechada para uma fase é da pela equação (4.10), é estável para quaisquer valores de ganho

$$\frac{V_c(s)}{I_{ref}(s)} = \frac{K_p / \text{Cap}}{s + \frac{K_p}{\text{Cap}}} \quad (4.10)$$

Portanto, na teoria não existem limitações relativas a estabilidade para o ajuste da resposta transitória, que neste caso depende exclusivamente do ganho do controlador.

O efeito da modulação PWM pode ser observado simulando-se o conversor trifásico da derivação, cujo diagrama de blocos é mostrado na figura 4.12, adotando-se os seguintes valores: a) carga resistiva ($R = 16.2 \Omega$ por fase) ligada em estrela; b) controlador proporcional com ganho $K_p = 0,1$, c) capacitores de filtro ($\text{Cap} = 24,5 \mu\text{F}$ por fase) ligados em estrela e d) tensões de referência (valor eficaz de fase $v_{ref} = 18,38 \text{ kV}$) simétricas e equilibradas.

A ocorrência de múltiplos chaveamentos em alguns ciclos da portadora pode ser identificada nos resultados de simulação apresentados nas figuras 4.13 e 4.14, esta última com uma escala de tempo ampliada.

Com o auxílio dos diagramas indicados nas figuras 3.9 e 4.12, verifica-se que as correntes pulsadas $i_x(t)$, ($x = a, b, c$) na saída do conversor impõem componentes oscilatórias na tensão de carga $v_{Cx}(t)$ e na corrente de carga $i_{Cx}(t) = \frac{v_{Cx}(t)}{R}$, ($x = a, b, c$).

As componentes oscilatórias nos sinais de entrada $i_{refx}(t)$ dos moduladores (vide figuras 4.13 e 4.14), introduzidas pela realimentação de $v_{Cx}(t)$ e $i_{Cx}(t)$ (vide figura 4.12), aumentam com o ganho de malha e perturbam a operação do bloco PWM a partir de um dado valor de ganho.

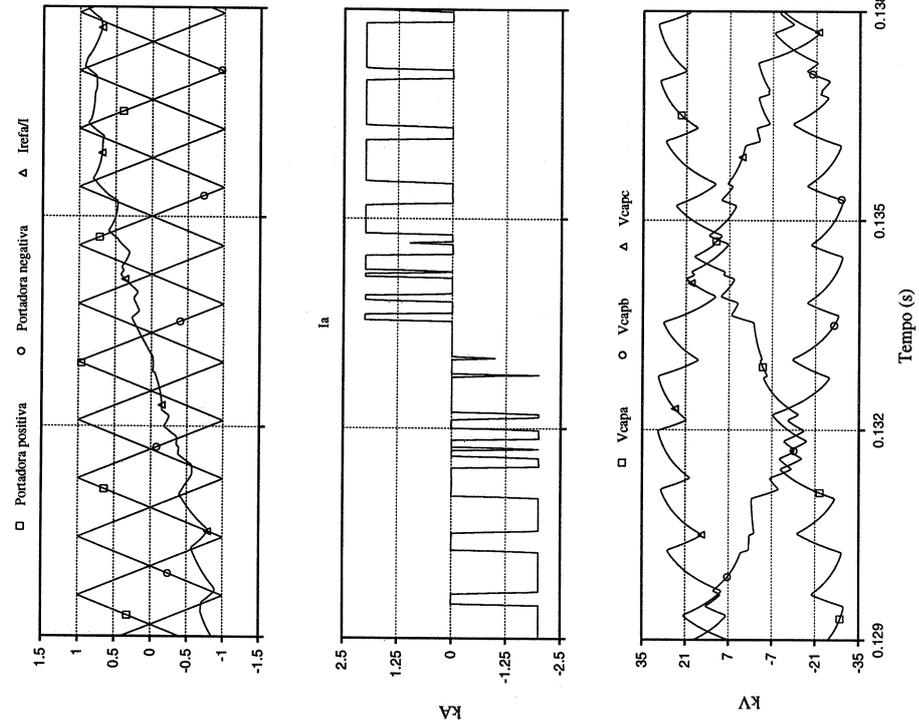


Fig. 4.14: Ampliação da figura 4.14, ressaltando os múltiplos chaveamentos durante intervalos onde existe coincidência das tensões dos capacitores.

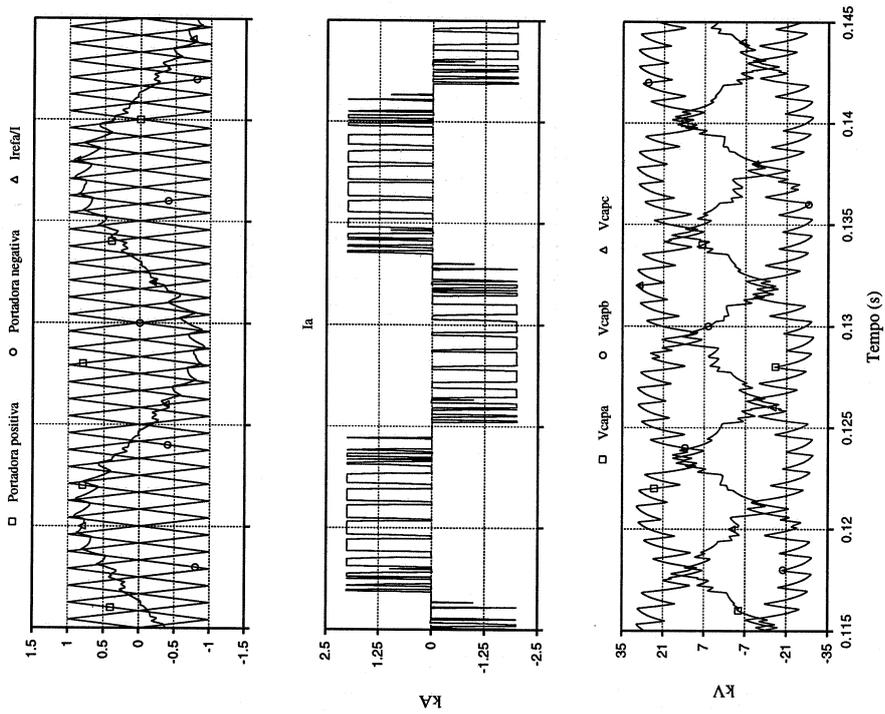


Fig. 4.13: Detecção de múltiplos chaveamentos no controlador vetorial, identificados pelas regiões escuras na corrente do conversor. Ganho proporcional de 0,1.

Este problema pode ser resolvido com a inserção de filtros passa-baixas (filtros “anti-aliasing”) nas entradas dos moduladores PWM de modo a atenuar os componentes harmônicos de alta frequência gerados pelo bloco PWM. No entanto a função de transferência destes filtros afeta a dinâmica do sistema e deve ser levado em consideração no modelamento e projeto da malha de controle.

4.2.5 Escolha dos controladores e dos filtros de sinal

No espectro de harmônicos gerado pela modulação em PWM com portadora triangular e pulso centrado verifica-se que os componentes encontram-se agrupados em torno dos múltiplos da frequência de chaveamento. A utilização de filtros nos sinais realimentados permite minimizar o efeito destes harmônicos na operação do modulador. Nas simulações utilizou-se um filtro Butterworth de segunda ordem com uma frequência de corte $\omega_b = \frac{2\pi f_s}{4}$ (f_s = frequência de chaveamento) na entrada do modulador PWM. Desta forma, na frequência ω_s consegue-se uma atenuação de $40 \cdot \log 4 = 24,08$ dB.

A função de transferência do filtro Butterworth de segunda ordem é apresentada na equação (4.11). Nas simulações utilizou-se um coeficiente de amortecimento $\xi = 0,71$ e $\omega_b = 2 \cdot \pi \cdot 300$ rad/s.

$$G(s) = \frac{\omega_b^2}{s^2 + 2 \cdot \xi \cdot \omega_b \cdot s + \omega_b^2} \quad (4.11)$$

A partir do diagrama de Bode (vide figura 4.15) verifica-se que o filtro apresenta ganho unitário para frequências menores que ω_b e uma atenuação de 40 dB por década para frequências maiores que ω_b .

A introdução do filtro implica na alteração na dinâmica da planta (vide figura 4.11) devido inserção de dois pólos complexos (vide figura 4.16).

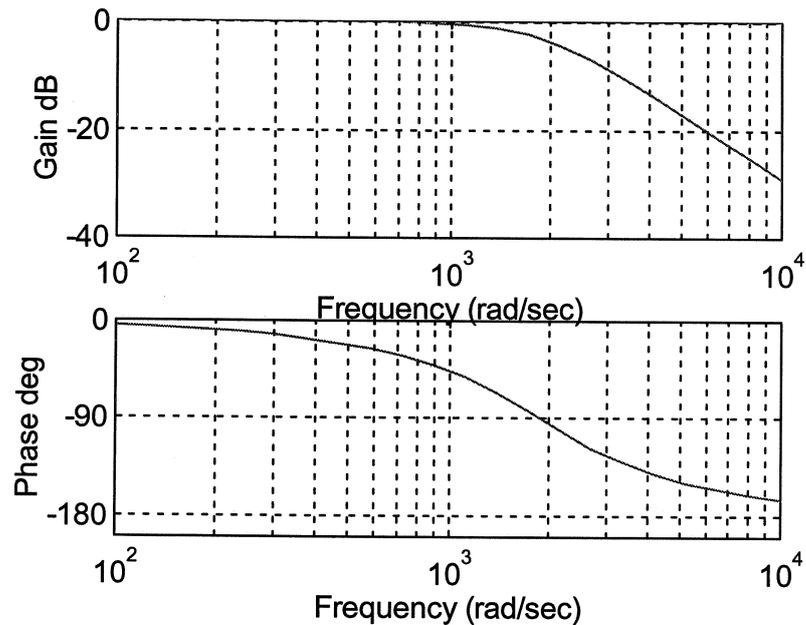


Fig. 4.15: Diagrama de Bode (ganho e fase) para um filtro Butterworth de segunda ordem, amortecimento $\xi = 0,71$, frequência de corte $\omega_b = 2 \cdot \pi \cdot 300$ rad/s.

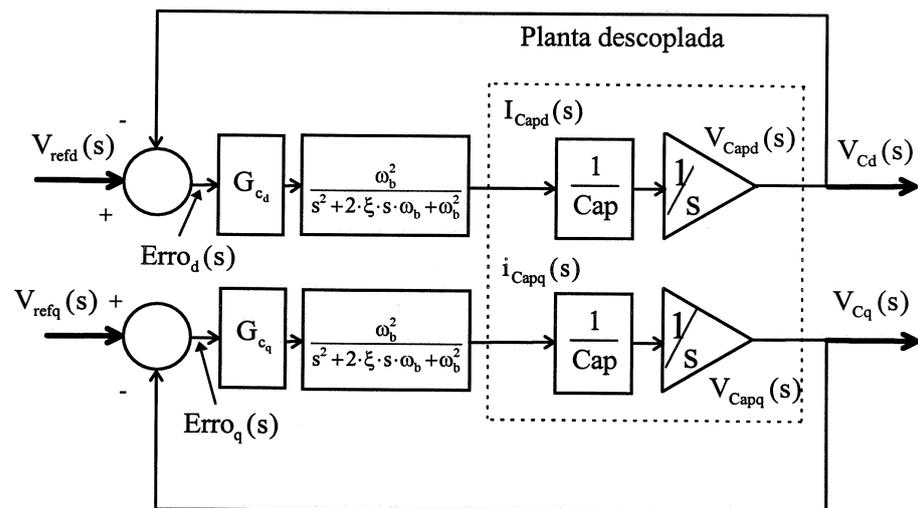


Fig. 4.16: Diagrama de blocos da estrutura de controle com o filtro Butterworth.

Convém notar que a representação dos sinais de controle trifásicos e simétricos no sistema de coordenadas dq facilita o projeto do filtro, pois necessita-se separar apenas um sinal contínuo de outro com frequência de chaveamento. Qualquer desequilíbrio no sistema trifásico gera um componente de seqüência negativa, que no sistema dq aparece como um sinal com o dobro da frequência da rede ω , geralmente

próximo da frequência de corte ω_b . O filtro de segunda ordem pode provocar atraso e atenuação indesejáveis neste sinal, perturbando o desempenho do controlador de tensão. Neste caso, filtros mais elaborados devem ser utilizados para melhorar o desempenho do controlador.

A partir da figura 4.16 nota-se a planta apresenta uma estrutura simples e que um controladores do tipo proporcional (P) ou proporcional-integral (PI) são suficientes para atender os requisitos de resposta a transitórios. Na seqüência serão analisados os dois casos.

Partindo-se de um controlador PI, cuja função de transferência é dada pela equação (4.12), obtêm-se a função de transferência de malha aberta do sistema para uma das componentes (d ou q) dada pela equação (4.13) com um zero (z_c), dois pólos na origem e dois pólos complexos conjugados. Os dois últimos já foram definidos com o projeto do filtro Butterworth, restando portanto dois graus de liberdade z_c e K_p .

$$G_C = K_p + \frac{K_I}{s} = \frac{K_p \cdot \left(s + \frac{K_I}{K_p} \right)}{s} = \frac{K_p (s + z_c)}{s} \quad (4.12)$$

$$\frac{V_C(s)}{\text{Erro}(s)} = G_C(s) \cdot G_F(s) \cdot \frac{1}{s \cdot \text{Cap}} = K_p \cdot \left[\frac{\omega_b^2 \cdot (s + z_c)}{s^2 \cdot \text{Cap} \cdot (s^2 + 2\xi\omega_b + \omega_b^2)} \right] \quad (4.13)$$

Para a escolha dos parâmetros do controlador será utilizado o método do lugar geométrico das raízes (LGR), que permite visualizar no plano complexo a variação da posição dos pólos de malha fechada com K_p . As figuras 4.17(a) a 4.17(e) apresentam alguns diagramas utilizando-se $\xi = 0,71$, $\omega_b = 300 \cdot 2 \cdot \pi$ e $\text{Cap} = 24,5\mu\text{F}$ (a ser calculado no capítulo 5), nos quais varia-se a posição do zero z_c .

Impondo-se o zero z_c à esquerda (figura 4.17(a)), ou mesmo ligeiramente à direita (figura 4.17(b)) dos pólos complexos do filtro, nota-se que, por menor que seja o ganho K_p , resultam pólos no semi-plano direito que tornam o sistema instável.

Para $z_c = -500$ rad/s (figura 4.17(c)) obtêm-se um sistema estável (todos os pólos no semi-plano esquerdo) para uma faixa limitada de valores de K_p . Nestas condições o sistema torna-se lento para valores reduzidos de K_p . Aumentos de ganho resultam em pólos dominantes lentos (tempo de acomodação elevado) e com baixo amortecimento (elevado sobressinal).

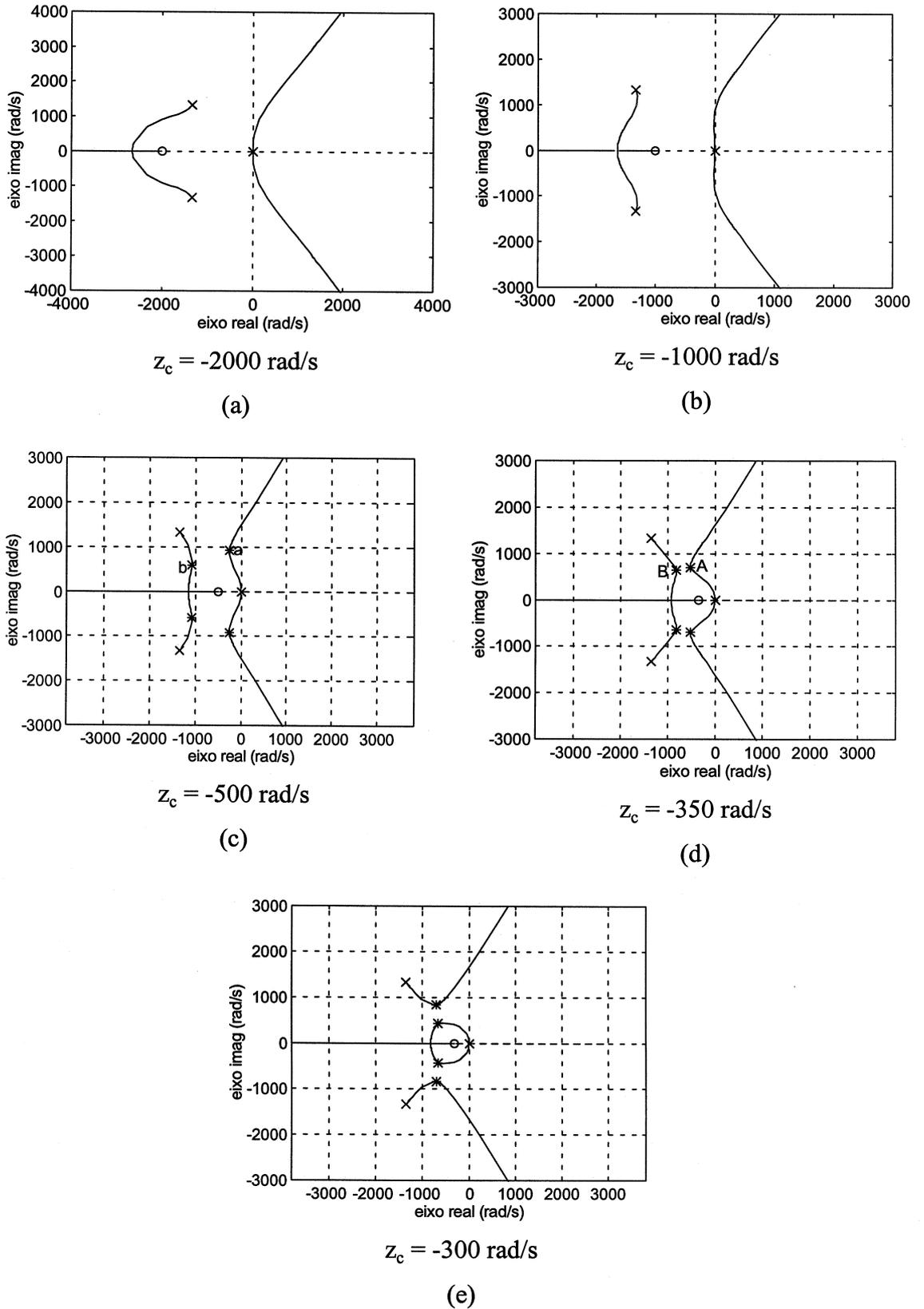


Fig 4.17: Diagramas do Lugar Geométrico das Raízes para a função de transferência do sistema (4.13) com $\xi = 0,71$, $\omega_b = 300 \cdot 2 \cdot \pi$ e $Cap = 24,5\mu\text{F}$ e variando-se z_c .

No diagrama da (figura 4.17(d)) deslocou-se o zero ligeiramente para a direita ($z_c = -350$ rad/s) e indicou-se com o um asterisco (*) a posição dos quatro pólos de malha fechada para uma dada condição de ganho K_p^* . Nestas condições verifica-se que o pólo dominante A torna-se mais rápido e mais amortecido em relação ao pólo a correspondente da figura 4.17(c). Vale lembrar que um pólo é tão mais rápido quanto mais afastado estiver da origem, e tão mais amortecido quanto menor o ângulo formado entre a reta que une o pólo à origem e o eixo real.

Para $z = -350$ rad/s os pólos A e B mostram-se os mais adequados. Valores de ganho maiores do que K_p^* deslocam o pólo A para cima e à direita, tornando o sistema mais lento e menos amortecido. Valores de ganho menores do que K_p^* deslocam A para baixo e à direita, tornam o sistema mais lento sem contudo influir no amortecimento.

A partir da resposta ao degrau unitário da figura 4.18(a), obtida para a condição de ganho K_p^* indicada com asterisco na figura 4.17(d), conclui-se que, para estes valores de ganho e z_c , o sinal de saída apresenta um sobressinal inadequado.

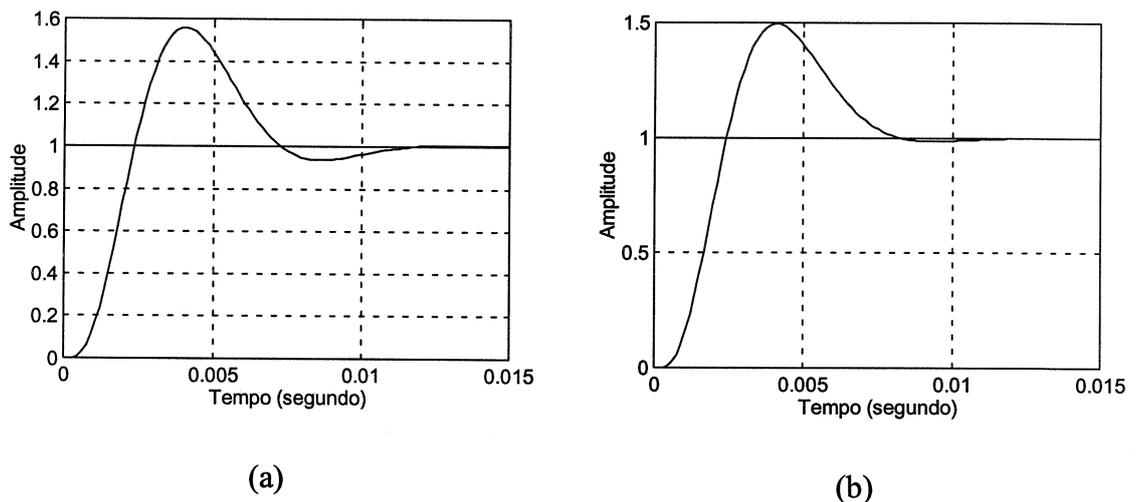


Figura 4.18: Resposta ao degrau unitário para a condição de ganho indicada por asteriscos (*) nas figuras 4.17(c) e 4.17(e) respectivamente.

A figura 4.17(e) mostra o diagrama do LGR para $z_c = -300$ rad/s e novamente indicou-se com o um asterisco (*) a posição dos quatro pólos de malha fechada para uma dada condição de ganho K_p^{**} , cuja resposta ao degrau unitário é mostrada na figura 4.18(b).

A partir da análise do efeito da posição do zero de malha aberta em relação aos pólos do filtro conclui-se, que para qualquer escolha de z_c , o sistema em malha fechada apresenta um desempenho inaceitável quanto a sobressinal. Conclui-se que o controlador PI é inadequado para o controle da tensão de saída CA da derivação CCAT.

Desta forma passa-se à análise do controlador P, definido pela equação (4.14), resultando na função de malha aberta da equação (4.15).

$$G_p = K_p \quad (4.14)$$

$$\frac{V_c(s)}{\text{Erro}(s)} = K_p \cdot \left[\frac{1}{s \cdot \text{Cap}} \cdot \frac{\omega_b^2}{(s^2 + 2\xi\omega_b s + \omega_b^2)} \right] \quad (4.15)$$

Nestas condições o ganho K_p passa a ser o único grau de liberdade e a função de malha aberta tem um pólo na origem e dois complexos conjugados impostos pelo filtro. Variando-se K_p , os pólos de malha fechada seguem o lugar geométrico indicado na figura 4.19(a).

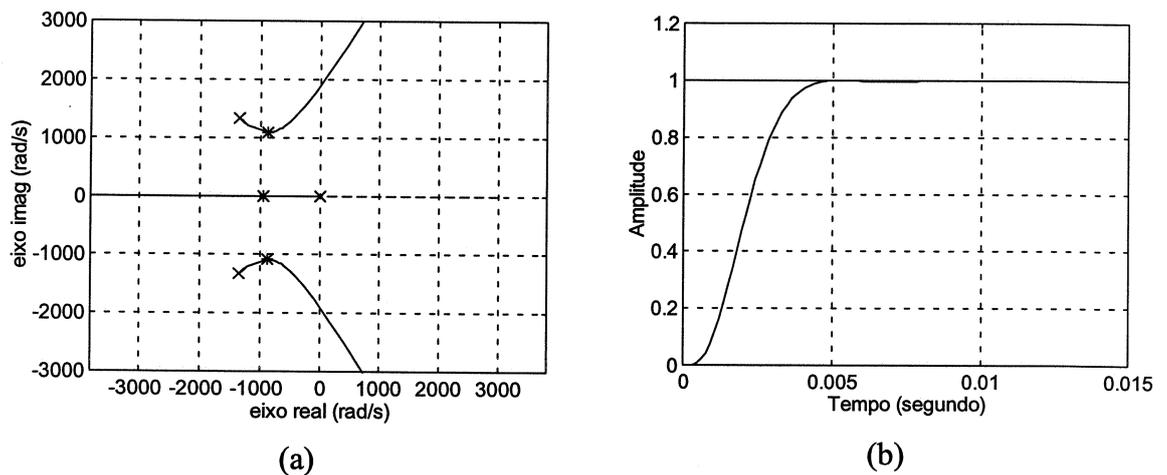


Figura 4.19: (a) Lugar Geométrico dos pólos de malha fechada do sistema (4.15) com $\xi = 0,71$, $\omega_b = 300 \cdot 2 \cdot \pi$ e $\text{Cap} = 24,5\mu\text{F}$.

(b) Resposta ao degrau unitário para os pólos de malha fechada indicados por asteriscos na figura 4.19(a).

Indicou-se com o um asterisco (*) a posição dos três pólos de malha fechada que fornecem a resposta ao degrau unitário da figura 4.19(b). Aumentos em K_p deslocam o pólo real para a esquerda e os pólos complexos para a direita, tornando o sistema lento e

menos amortecido (sobressinal mais elevado). Reduzindo-se K_p , desloca-se o par de pólos complexos para a esquerda, tornando-os mais rápidos e com amortecimento próximo do crítico, pois o ângulo formado pela reta que une o pólo à origem e o eixo real é de aproximadamente 45° . Por outro lado, o pólo real é deslocado para a direita, tornando-se dominante e impondo uma resposta mais lenta.

Portanto, com os pólos indicados com asterisco obtêm-se um erro estacionário nulo e sem sobressinal para uma entrada do tipo degrau unitário em apenas 5 ms, o que corresponde a aproximadamente $1/3$ do ciclo de tensão da rede.

4.2.6 Projeto do filtro e controlador vetorial

A partir da discussão apresentada no item 4.2.5 são apresentados de forma resumida os passos para o projeto do filtro e do controlador proporcional no sistema de coordenadas dq.

- a) Definida a frequência de chaveamento escolhe-se a frequência de corte do filtro para $\omega_b \approx \frac{\omega_s}{4}$, que fornece uma atenuação de $40 \log \frac{\omega_s}{\omega_b}$ para o harmônico de frequência de chaveamento ω_s ;
- b) Define-se o valor do capacitor de filtro de acordo com o item 3.3.2;
- c) Traça-se o lugar geométrico das raízes para a função de transferência indicada na equação (4.15);
- d) Escolhem-se os pólos de malha fechada ótimos conforme indicado na figura 4.19(a);
- e) Calcula-se o valor de K_p associado a este conjunto de pólos.

Estes três últimos itens podem ser facilmente resolvidos como auxílio de ferramentas computacionais como o “toolbox” de aplicativos de controle do programa MATLAB.

5. SIMULAÇÃO

Neste capítulo é realizada a simulação computacional do conversor da derivação CCAT. Inicialmente são definidos os parâmetros para a simulação numérica, apresentada uma breve descrição do pacote de simulação utilizado, especificados os casos estudados e apresentados os resultados para cada uma das estratégias de controle adotadas. Ao final é simulado um caso com sistema multi-conversor e comparado com um conversor único.

5.1 Definição dos parâmetros do sistema

Conforme comentado ao final do capítulo 2, a derivação em estudo destina-se a alimentar uma localidade isolada (sem geração local) a partir de uma parcela, estimada em 5% ou menos, da potência transmitida por uma linha de transmissão CCAT.

Não está no escopo deste trabalho estudos de viabilidade econômica ou análises relativas a disponibilidade do equipamento. No entanto, convém ressaltar que em aplicações, nas quais a potência drenada da linha CCAT é muito baixa, a geração termelétrica (diesel) seria certamente mais econômica. Para o extremo oposto, em que a demanda da carga comprometeria a própria operação da linha CCAT, recomenda-se a utilização de um sistema multi-terminal.

Neste estudo optou-se pela escolha de um sistema de transmissão em CCAT existente, sendo adotado o sistema de Itaipu (Furnas). Cada uma das duas linhas CCAT transmite 3150 MW, com corrente CC de até 2,6 kA, que alimenta o lado CC do conversor da derivação série. Convém ressaltar que o valor da corrente nominal é relativamente alto quando comparado com outros sistemas de CCAT, impondo esforços de corrente elevados nos interruptores e valores de ondulação de tensão significativos nos capacitores do lado CA do conversor.

A condição nominal de operação é caracterizada por uma carga com potência de 50 MW e fator de potência $\cos\phi = 0,8$, resultando uma potência aparente de 62.5 MVA. A tensão CC na derivação foi fixada em 25 kV, que corresponde a uma queda de tensão de 4,2 % em um dos pólos do sistema CCAT de Itaipu, lembrando que cada linha é um bipolo que opera com tensão CC de ± 600 kV em relação à terra. Desta

forma a potência drenada pela derivação corresponde a aproximadamente 1,59% da potência de uma linha e praticamente não influi no controle do elo de CCAT.

5.1.1 Cálculo dos parâmetros do sistema

Utilizando-se as equações (3.9), (3.10) e (3.13) do capítulo 3 verifica-se:

$$E = \bar{e}(t) = \frac{3}{2} \cdot M \cdot V_m \cdot \cos \varphi \quad (3.9)$$

$$P = E \cdot I = \bar{e}(t) \cdot \bar{i}(t) = \bar{p}(t) = \frac{3}{2} \cdot M \cdot V_m \cdot I \cdot \cos \varphi \quad (3.10)$$

sendo: E = tensão CC na derivação = 25 kV;

I = corrente CC na derivação = 2 kA;

P = potência CC na derivação (potência ativa no lado CA) = 50 MW

$\cos \varphi = 0,8$;

M = valor de pico do índice de modulação por fase = 0,8.

V_m = tensão de pico de fase no lado CA do conversor.

Logo: $V_m = 26,0$ kV

Para assegurar uma certa margem de controle na corrente, no cálculo do capacitor de filtro adotou-se um valor de M abaixo da unidade, evitando-se sobre-modulação e conseqüente redução de desempenho do sistema de controle.

$$Cap = \frac{k \cdot M \cdot I}{V_m \cdot \omega} \quad (3.13)$$

sendo: k = fração da corrente (média instantânea) fornecida pelo conversor destinada aos capacitores = 0,15

Cap = valor do capacitor do lado CA = 24,5 μ F

Desta forma a corrente absorvida pelos capacitores (média instantânea) corresponde a 15% da corrente total fornecida pelo conversor e a potência nominal dos capacitores, por fase, é de $Q_{Cap-fase} = 3,1$ MVar.

A frequência da portadora foi fixada em $f_s=1200\text{Hz}$. Este valor foi adotado em função dos desenvolvimentos recentes dos IGBTs que, num futuro breve, devem apresentar níveis de corrente e tensão adequados para utilização neste tipo de aplicação, conforme discutido no capítulo 2.2.3.1.

O controlador “deadbeat” é projetado a partir das considerações do item 4.1.4. variáveis para o controlador. O Anexo D traz, nos esquemas gerados para a simulação computacional, o controlador “deadbeat” implementado.

Os parâmetros do controlador PI para a regulação da tensão na carga são calculados levando em conta um tempo de acomodação de um a dois ciclos de rede. Usando-se a simbologia dos parâmetros descritos pela equação 4.12, tem-se que $K_I = 0,02 \text{ s}$, e $K_p = 1,0$. Simulações mostram que estes valores não são críticos.

O controlador vetorial é projetado seguindo o roteiro descrito no item 4.2.6 e utilizam-se as ferramentas de projeto de controle clássico (gráficos de Bode, LGRs, resposta a degrau) do programa MATLAB. A frequência de corte do filtro Butterworth é de $f_b = 300 \text{ Hz}$ e o valor do ganho proporcional obtido é de $K_p = 0,012$. A implementação para a simulação computacional encontra-se no Anexo D.

5.2 O PSCAD/EMTDC™ como ferramenta de simulação

O conjunto PSCAD/EMTDC™ (MANITOBA HVDC RESEARCH CENTRE, 1994) é um pacote de programas de simulação de transitórios eletromagnéticos em sistemas de potência, com ênfase em sistemas com linhas CCAT, compensadores estáticos de reativos e outros dispositivos FACTS.

O EMTDC (Electromagnetic Transients DC Program), versão 3.0, é o programa de simulação de transitórios eletromagnéticos deste pacote. É baseado no algoritmo proposto por (DOMMEL, 1969), utilizado também no EMTP (Electromagnetic Transients Program). Embora possa ser executado separadamente do PSCAD, a interface gráfica provida pelo PSCAD torna isso indesejável. Como o EMTDC dispõe de modelos prontos de pontes de Graetz (com tiristores convencionais), compensadores estáticos, linhas, geradores, a simulação de sistemas de potência com linhas CCAT e FACTS fica facilitada. Modelos diferentes podem ser criados pelo usuário através da associação de componentes existentes ou de subrotinas escritas em FORTRAN.

A figura 5.1 mostra como os módulos do sistema PSCAD/EMTDC se interligam.

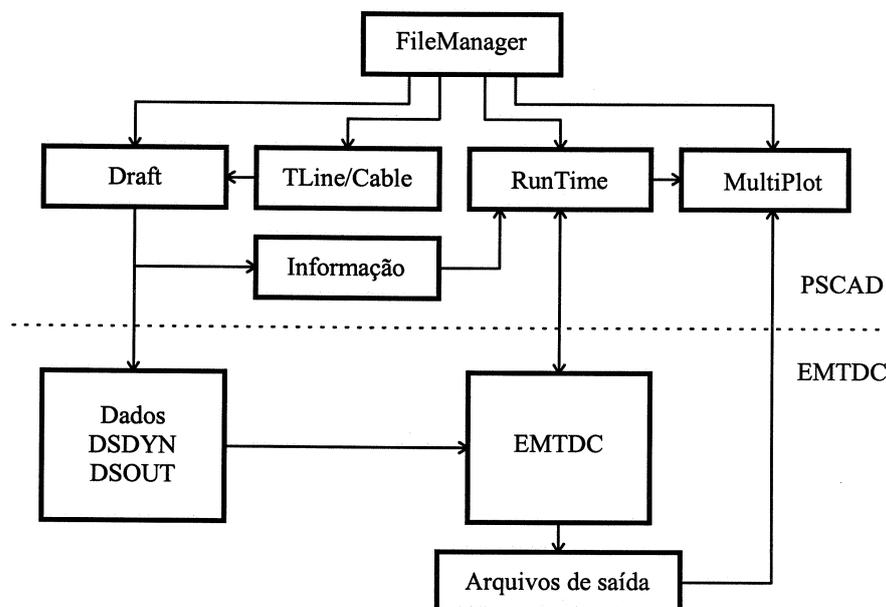


Fig. 5.1: Diagrama de blocos de interligações entre os módulos do PSCAD/EMTDC.

O PSCAD funciona como um GUI (“graphical user interface”) para o usuário, criando três arquivos em linguagem FORTRAN 77: a) o arquivo de dados; b) o arquivo DSDYN (“Digital Simulator DYNAMIC subroutine”); c) o arquivo DSOUT (“Digital Simulator OUTPUT subroutine”). Estes arquivos são compilados e ligados ao corpo principal do programa EMTDC, para o caso a ser executado. Os arquivos de saída são do tipo texto (ASCII) com matrizes onde a primeira coluna é o vetor de tempo (incrementado discretamente com o passo de simulação) e as demais são vetores de variáveis preestabelecidas no arquivo DSOUT. Estes arquivos de saída são normalmente lidos, processados e plotados pelo módulo MultiPlot. Também podem ser editados e exportados para quaisquer outros programas, como o MATLAB por exemplo.

Através do módulo Multiplot as saídas gráficas podem ser impressas em formato Post-Script para um arquivo ou impressora.

O pacote PSCAD/EMTDC™ opera em ambiente UNIX com interface gráfica seguindo os padrões X-Window System. No trabalho aqui apresentado foi usado um microcomputador padrão PC (Intel x86) com sistema operacional Linux (kernel 2.0.35) e interface gráfica Xfree86, versão 3.3.2, compatível com o padrão X-Window.

O PSCAD, versão 2.0, (Power Systems Computer Aided Design) é uma família de ferramentas (ou módulos) para auxílio à simulação de sistemas elétricos de potência, que dispõem de:

- a) FileManager: organizador de arquivos/casos, com suporte a múltiplos usuários e sistema de “backup” de arquivos. Todos os outros módulos do PSCAD são normalmente iniciados aqui;
- b) Draft: um ambiente gráfico de edição de esquemáticos elétricos. Os componentes individuais (pontes, transformadores, circuitos de controle) são ícones em uma biblioteca que são “arrastados” a uma área de desenho e interligados elétrica e logicamente;
- c) T-Line/Cable: os modelos de linhas de transmissão e cabos são armazenados separadamente devido a suas altas demandas computacionais. Neste módulo podem ser inseridos parâmetros físicos (dimensões, tipo de condutores etc.) e elétricos. Os dados são disponibilizados no módulo Draft na forma de um componente adicional;
- d) RunTime: ambiente de simulação aonde o usuário pode interagir com a simulação através da atuação sobre ícones de chaves, potenciômetros etc.;
- e) MultiPlot: pacote de plotagem e análise, que utiliza os dados gerados pelo RunTime. Além da capacidade de edição e impressão, permite realização de operações matemáticas entre dados e análises como FFT (“Fast Fourier Transform”) para análise de harmônicos;
- f) UniPlot: antecessor do MultiPlot, está no PSCAD por questões de compatibilidade.

5.3 Definição dos casos de simulação

Conforme descrito no capítulo 5.1.1, as seguintes grandezas foram definidas para as simulações de casos:

- Potência nominal da derivação: $P_{nom} = 50 \text{ MW}$, com $\cos\phi=0,8$,
potência aparente total de $S_{nom} = 62,5 \text{ MVA}$;
- Tensão CC da derivação de $V_{cc(nom)} = 25 \text{ kV}$
corrente CC pela derivação de $I_{cc(nom)} = 2 \text{ kA}$;
- Tensão CA da derivação de $V_{fase(pico)} = 26 \text{ kV}$ de pico de fase;

A impedância por fase do lado CA para condição nominal foi calculada utilizando-se a potência aparente nominal por fase e tensão nominal por fase, resultando $Z_{nom} = 16,2 \Omega$, à qual se associa o valor de $z = 1,0$ p.u.. Nas simulações foram utilizadas apenas cargas passivas, sendo uma delas não-linear.

Para análise de desempenho da derivação operando em condições de regime foram rodados os seguintes casos para cada uma das estratégias de controle adotadas (“deadbeat” e controle vetorial):

Simulação 1 (S1) - $S = 62,5$ MVA, $P = 50$ MW, $\cos\phi = 0,8$ (condição nominal);

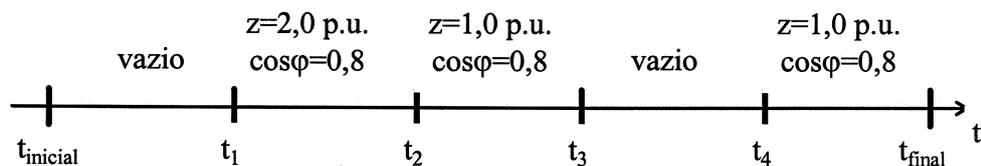
Simulação 2 (S2) - $S = 62,5$ MVA, $P = 62,5$ MW, $\cos\phi = 1,0$ (carga puramente resistiva);

Simulação 3 (S3) - $S = 62,5$ MVA, $P = 31,25$ MW, $\cos\phi = 0,5$;

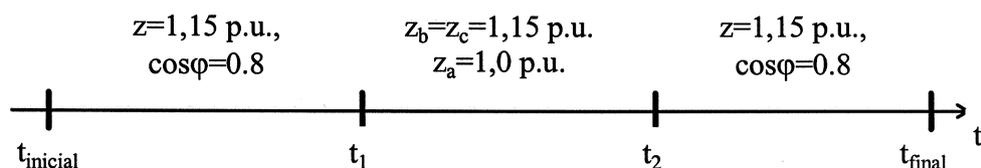
Simulação 4 (S4) - $S = 62,5$ MVA, $P = 50$ MW, $\cos\phi = 0,8$ capacitivo;

Simulação 5 (S5) - $S = 62,5$ MVA, retificador trifásico não controlado com carga RL, ondulação de corrente CC na carga de $\Delta I_{CC} = 20\%$ (carga não linear).

O comportamento dinâmico da derivação é avaliado a partir de dois conjuntos de simulações, cuja seqüência de transitórios encontra-se indicada na figura 5.2.



(a)



(b)

Fig. 5.2: Andamento temporal das simulações dinâmicas com intervalos regularmente espaçados:

(a) Simulação de inserção e rejeição de carga com $(t_{final} - t_{inicial}) = 1,5$ s;

(b) Simulação de carga desequilibrada com $(t_{final} - t_{inicial}) = 0,9$ s.

No caso (a) são simuladas inserções e rejeições de cargas passivas e equilibradas do tipo RL. No caso (b) é simulada a ocorrência de um desequilíbrio através da alteração da impedância em uma das fases de uma carga passiva equilibrada do tipo RL. Os esquemas elétricos e de controle utilizados na simulação das duas estratégias de controle da derivação CCAT foram geradas pelo módulo Draft do PSCAD e estão disponíveis no Anexo D.

5.4 Resultados

O módulo MultiPlot do PSCAD é responsável pela geração de saídas gráficas, que podem ser formas de onda em função do tempo ou gráficos dos espectros de harmônicos obtidos por FFT. Para facilitar a leitura, optou-se por manter apenas uma seleção das principais formas de onda no corpo da tese, remetendo as demais para o Apêndice 1.

Os principais resultados das simulações do conversor para operação em regime (Simulação 1 a Simulação 5 do item 5.3) encontram-se agrupados em tabelas. Para cada simulação são calculadas as tensões de linha e fase, a corrente de linha, cujo valor eficaz da componente fundamental, defasagem desta em relação à referência e a distorção harmônica total são apresentadas na tabelas 5.1 e 5.2. Neste trabalho adota-se a definição de distorção harmônica total (THD - “total harmonic distortion”) de uma variável y , dada pela fórmula 5.1.

$$\text{THD}(\%) = 100 \times \frac{\sqrt{\sum_{i=1}^n y_i^2}}{y_1} \quad (5.1)$$

onde n é a ordem da harmônica mais elevada. Nas simulações realizadas limitou-se este número em $n=50$.

Para ambos os controladores verifica-se que: a) as componentes fundamentais de tensão seguem a referência com atraso não superior a $5,56^\circ$ e b) os valores de tensão obtidos estão de acordo com os calculados no item 5.1.1. Os valores elevados de THD (ordem de 20%) nas tensões resultam das limitações impostas para a frequência de chaveamento e para a capacitância de filtro. No item 5.5 é apresentada uma alternativa de solução para estes problemas utilizando-se sistemas multi-conversores.

Tabela 5.1: Resultados de simulações realizadas com o conversor com controlador tipo “deadbeat”. Simulações com potência aparente nominal $S_{nom} = 62,5$ MVA.

	Valor eficaz da fundamental	Defasagem da fundamental em relação à referência (graus)	THD (%)
S1 ($\cos\varphi=0,8$) - V_{linha}	31,65 kV	-3,3°	21,2%
S1 ($\cos\varphi=0,8$) - V_{fase}	18,38 kV	-1,80°	20,6%
S1 ($\cos\varphi=0,8$) - I_{linha}	1,60 kA	-39,21°	2,2%
S2 ($\cos\varphi=1,0$) - V_{linha}	31,85 kV	-4,21°	17,6%
S2 ($\cos\varphi=1,0$) - V_{fase}	18,38 kV	-4,35°	17,4%
S2 ($\cos\varphi=1,0$) - I_{linha}	1,13 kA	-4,25°	17,5%
S3 ($\cos\varphi=0,5$) - V_{linha}	31,76 kV	-0,84°	21,7%
S3 ($\cos\varphi=0,5$) - V_{fase}	18,38 kV	-1,12°	21,5%
S3 ($\cos\varphi=0,5$) - I_{linha}	1,13 kA	-61,00°	1,3%
S4 ($\cos\varphi=-0,8$) - V_{linha}	31,94 kV	-4,01°	15,7%
S4 ($\cos\varphi=-0,8$) - V_{fase}	18,46 kV	-3,85°	15,6%
S4 ($\cos\varphi=-0,8$) - I_{linha}	1,13 kA	+32,95°	19,5%
S5 (retificador) - V_{linha}	31,95 kV	-2,86°	21,7%
S5 (retificador) - V_{fase}	18,74 kV	-0,73°	20,5%
S5 (retificador) - I_{linha}	1,79 kA	-6,50°	29,0%

Tabela 5.2: Resultados de simulações realizadas com o conversor com controlador tipo vetorial. Simulações com potência aparente nominal $S_{nom} = 62,5$ MVA.

	Valor eficaz da fundamental	Defasagem da fundamental em relação à referência (graus)	THD (%)
S1 ($\cos\varphi=0,8$) - V_{linha}	31,58 kV	+2,14°	23,7%
S1 ($\cos\varphi=0,8$) - V_{fase}	18,20 kV	+5,54°	30,2%
S1 ($\cos\varphi=0,8$) - I_{linha}	1,13 kA	-30,69°	11,2%
S2 ($\cos\varphi=1,0$) - V_{linha}	32,27 kV	+1,10°	18,7%
S2 ($\cos\varphi=1,0$) - V_{fase}	18,40 kV	+0,97°	20,0%
S2 ($\cos\varphi=1,0$) - I_{linha}	1.15 kA	+0,76°	20,0%
S3 ($\cos\varphi=0,5$) - V_{linha}	32,12 kV	+1,07°	29,5%
S3 ($\cos\varphi=0,5$) - V_{fase}	18,09 kV	+2,25°	28,2%
S3 ($\cos\varphi=0,5$) - I_{linha}	1,12 kA	-56,85°	8,0%
S4 ($\cos\varphi=-0,8$) - V_{linha}	29,45 kV	+2,58°	20,9%
S4 ($\cos\varphi=-0,8$) - V_{fase}	16,80 kV	+2,22°	21,6%
S4 ($\cos\varphi=-0,8$) - I_{linha}	1,05 kA	+41,81°	27,2%
S5 (retificador) - V_{linha}	31,71 kV	+1,44°	25,3%
S5 (retificador) - V_{fase}	18,38 kV	+3,89°	24,7%
S5 (retificador) - I_{linha}	1,07 kA	+10,07°	27,9%

A tabela 5.3 apresenta um resumo do conteúdo das figuras 5.3 a 5.8.

Tabela 5.3: Conteúdo das figuras 5.3 a 5.8

Figura	(a)	(b)	Controlador
5.3	tensões de linha na carga com as suas tensões de referência	espectro harmônico da tensão de linha v_{ca}	“deadbeat” Simulação S1
5.4	tensões de fase sobre os capacitores de filtro	espectro harmônico da tensão de linha v_{Capa}	“deadbeat” Simulação S1
5.5	correntes de linha (de carga)	espectro harmônico da corrente de linha i_{ca}	“deadbeat” Simulação S1
5.6	tensões de linha na carga com as suas tensões de referência	espectro harmônico da tensão de linha v_{ca}	vetorial Simulação S1
5.7	tensões de fase sobre os capacitores de filtro	espectro harmônico da tensão de linha v_{Capa}	vetorial Simulação S1
5.8	correntes de linha (de carga)	espectro harmônico da corrente de linha i_{ca}	vetorial Simulação S1

A partir das figuras 5.3 a 5.8 verifica-se que o controlador “deadbeat” tem um desempenho superior ao controlador vetorial quanto ao acompanhamento dos valores de referência, sejam nas tensões de fase e de linha, ou nas correntes de linha.

No controlador vetorial há a necessidade de filtragem do sinal de controle mesmo para baixos valores de ganho da malha. Devido às não linearidades do modulador PWM (vide item 4.2.4) verifica-se alguns efeitos indesejáveis, tais como o comportamento aperiódico da ondulação de tensão na carga.

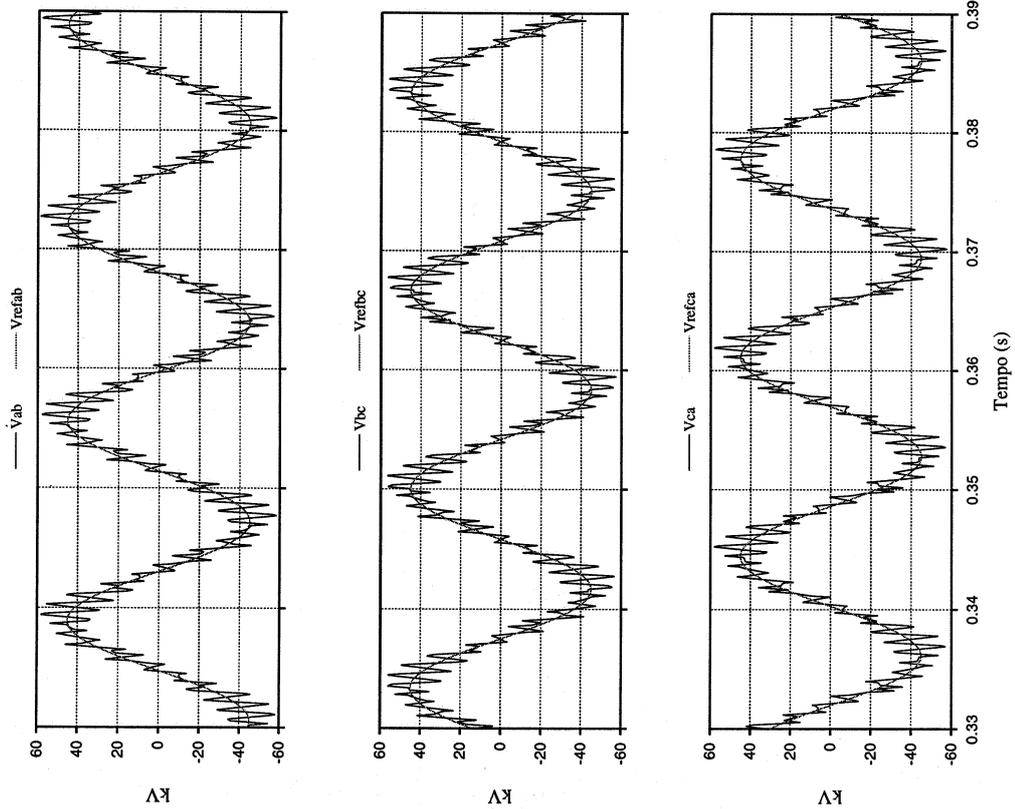


Fig. 5.3(a): Tensões de linha para o conversor com controlador tipo “deadbeat”.

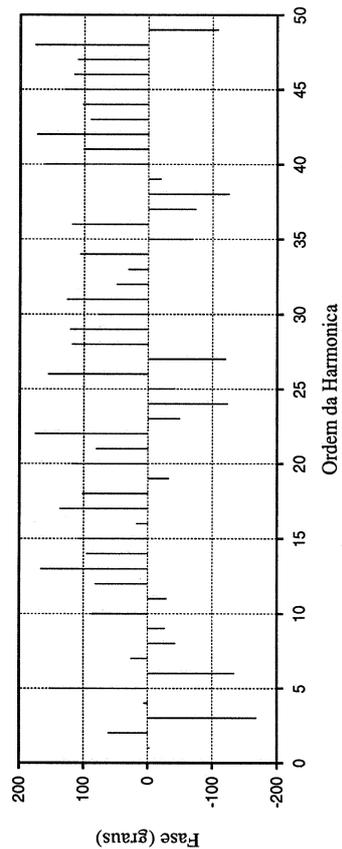
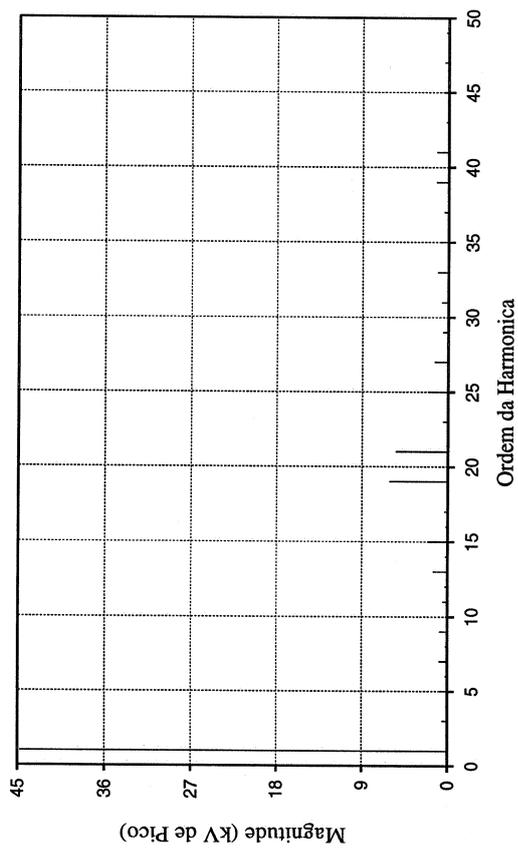


Fig 5.3(b): Espectro (magnitude e fase) da tensão de linha Vab para o conversor com controlador tipo “deadbeat”.

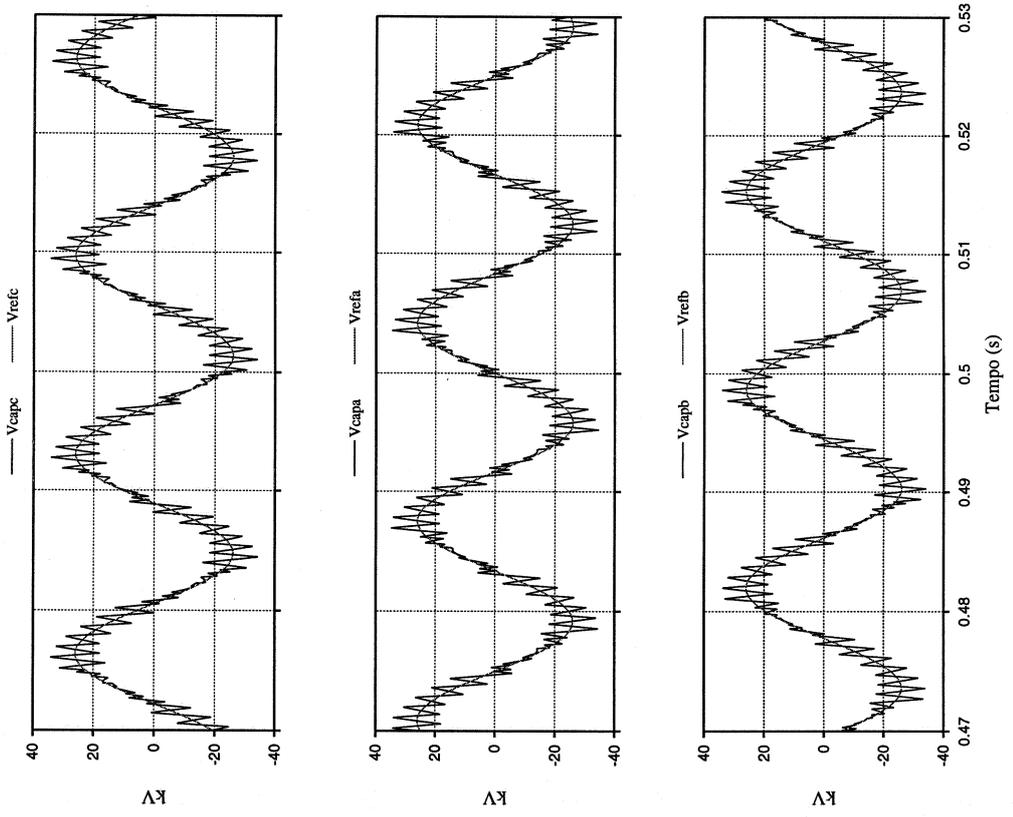


Fig. 5.4(a): Tensões dos capacitores (de fase) para o conversor com controlador tipo “deadbeat”.

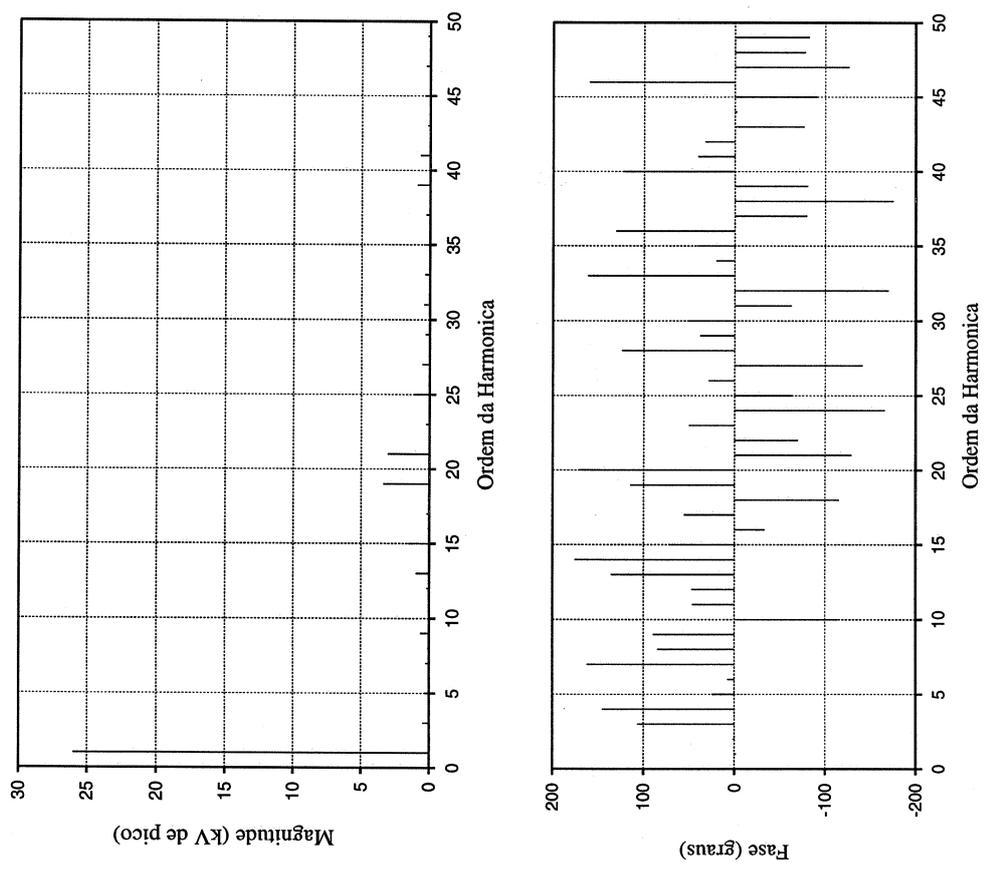


Fig 5.4(b): Espectro (magnitude e fase) da tensão do capacitor V_{capa} para o conversor com controlador tipo “deadbeat”.

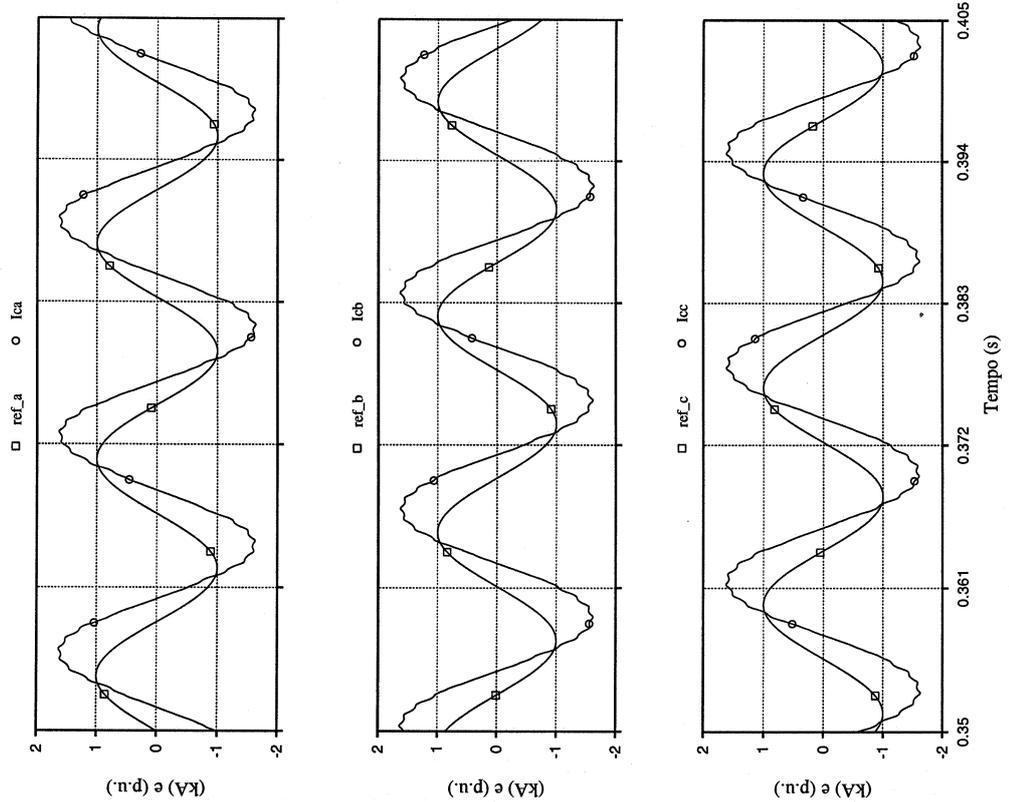


Fig. 5.5(a): Correntes de linha para o conversor com controlador tipo "deadbeat".

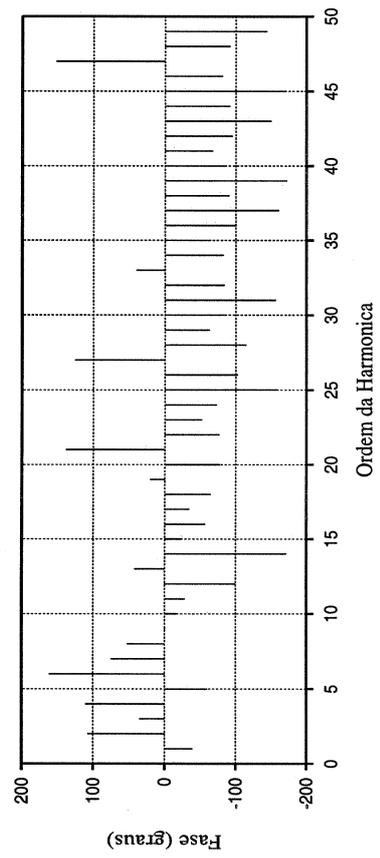
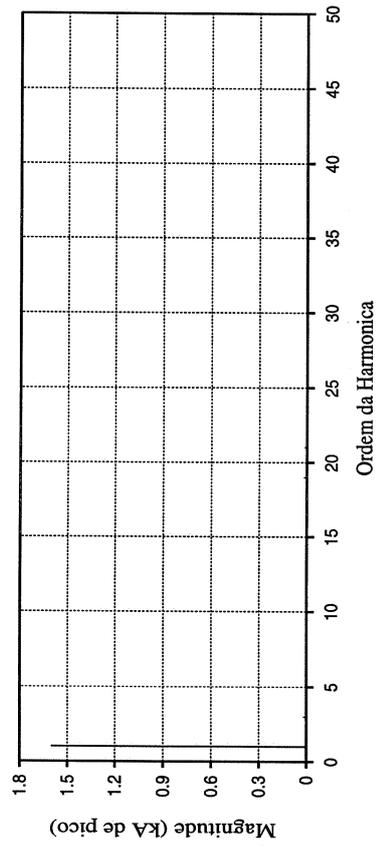


Fig 5.5(b): Espectro (magnitude e fase) da corrente de linha i_{ca} para o conversor com controlador tipo "deadbeat".

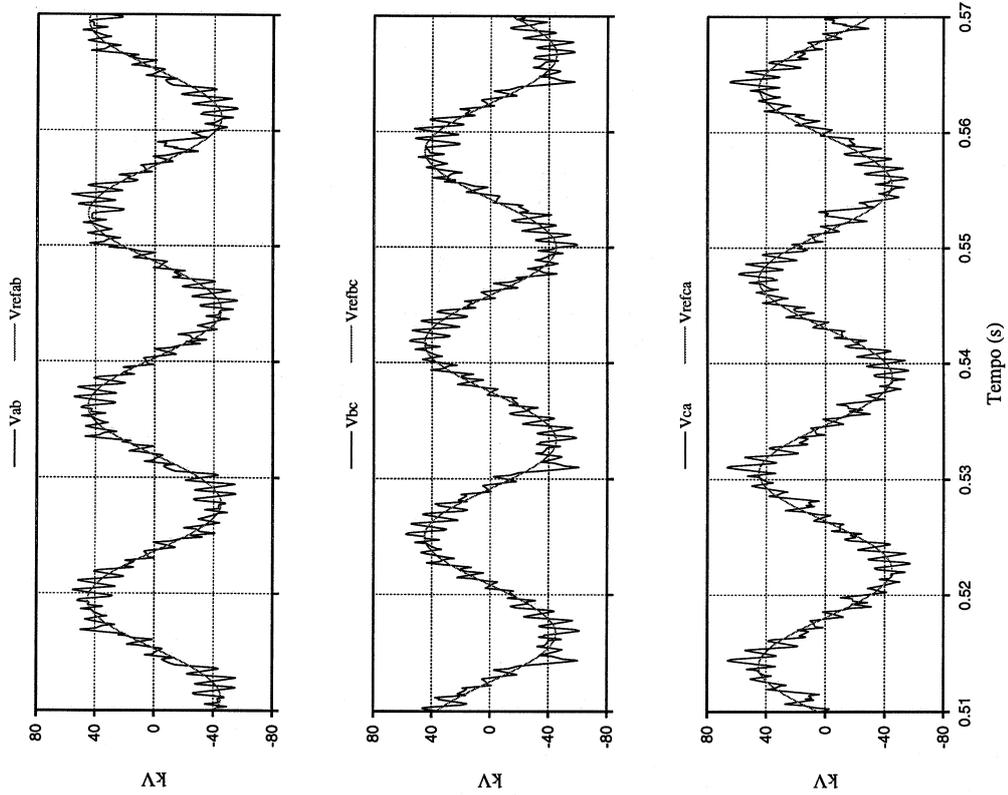


Fig. 5.6(a): Tensões de linha para o conversor com controlador tipo vetorial.

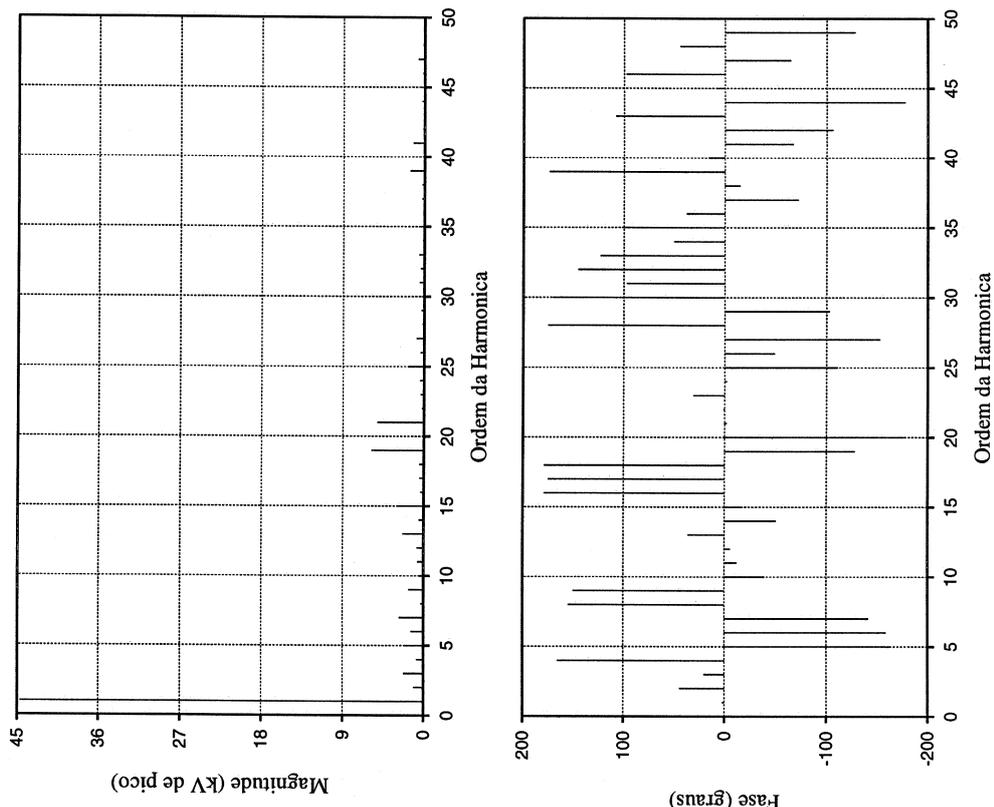


Fig 5.6(b): Espectro (magnitude e fase) da tensão de linha v_{ab} para o conversor com controlador tipo vetorial.

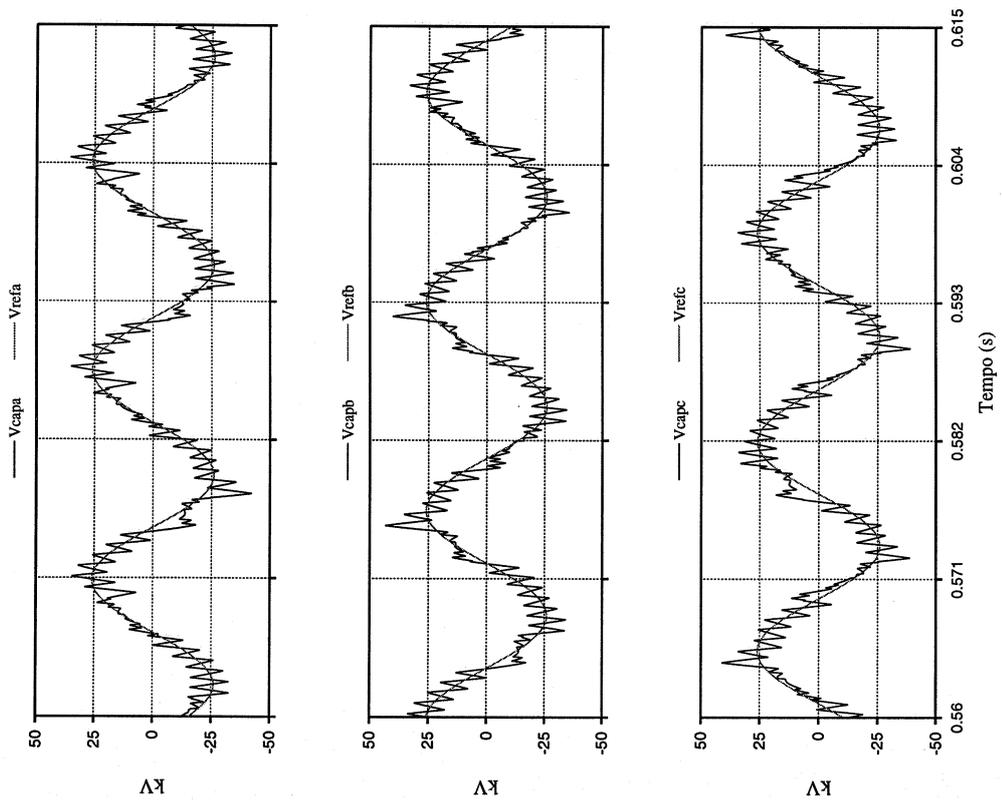


Fig. 5.7(a): Tensões dos capacitores (de fase) para o conversor com controlador tipo vetorial.

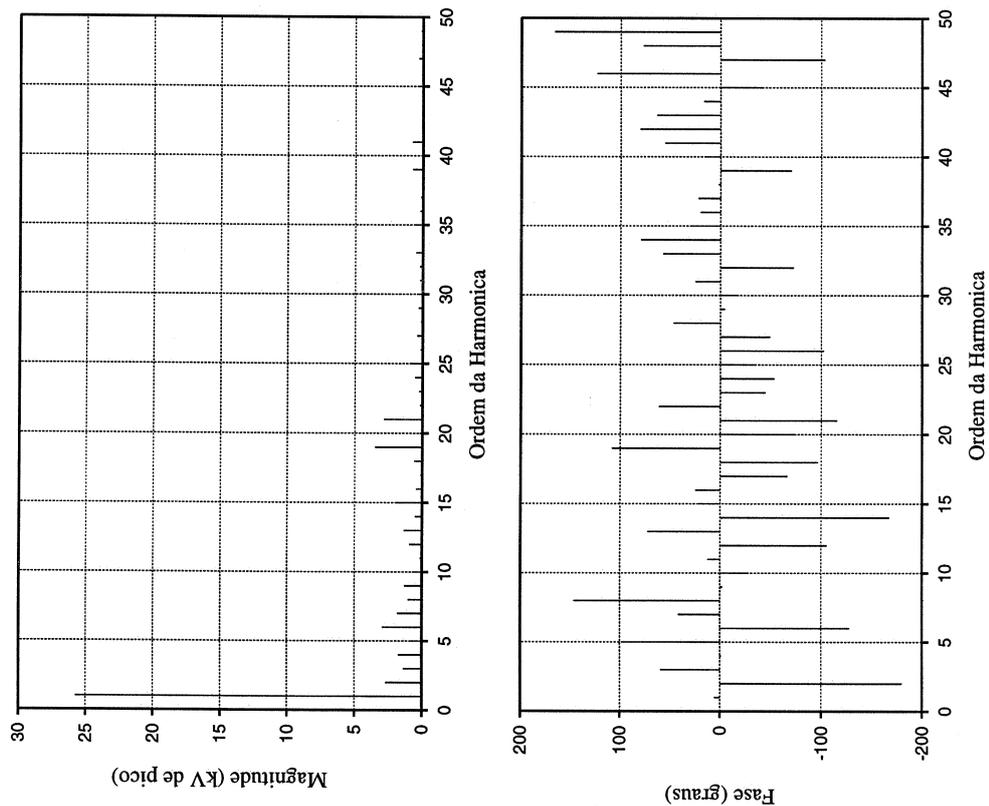


Fig 5.7(b): Espectro (magnitude e fase) da tensão do capacitor V_{capa} para o conversor com controlador tipo vetorial.

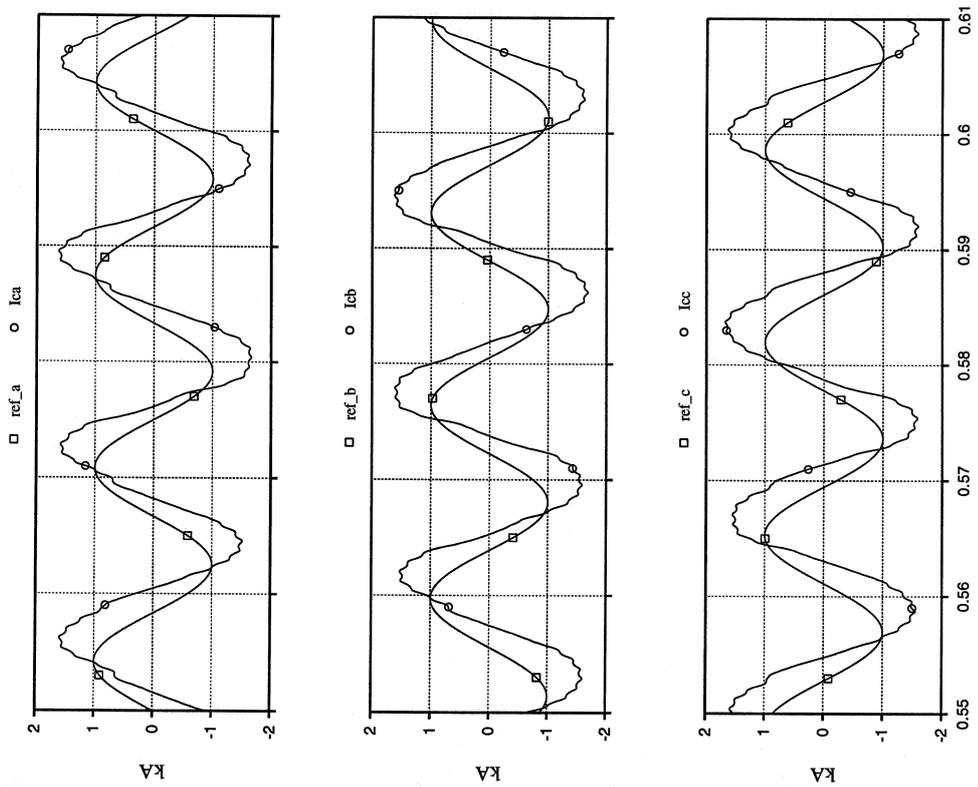


Fig. 5.8(a): Correntes de linha para o conversor com controlador tipo vetorial.

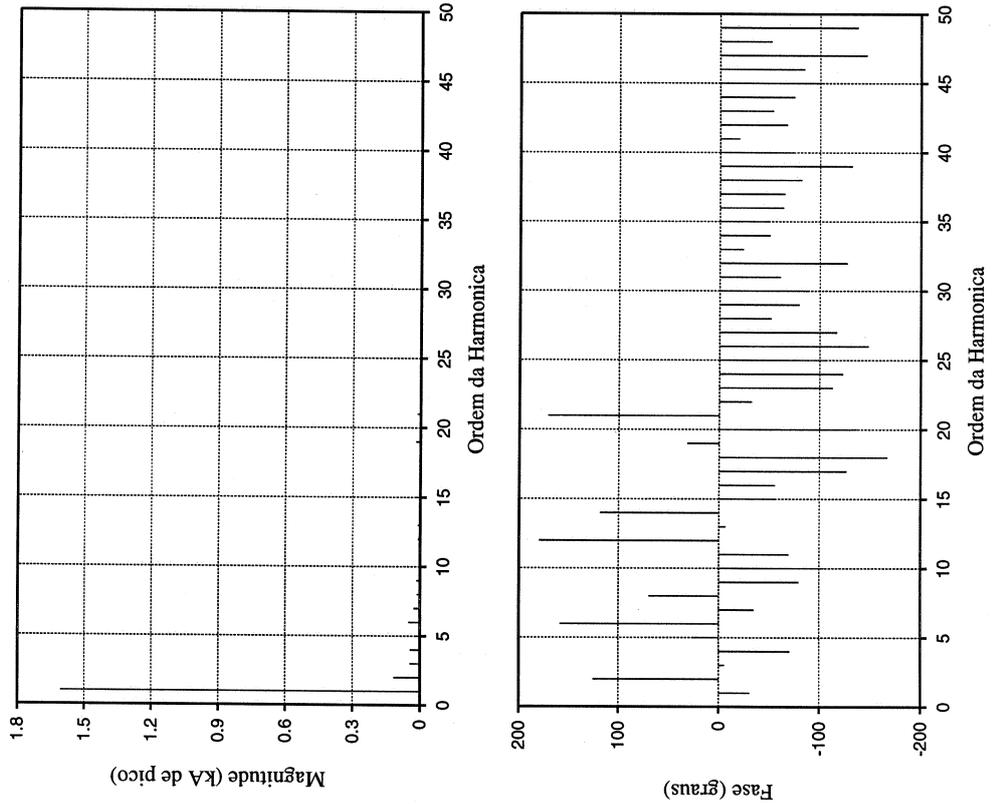


Fig 5.8(b): Espectro (magnitude e fase) da corrente de linha i_{ca} para o conversor com controlador tipo vetorial.

Fig. 5.8(a): Correntes de linha para o conversor com controlador tipo vetorial.

Para o caso das inserções e rejeições de cargas equilibradas (vide figura 5.2a) optou-se por apresentar apenas a tensão de uma das fases, visto que as outras apresentam comportamento similar. Na simulação do desequilíbrio (vide figura 5.2b) são apresentados os resultados para as três fases.

A visualização dos efeitos provocados pelas inserções e rejeições de carga, bem como dos desequilíbrios, é difícil de ser notado devido à componente oscilatória na frequência de chaveamento sobreposta à tensão. Por esta razão, optou-se por mostrar a tensão de fase filtrada de duas maneiras distintas:

- (i) utilizando-se um bloco FFT disponível no PSCAD para determinação do valor de pico da componente fundamental da tensão de fase. Este valor é calculado durante a simulação e tem um atraso intrínseco de aproximadamente um ciclo de rede devido ao FFT. Os espectros apresentados nas figuras 5.3 a 5.8 são calculados após o término da simulação;
- (ii) aplicando-se um processo de filtragem durante a simulação para atenuação das componentes de frequência de chaveamento sem contudo afetar a componente de frequência fundamental. Para tanto são obtidas as coordenadas dq das tensões de fase, as quais são novamente transformadas para o sistema trifásico após serem submetidas a um processo de filtragem utilizando-se filtros Butterworth de segunda ordem (frequência de corte $f_c = 300$ Hz e coeficiente de amortecimento $\zeta = 0,71$).

O método (i), utilizado nas figuras 5.9 e 5.10, resulta em uma envoltória no valor de pico ao passo que o método (ii), utilizado na figura 5.9, permite a obtenção da tensão senoidal instantânea $v_{cx}(t)$ filtrada. A visualização de (i) é mais fácil, porém deve-se levar em conta a existência de um atraso intrínseco de cerca de um ciclo de rede. No método (ii) este atraso é pequeno, ditado pelo filtro Butterworth. A tabela 5.4 apresenta um resumo do conteúdo das figuras 5.9 e 5.10.

Tabela 5.4: Conteúdo das figuras 5.9 a 5.10

Figura	(a) Controlador “deadbeat”	(b) Controlador vetorial
5.9	tensão na fase v_{ca} para inserção e rejeição de carga	tensão na fase v_{ca} para a inserção e rejeição de carga
5.10	tensões de fase durante um desequilíbrio de carga	tensões de fase durante um desequilíbrio de carga

Em ambos os casos da figura 5.9 nota-se que as rejeições totais de carga (após 0,9 s) provocam sobretensões que podem atingir cerca de 100% acima do valor nominal. Normalmente estes surtos devem ser eliminados com pára-raios. Verifica-se ainda que a resposta do conjunto controlador-conversor é rápida, sendo da ordem de alguns ciclos da rede.

As simulações de desequilíbrios mostram que o controlador “deadbeat” apresenta um desempenho nitidamente superior ao controlador vetorial. Deve-se no entanto ressaltar que o desempenho do controlador vetorial é prejudicado pelas não idealidades introduzidas pelo bloco PWM discutidas no capítulo 4. Note-se também que o filtro Butterworth de segunda ordem, utilizado no controlador vetorial, provoca uma distorção na componente com o dobro da frequência da rede ω , que aparece no sistema dq devido à componente de sequência negativa gerada pelo desequilíbrio.

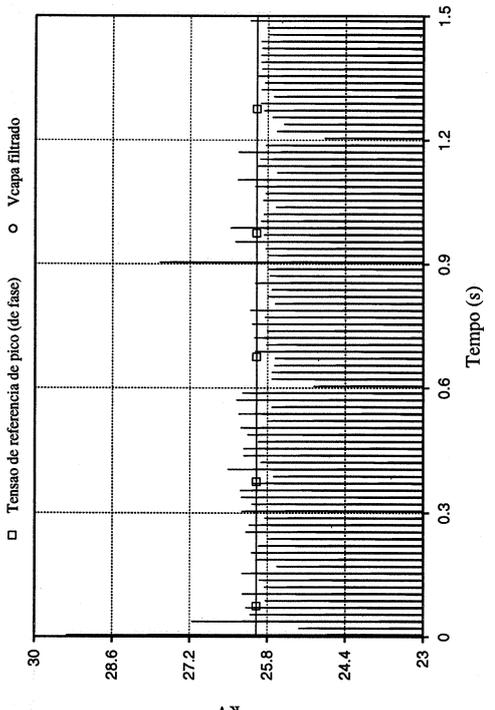
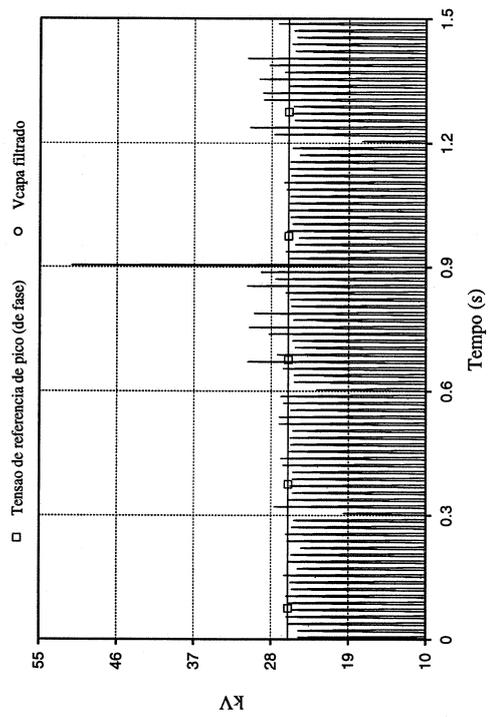
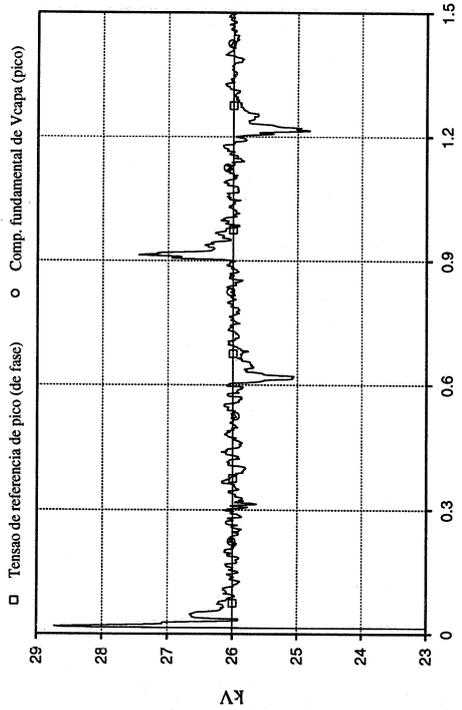
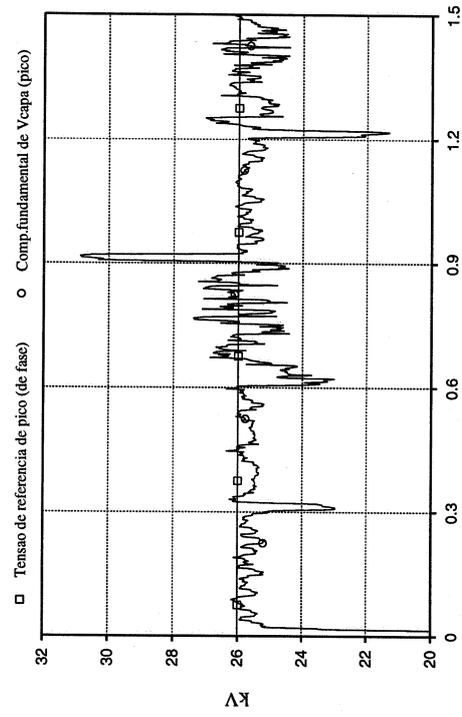


Fig. 5.9(a): simulação de inserção e rejeição de carga para o controlador tipo "deadbeat". Fig 5.9(b): simulação de inserção e rejeição de carga para o controlador tipo vetorial.

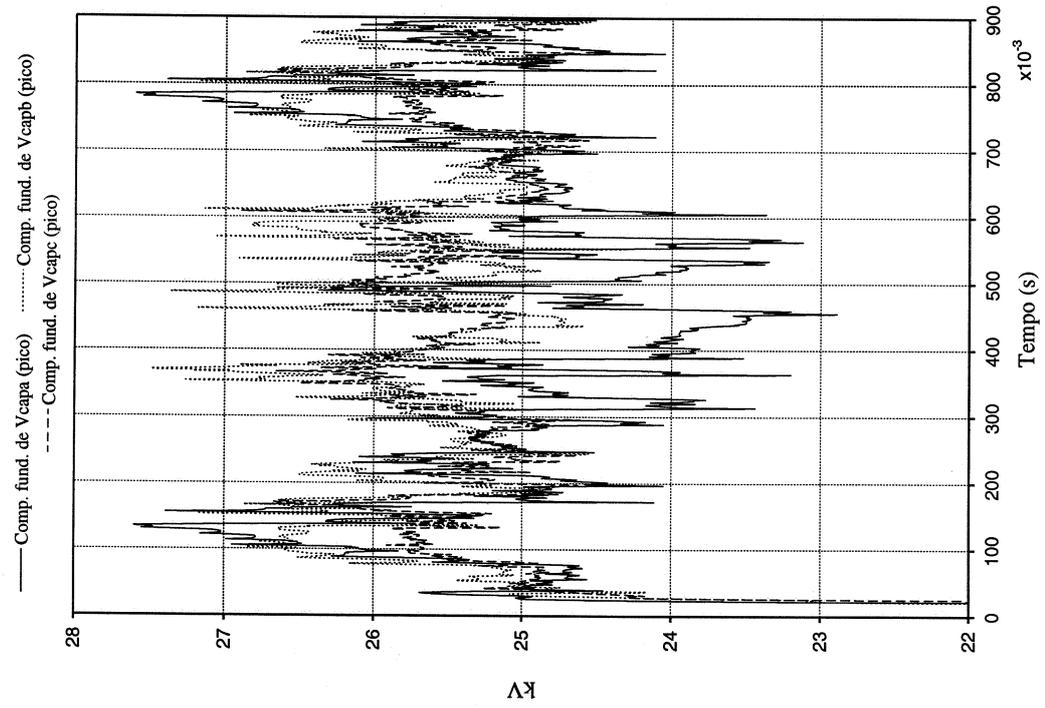


Fig 5.10(b): simulação de desequilíbrio de carga para o controlador tipo vetorial.

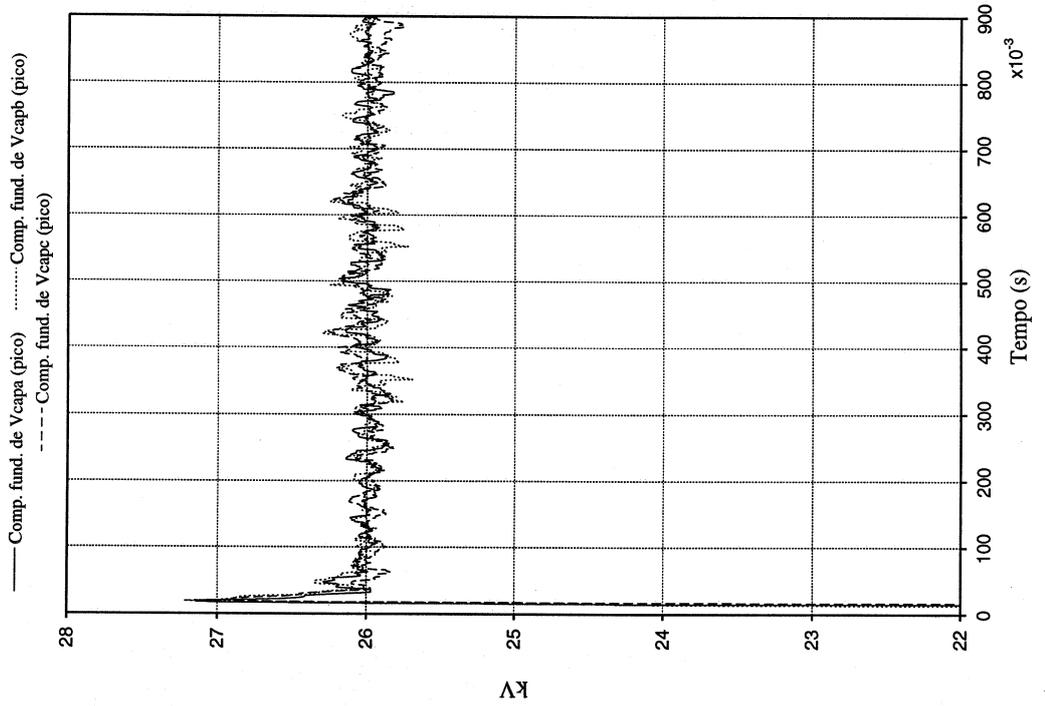


Fig. 5.10(a): simulação de desequilíbrio de carga para o controlador tipo "deadbeat".

5.5 Simulação de um caso com sistema multi-conversor

As formas de onda apresentadas no item 5.4 mostram claramente a existência de uma componente de alta frequência com amplitude não desprezível superposta às tensões de linha e de fase devido ao bloco PWM. Existem duas alternativas para se reduzir a amplitude da ondulação: a) aumentando-se a frequência de chaveamento, a qual é limitada pelas características das chaves semicondutoras ou b) aumentando-se a capacitância do filtro, que no entanto elevaria a demanda de potência reativa a ser suprida pelo conversor, limitando a potência ativa disponível para a carga.

Uma solução seria a utilização de configurações de multi-conversores.

5.5.1 Determinação da ondulação de tensão na carga de um sistema multi-conversor

A figura 5.1 apresenta a associação em série de dois conversores interligados através de um transformador.

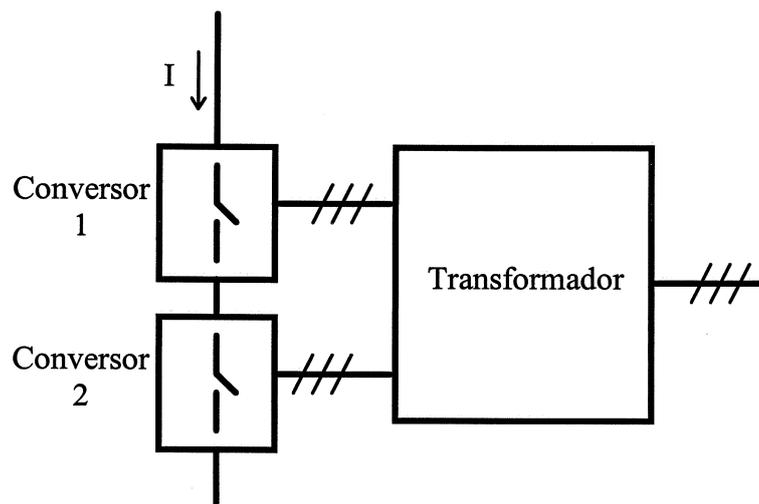


Fig. 5.11: Sistema multi-conversor utilizando $N=2$ conversores ligados em série.

Conforme comentado no item 3.2, a corrente saída CA do o inversor apresenta três níveis ($j=3$): $-I$, 0 e $+I$. A associação de conversores permite aumentar este número, deslocando-se as portadoras dos conversores de um ângulo λ .

$$\lambda = T_s / N \quad (5.2)$$

onde T_s é o período da portadora do PWM.

Na figura 5.12 são apresentadas as formas de onda da configuração indicada na figura 5.11 utilizando-se portadoras deslocadas de $\lambda=T_s/2$ e um transformador que conecta a carga aos conversores com uma relação de transformação unitária.

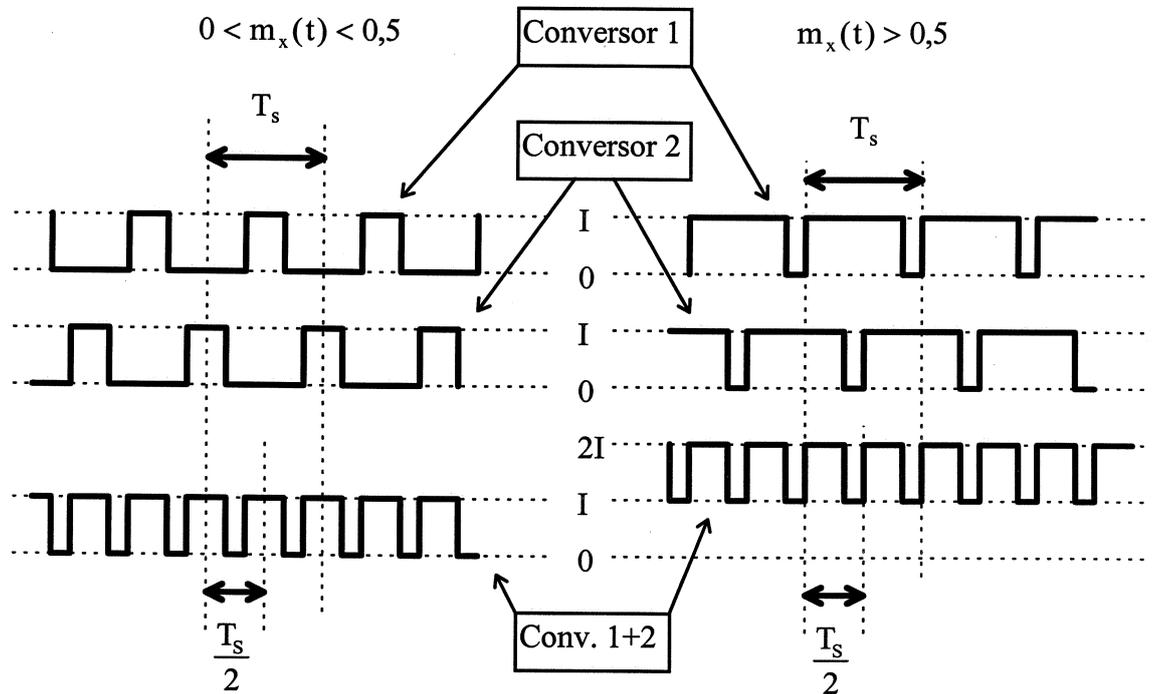


Fig. 5.12: Associação em série de dois conversores ($N=2$) com portadoras deslocadas ($\lambda=T_s/2$), com dois exemplos de modulação com índice instantâneo $m_x(t)$ positivo.

Na figura 5.12 são apresentadas as formas de onda da corrente na saída do inversor para dois casos de modulação positiva. Portanto verifica-se, que a associação de dois conversores, permite aumentar o número de níveis da corrente CA de $j=3$ (conversor individual) para $j=5$, lembrando que o índice de modulação instantânea pode variar de $-1 \leq m_x(t) \leq 1$.

A relação entre o número de conversores N e o número de níveis de corrente j de uma associação é dada por:

$$j = (2N + 1) \quad (5.3)$$

Na seqüência é calculada a máxima ondulação de tensão para o capacitor de filtro na saída de um sistema multi-conversor. Para efeito de comparação com a equação

3.20, admite-se uma relação de transformação do transformador de 1:N, de modo que a máxima corrente no secundário do transformador é de $\pm I$.

A figura 5.13 mostra a corrente na fase x do secundário do transformador para o conjunto multi-conversor.

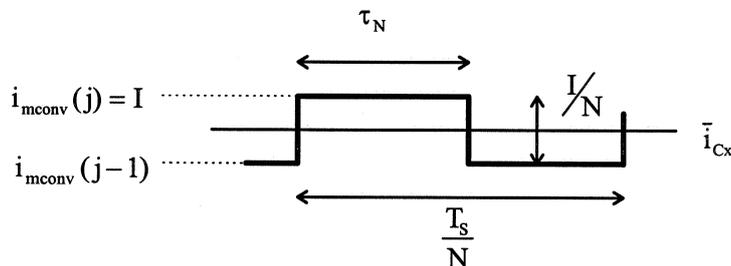


Fig. 5.13: Corrente na saída do transformador do sistema multi-conversor.

O valor médio da corrente do multi-conversor no intervalo T_s/N é igual à média instantânea da corrente de carga da fase x (\bar{i}_{Cx}). Define-se ainda a razão cíclica local δ_N :

$$\delta_N = \frac{\tau_N}{\left(\frac{T_s}{N}\right)} \quad (5.4)$$

O valor da corrente do multi-conversor no j-ésimo nível é:

$$i_{mconv}(j) = I \cdot \left(\frac{j}{N} - 1\right) \quad \text{para } j = 0, 1, \dots, 2N \quad (5.5)$$

No intervalo T_s/N da figura 5.12 a média instantânea da corrente é dada por:

$$\begin{aligned} \bar{i}_{Cx} &= i_{mconv}(j) \cdot \frac{\tau_N}{\left(\frac{T_s}{N}\right)} + i_{mconv}(j-1) \cdot \frac{\left[\left(\frac{T_s}{N}\right) - \tau\right]}{\left(\frac{T_s}{N}\right)} = i_{mconv}(j) \cdot \delta_N + i_{mconv}(j-1) \cdot (1 - \delta_N) = \\ &= \delta_N \left[i_{mconv}(j-1) + \frac{I}{N} \right] + i_{mconv}(j-1) (1 - \delta_N) = \frac{\delta_N \cdot I}{N} + i_{mconv}(j-1) \end{aligned} \quad (5.6)$$

A ondulação de tensão no capacitor em uma fase do multi-conversor é dada por:

$$\begin{aligned} \Delta V_{capN} &= \frac{[i_{mconv}(j) - \bar{i}_{Cx}]}{Cap} \cdot \tau_N = \frac{\left[i_{mconv}(j) - \frac{\delta_N \cdot I}{N} - i_{mconv}(j-1) \right]}{Cap} \cdot \tau_N = \\ &= \frac{\left[\frac{I}{N} - \delta_N \cdot \frac{I}{N} \right]}{Cap} \cdot \frac{\delta_N \cdot T_s}{N} = \frac{I \cdot T_s}{N^2 \cdot Cap} \cdot \delta_N (1 - \delta_N) \end{aligned} \quad (5.7)$$

Utilizando o mesmo procedimento adotado para o conversor único e discutido no capítulo 3.3.3, pode-se mostrar que a máxima ondulação de tensão no capacitor de filtro ocorre com $\delta_N(1-\delta_N) = \frac{1}{4}$. Logo:

$$\Delta V_{\text{capN(max)}} = \frac{I \cdot T_s}{4 \cdot \text{Cap}} \cdot \frac{1}{N^2} \quad (5.8)$$

Portanto verifica-se que para um multi-conversor composto por N conversores individuais, a ondulação de tensão é $\frac{1}{N^2}$ vezes a ondulação de um conversor único.

5.5.2 Resultados de simulação de um multi-conversor

Para se mostrar as vantagens de um sistema multi-conversor foi simulado uma configuração com controlador tipo “deadbeat”, utilizando dois conversores conectados em série (vide figura 5.11), através de seis transformadores monofásicos com relação 2:1. Os enrolamentos primários são ligados em Δ assim como o enrolamento secundário. Cada fase do enrolamento secundário resulta da associação série de dois enrolamentos, ou seja as tensões de linha do primário e secundário são iguais. Desta forma pode-se comparar diretamente as formas de onda de tensão do multi-conversor com o conversor único. No caso simulado foram utilizados dois bancos de capacitores de filtro conectados na saída de cada conversor. Para manter a capacidade nominal de cada conversor, optou-se por dobrar a potência da carga, ou seja, 125 MVA com fator de potência 0,8 indutivo. As tensões de linha e de fase, bem como a corrente de linha e seus respectivos espectros encontram-se nas figuras 5.14 a 5.16. A tabela 5.5 sumariza os resultados.

Tabela 5.5: Resultados de simulações realizadas para o multi-conversor com controlador tipo “deadbeat” e potência aparente nominal $S_{\text{nom}} = 125 \text{ MVA}$ e $\cos\phi=0,8$.

	Valor eficaz da fundamental	Defasagem da fundamental em relação à referência (graus)	THD (%)
V_{linha}	31,82 kV	-2,42°	5,8%
V_{fase}	18,41 kV	+2,82°	5,9%
I_{linha}	2,27 kA	-39,12°	0,5%

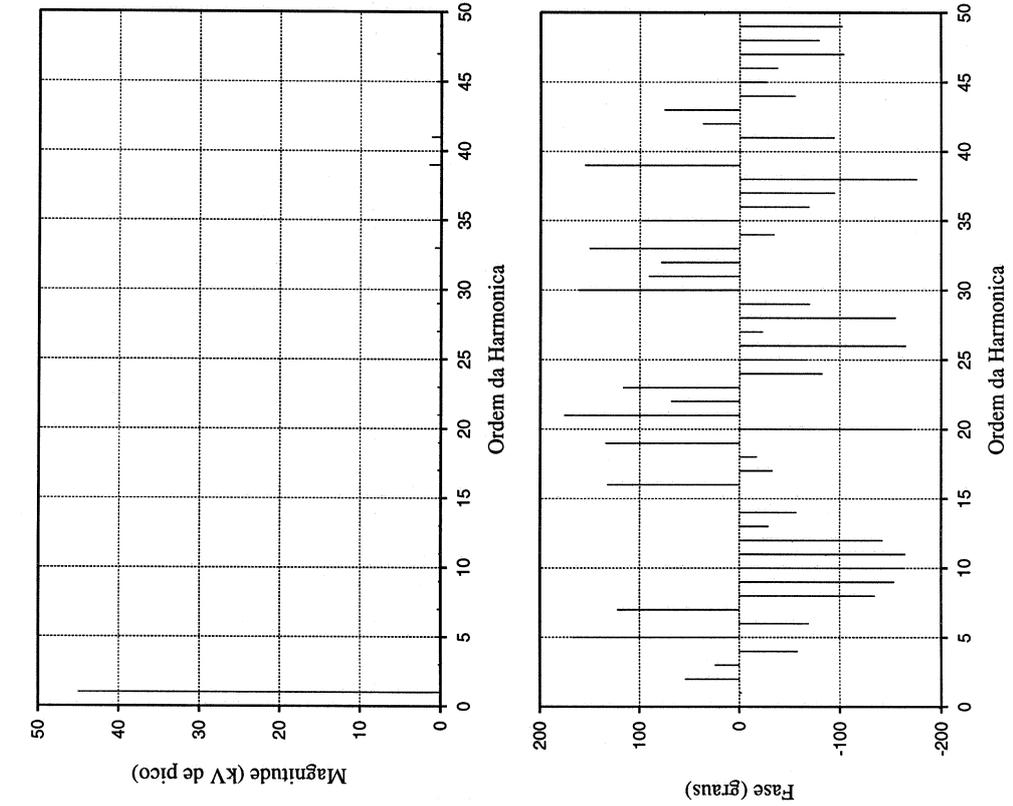


Fig 5.14(b): Espectro (magnitude e fase) da tensão de linha v_{ab} para o multi-conversor com controlador tipo "deadbeat".

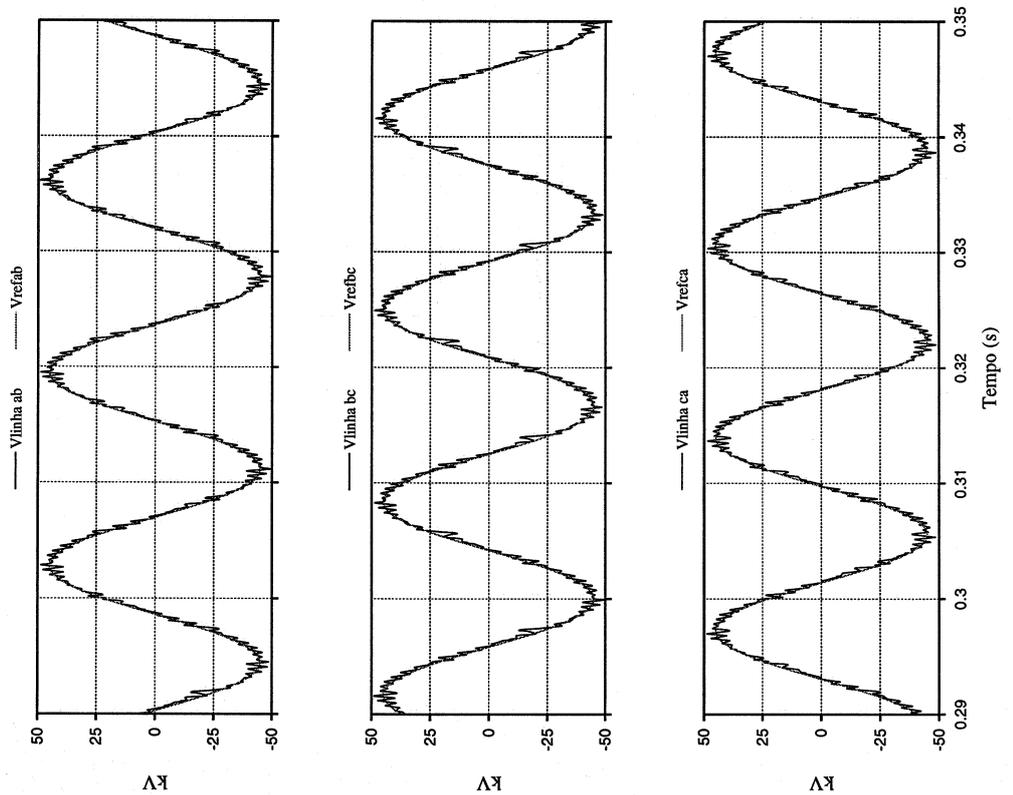


Fig. 5.14(a): Tensões de linha para o multi-conversor com controlador tipo "deadbeat".

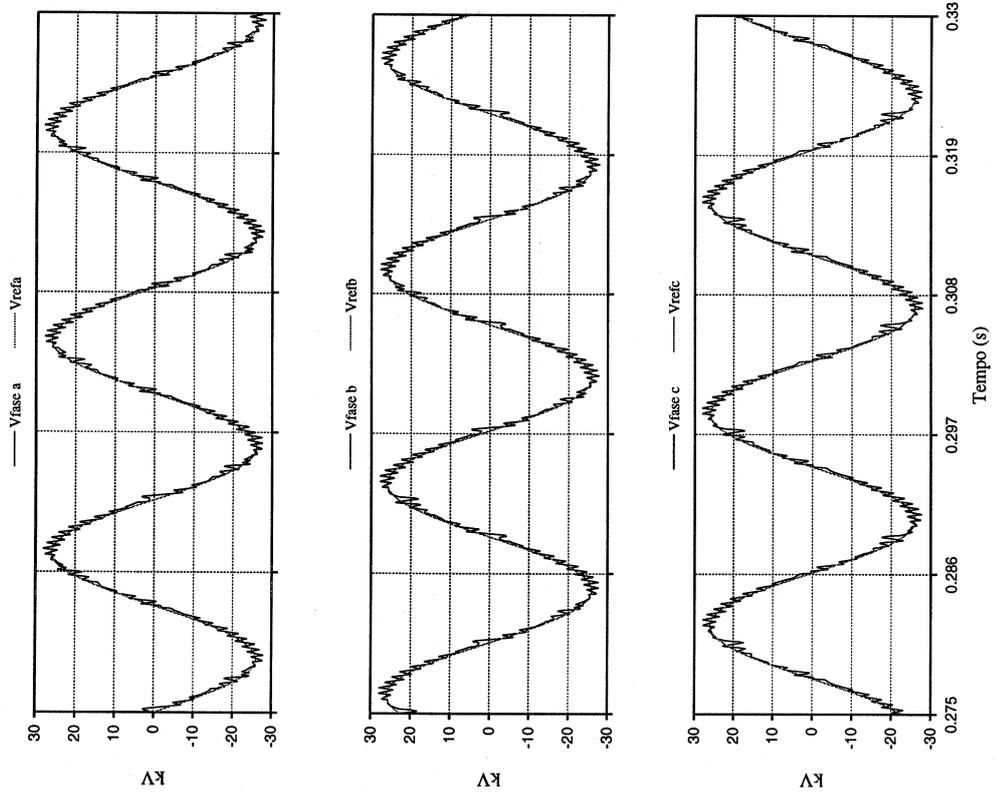


Fig. 5.15(a): Tensões de fase para o multi-conversor com controlador tipo “deadbeat”.

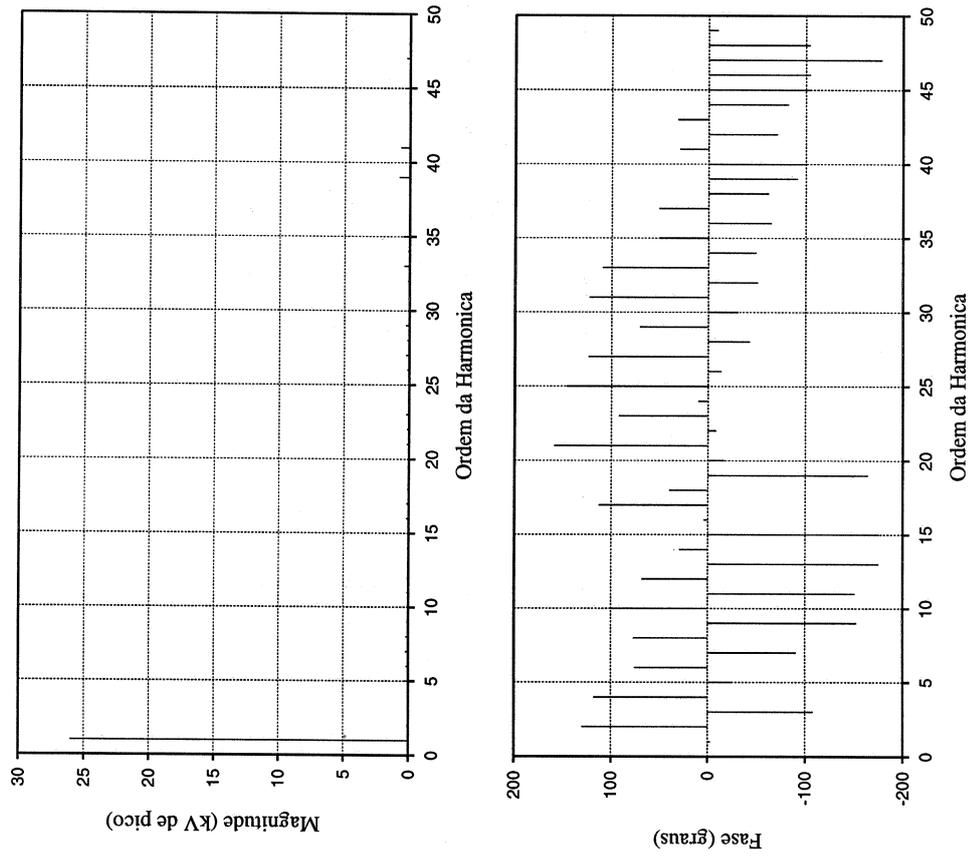


Fig 5.15(b): Espectro (magnitude e fase) da tensão de fase v_{ca} para o multi-conversor com controlador tipo “deadbeat”.

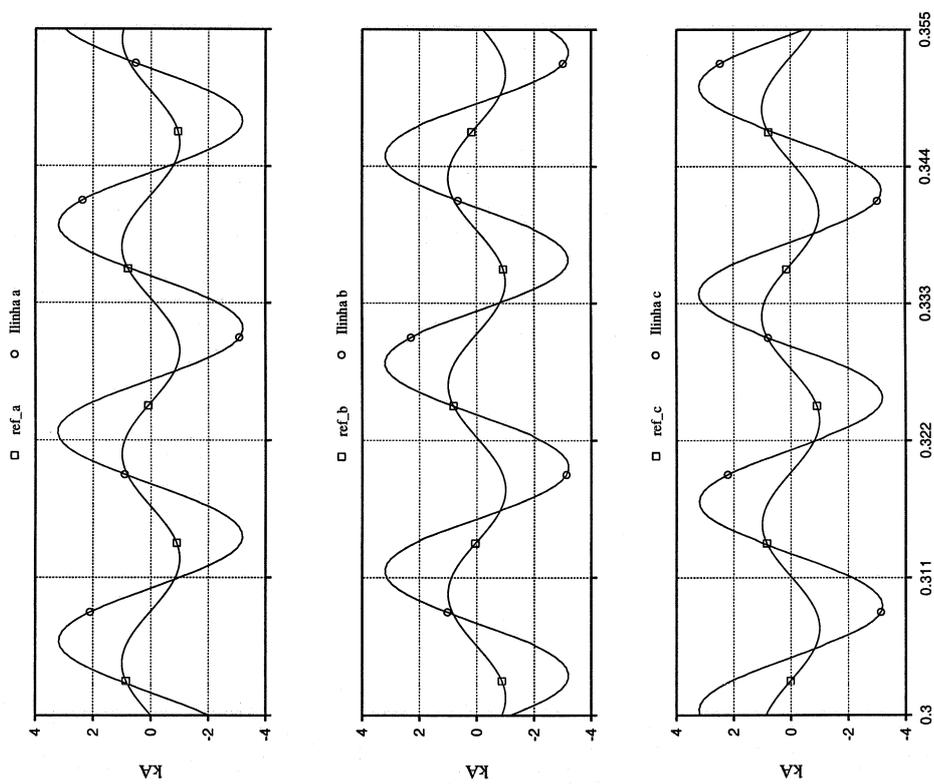


Fig. 5.16(a): Correntes de linha para o multi-conversor com controlador tipo “deadbeat”.

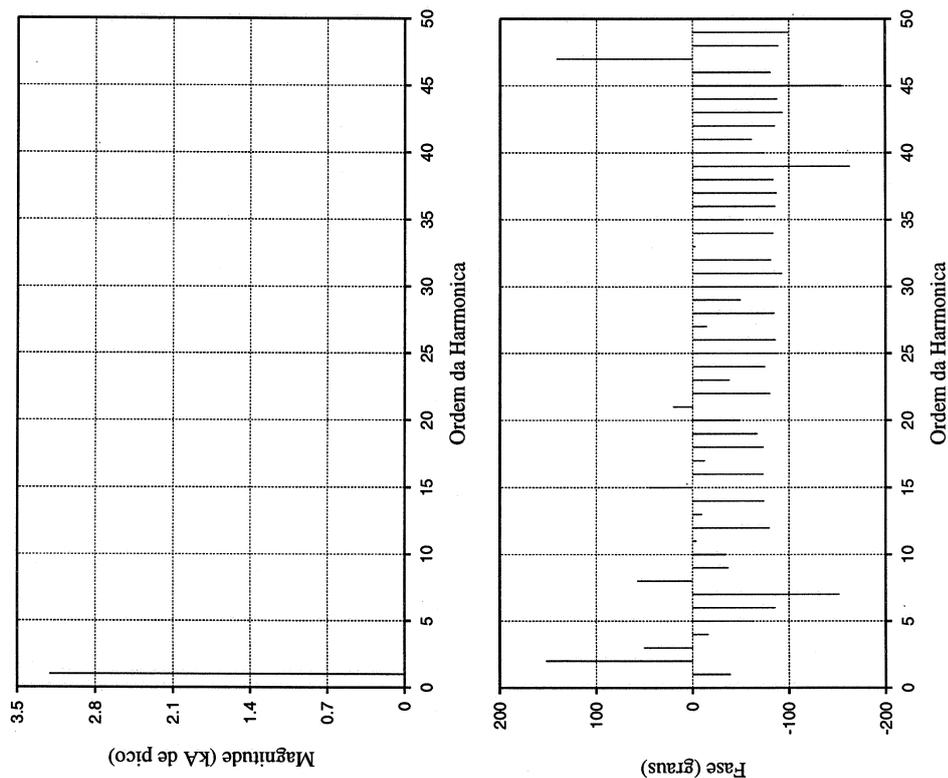


Fig 5.16(b): Espectro (magnitude e fase) da corrente de linha i_{ca} para o multi-conversor com controlador tipo “deadbeat”.

Os diagramas elétricos e do circuito de controle utilizados na simulação encontram-se no Anexo D.

Os resultados obtidos são comparáveis ao caso S1 do conversor único com controlador “deadbeat”. Nota-se uma redução de 3,6 vezes no valor de THD (5,8% para o multi-conversor e 21,2% para o conversor único) da tensão de linha na carga. Verifica-se também uma redução significativa na amplitude da componente oscilatória superposta à tensão de linha na carga conforme mostram as figuras 5.3(a), 5.14(a) e as equações (3.20), (5.8). Portanto, a utilização de multi-conversores é uma alternativa viável para superar as limitações na frequência de chaveamento presentes em conversores de potências mais elevadas.

6. CONSIDERAÇÕES FINAIS

Neste capítulo descrevem-se as contribuições realizadas no trabalho, comentários e sugestões para trabalhos futuros.

Estudou-se neste trabalho o modelamento e simulação digital de sistemas de derivação (“taps”) em elos de transmissão em CCAT (corrente contínua e alta tensão). Foram colhidos subsídios na literatura para se encontrar uma solução. Escolheu-se a derivação do tipo série e adotou-se conversor do tipo fonte de corrente, com topologia tipo ponte de Graetz trifásica, com modulação de corrente em largura de pulso (PWM). A partir do modelamento foram propostas estratégias para o controle da tensão no lado CA.

Assumiu-se como hipótese que o conversor alimenta uma localidade isolada (sem geração local), cabendo ao conversor gerar uma tensão trifásica regulada. A inserção de capacitores na saída CA do inversor tornou-se necessária para prover um caminho de circulação, em paralelo com a carga, para a corrente CA. O conjunto de capacitores também atua como filtro passa-altas para as componentes de frequência mais elevada das correntes geradas pela modulação em PWM. Desta forma obtém-se uma tensão praticamente senoidal no lado CA do conversor.

Foi realizado o modelamento do conjunto conversor+filtro+carga para análise da operação em regime permanente e durante transitórios. A dificuldade no modelamento da carga levou a considerá-la como uma perturbação mensurável na função de transferência da planta, cuja variável de saída é a tensão nos capacitores e a de entrada a corrente de referência do inversor.

Foram propostas duas estratégias de controle: “deadbeat” e vetorial. Na primeira, adotou-se um controlador amostrado para cada fase, aplicando-se a filosofia “deadbeat”, de modo o que a tensão na carga segue uma referência senoidal atrasada de um intervalo de amostragem igual a metade do período de chaveamento. No controle vetorial representou-se o conversor+filtro+carga em um sistema de coordenadas bifásico girante. Dessa forma o problema de rastreamento de uma referência variável no tempo

(senoidal) foi transformado em um problema de regulação, pois a referência no sistema dq tornou-se fixa no tempo.

Realizaram-se simulações computacionais do circuito de potência (conversor+filtro+carga) utilizando-se o pacote PSCAD/EMTDC™ com ambas as estratégias de controle. O controlador “deadbeat” dispensa filtragem dos sinais e apresentou um desempenho superior ao do vetorial. O desempenho do controle vetorial foi prejudicado pelas não linearidades do modulador PWM e pela necessidade de um filtro que impõe limitações ao controlador.

As limitações na frequência de chaveamento e no valor da capacitância de filtro resultaram numa ondulação de tensão relativamente elevada. Como solução foi proposta a utilização de um sistema multi-conversor para se elevar o número de níveis de corrente na saída do conversor e reduzir a ondulação da tensão na carga. Uma simulação de sistema com dois conversores confirmou o desempenho superior em relação ao conversor único.

Como sugestões para continuidade deste trabalho são propostas:

- Modelamento mais elaborado do conversor, levando-se em conta a influência da modulação PWM na malha de controle;
- Estudo do desempenho de outras estratégias de controle (por ex. banda de histerese);
- Construção de um protótipo de potência reduzida para implementação das estratégias de controle em tempo real;
- Estudo de sistemas tipo fonte de corrente multi-conversores.

ANEXO A- CONVERSORES COMUTADOS PELA LINHA DE CORRENTE ALTERNADA - REVISÃO

Neste anexo é feita uma revisão dos conversores comutados pela rede CA, com ênfase nos inversores CC/CA, para fins de padronização da notação e necessidade de um suprimento adicional de reativos para se garantir a comutação.

Para níveis elevados (centenas de MW) de potência, em função da tecnologia disponível dos dispositivos semicondutores o processo de conversão de CC para CA encontra-se limitado aos retificadores trifásicos controlados de seis pulsos (circuito de Graetz), associados em série ou não (KIMBARK, 1971) (PADIYAR, 1991).

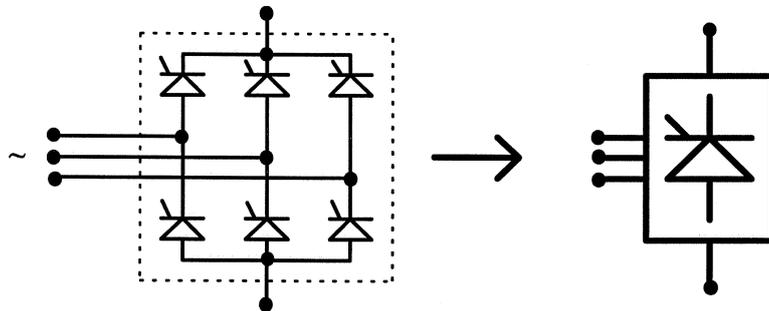


Fig. A.1: Retificador trifásico controlado de seis pulsos (ponte trifásica), ou circuito de Graetz, com respectiva representação como bloco.

Nesta configuração a corrente gerada pelo inversor passa ainda por um transformador, que eleva ou abaixa a tensão CA e provê isolamento entre o conversor e a rede. O transformador também pode desempenhar o papel de elemento defasador das tensões na configuração de doze pulsos (primário estrela e secundário duplo estrela/triângulo). Em alguns casos, utiliza-se um transformador adicional para isolar os sistemas (figura A.2). A configuração de doze pulsos, embora eleve o custo do conversor em relação à de seis pulsos, é amplamente empregada em sistemas convencionais de CCAT devido à ótima relação entre o custo total e: o aproveitamento do transformador, o conteúdo harmônico da corrente do lado CA e da tensão na linha CC, otimizando o emprego de filtros. Em função destas vantagens a maioria das soluções para derivações em CCAT (práticas e propostas) também emprega tais conversores (figura A.2).

Conversores com inversores como os da figura A.1 (pontes trifásicas) operam no modo de fonte de corrente com comutação pela linha CA, ou seja, o lado CA deve realizar a transferência de corrente de um tiristor para o subsequente durante a comutação, através do potencial imposto pelos geradores de tensão CA.

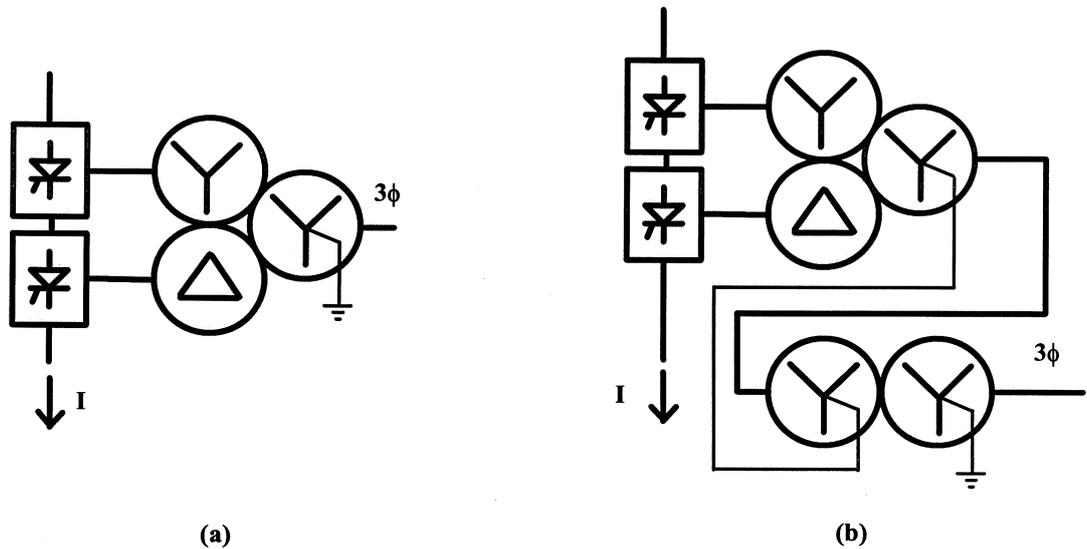


Fig. A.2: Conversor de doze pulsos: duas pontes trifásicas em série, com transformador estrela/estrela-triângulo. (a): sem transformador isolador separado; (b): com transformador isolador separado.

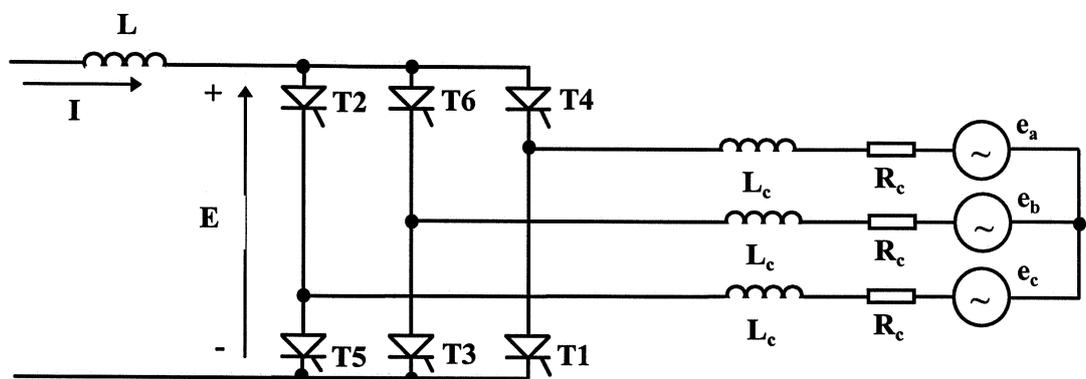


Fig. A.3: Detalhamento do circuito de Graetz, visto aqui operando como inversor.

Um detalhamento do circuito da figura A.1 é visto na figura A.3, onde os geradores senoidais e_a , e_b , e_c , formam um sistema trifásico, sendo que em sistemas de grande porte a resistência série R_c é muito menor que a reatância série

$X_c = 2\pi fL_c = \omega L_c$ (também conhecida como reatância de comutação). Do lado CC estão representadas a tensão média em carga E (com a seta no sentido da convenção do receptor) e a corrente contínua I .

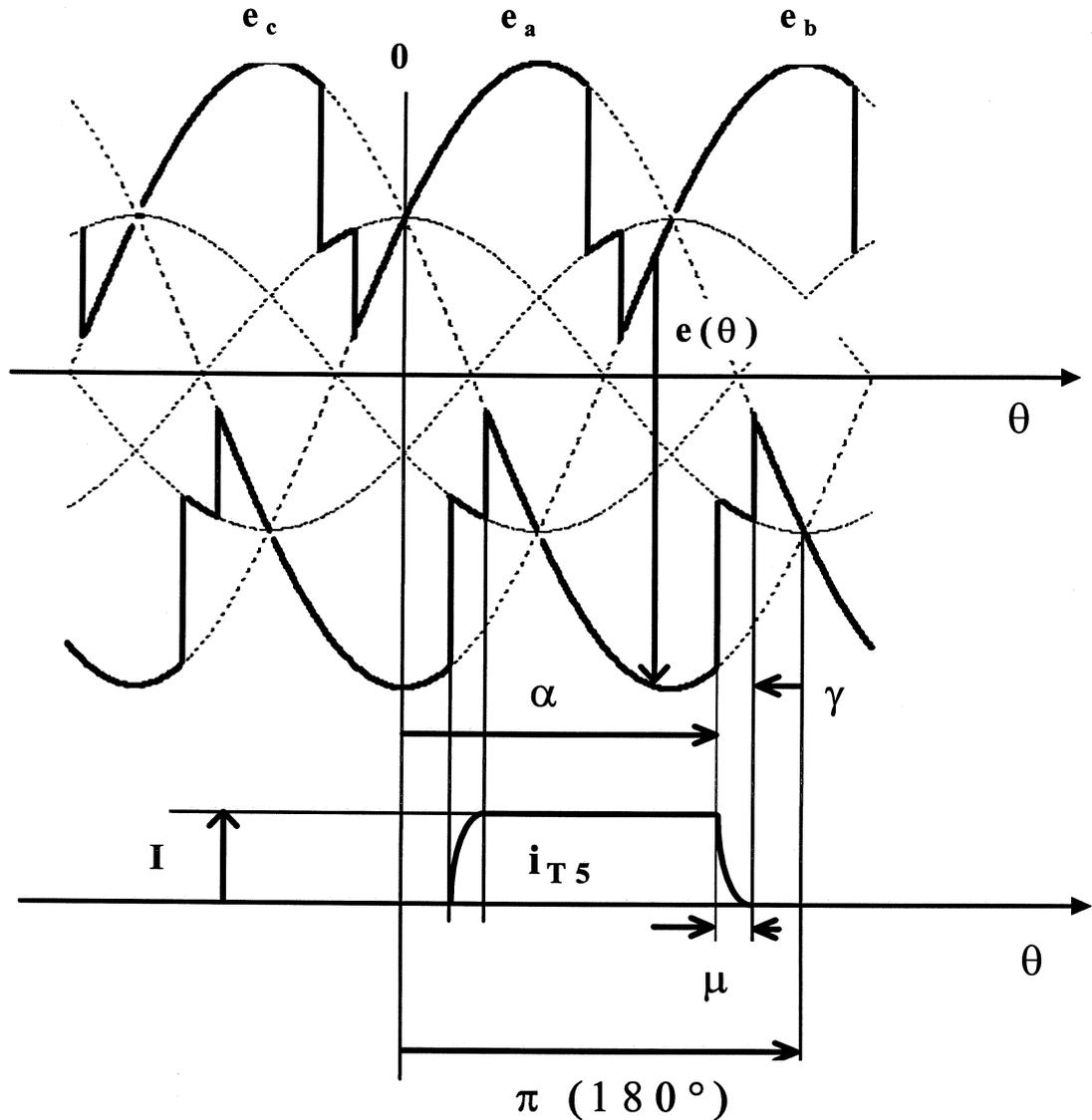


Fig.A.4.: Tensões e corrente típicas do conversor de seis pulsos, operando no modo inversor ($\alpha > 90^\circ$), mostrando o ângulo de comutação μ e o ângulo de extinção γ , a corrente pelo tiristor T5 admitindo-se corrente contínua I sem ondulação.

Na figura A.4 verifica-se que a tensão na carga é igual ao valor instantâneo da tensão de linha dos geradores e_a , e_b , e_c , exceto durante os intervalos de comutação,

quando a queda reativa faz com que a tensão na carga seja a média entre as tensões das fases que estão comutando. São mostrados ainda na figura A.4 os ângulos de disparo α , de comutação μ e o de extinção γ . Por convenção o ângulo de disparo α é contado a partir do cruzamento entre as duas tensões que irão comutar. Verifica-se ainda que na figura A.4 o ângulo de disparo α é maior que 90° , caracterizando a operação em modo de inversor com valor médio de tensão E negativo.

Com referência ao circuito da figura A.2, as seguintes equações podem ser recordadas para fins de padronização da notação (PÓ, 1989):

$$\text{- Valor médio da tensão em vazio (no lado CC): } E_0(\alpha) = \frac{3}{\pi} \sqrt{3} V_m \cos \alpha \quad (\text{A.1})$$

sendo: V_m = tensão máxima (de pico) de fase;

α = ângulo de disparo (ou de atraso).

$$\text{- Valor médio da queda de tensão imposta pela comutação: } \Delta V = \frac{3}{\pi} X_c I \quad (\text{A.2})$$

$$\text{- Valor médio da tensão em carga: } E = E_0 \cos \alpha - \frac{3}{\pi} X_c I \quad (\text{A.3})$$

$$\text{- Corrente de curto-circuito entre duas fases (valor de pico): } I_s = \sqrt{3} \frac{V_m}{2X_c} \quad (\text{A.4})$$

Adotando-se como valores de base $E_b = \frac{E}{E_0}$ e $I_b = \frac{I}{I_s}$, a equação (A.3) fica:

$$E_b = \cos \alpha - \frac{1}{2} I_b \quad (\text{A.5})$$

Em função do ângulo de disparo α e do ângulo de comutação μ , a equação (A.5) pode ser escrita como:

$$E_b = \frac{(\cos \alpha + \cos(\alpha + \mu))}{2} = \cos \phi \quad (\text{A.6})$$

Onde: $\cos \phi$ = fator deslocamento, que é também usado como fator de potência segundo a IEC.

Em função do ângulo de extinção γ , (A.5) e (A.6) ficam:

$$E_b = -\cos \gamma + \frac{1}{2} I_b = -\frac{(\cos \gamma + \cos(\gamma + \mu))}{2} \quad (\text{A.7})$$

E o ângulo de comutação μ na forma normalizada:

$$\mu = \cos^{-1}(\cos \alpha - I_b) - \alpha \quad (\text{A.8})$$

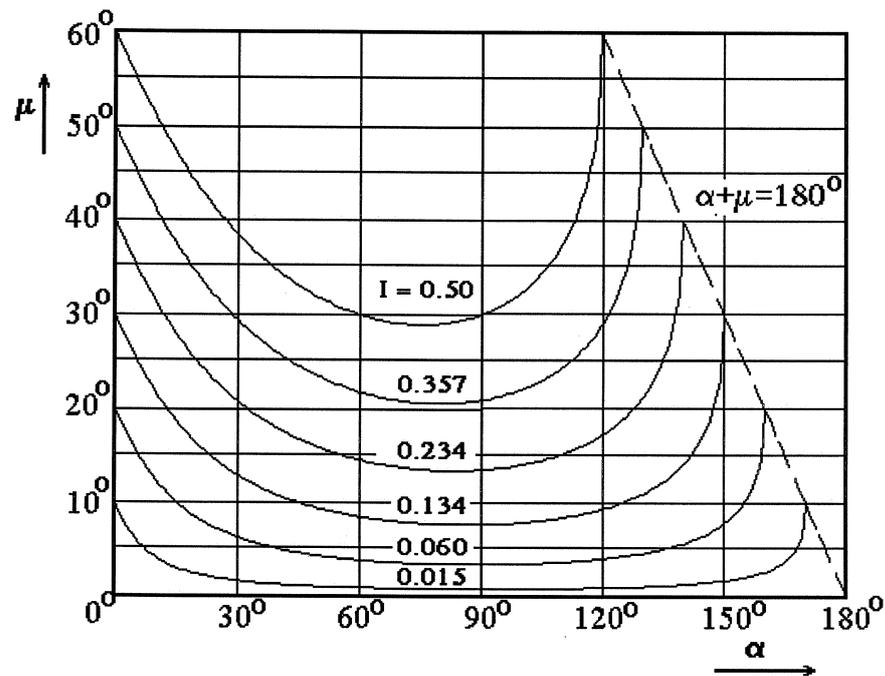


Fig. A.4.: Curvas normalizadas do ângulo de comutação $\mu = f(\alpha, I)$

É importante lembrar que as equações aqui apresentadas para o conversor de seis pulsos são válidas somente para $\mu < 60^\circ$, ou seja, até o limite da comutação simples (comutação ocorre somente entre dois tiristores).

A potência CC fornecida ao inversor (P_{cc}) da figura A.2 é dada por

$$P_{cc} = EI \quad (\text{A.9})$$

e a potência aparente de curto-circuito (S_{ca}) no sistema CA (operando aqui como receptor):

$$S_{ca} = 3 \frac{V_m^2}{2X_c} \quad (\text{A.10})$$

Definindo-se a relação de curto-circuito (R_{curto}) na barra de comutação como:

$$R_{curto} = \frac{S_{ca}}{P_{cc}} \quad (\text{A.11})$$

Note-se que nesta definição em particular não foram incluídas as potências de equipamentos auxiliares como condensadores síncronos, filtros CA etc.

Aplicando-se as equações (A.7) e (A.8) em (A.11), resulta:

$$R_{\text{curto}} = \frac{\pi}{\left(3 \cos \phi (\cos \gamma - \cos(\gamma + \mu))\right)} \quad (\text{A.12})$$

A fim de se obter a mínima R_{CC} , deriva-se (1.12) em relação a γ , resultando:

$$\gamma = \frac{1}{2} \text{tg}^{-1} \left(\frac{\text{sen}(2\mu)}{1 - \cos(2\mu)} \right) \quad (\text{A.13})$$

Para o máximo ângulo de comutação simples $\mu=60^\circ$, obtém-se de (A.13) $\gamma=15^\circ$. Aplicando-se em (A.12), tem-se o valor mínimo teórico de $R_{\text{curto}(\text{min})} = 2,418$

Portanto, a potência aparente disponível (potência de curto-circuito) no lado CA deve ser no mínimo 2,42 vezes maior que a potência ativa recebida do sistema de corrente contínua. De (A.6) ou (A.7) tem-se ainda nesta condição $\cos\phi=0,61$, o que reflete o fator de potência ruim nesta condição limite de operação.

Isto se torna um grande inconveniente para uma localidade isolada que deve receber o suprimento de energia, pois neste caso não há geração local de energia elétrica. O problema pode ser contornado usando-se condensadores síncronos para se gerar a potência reativa necessária para a comutação. O inconveniente é o alto custo destes condensadores, da ordem de US\$60.00/kVAr (PONTE et al., 1991).

O dimensionamento de sistemas com conversores com comutação natural deve levar em conta os harmônicos de tensão CC e corrente CA, para dimensionamento de filtros. Estes filtros suprem uma parte dos reativos necessários para o inversor. A seguir é feito um sumário das fórmulas dos harmônicos levando em conta o ângulo de disparo α e o de comutação μ .

A determinação do nível de harmônicos em uma ponte de seis pulsos, operando com comutação simples ($\mu < 60^\circ$), é apresentada a seguir (KIMBARK, 1971), (PADIYAR, 1991):

- Harmônicas de tensão na corrente CC:

$$\frac{V_h}{E_0} = \left[\frac{F^2 + G^2 - 2FG \cos(2\alpha + \mu)}{2} \right]^{1/2} \quad (\text{A.14})$$

sendo:

V_h = Valor eficaz do harmônico de tensão de ordem h ;

$$F = \left[\frac{\cos(h+1)\left(\frac{\mu}{2}\right)}{(h+1)} \right] \quad (\text{A.14.1})$$

$$G = \left[\frac{\cos(h-1)\left(\frac{\mu}{2}\right)}{(h-1)} \right] \quad (\text{A.14.2})$$

- Harmônicos de corrente na tensão CA:

$$\frac{I_h}{I_{h0}} = \left[\frac{H^2 + K^2 - 2HK \cos(2\alpha + \mu)}{2\chi} \right]^{1/2} \quad (\text{A.15})$$

sendo:

I_h = Valor eficaz do harmônico de corrente de ordem h ;

I_{h0} = Valor eficaz do harmônico de corrente de ordem h , desprezando a comutação.

$$I_{h0} = \frac{\sqrt{6}}{\pi} \frac{I}{h} \quad (\text{A.16})$$

$$H = \left[\frac{\text{sen}(h+1)\left(\frac{\mu}{2}\right)}{(h+1)} \right] \quad (\text{A.16.1})$$

$$K = \left[\frac{\text{sen}(h-1)\left(\frac{\mu}{2}\right)}{(h-1)} \right] \quad (\text{A.16.2})$$

$$\chi = \frac{(\cos\alpha - \cos(\alpha + \mu))}{2} \quad (\text{A.16.3})$$

- Valor eficaz da fundamental da corrente do lado CA:

$$I_1 = \sqrt{(I_{11})^2 + (I_{12})^2} \quad (\text{A.17})$$

$$I_{11} = I_1 \cos\phi = \frac{\sqrt{6}}{\pi} I_{cc} \left[\frac{\cos\alpha + \cos(\alpha + \mu)}{2} \right] \quad (\text{A.17.1})$$

$$I_{12} = I_1 \text{sen}\phi = \frac{\sqrt{6}}{\pi} I \left[\frac{2\mu + \text{sen}(2\alpha) - \text{sen}(2\gamma)}{4(\cos\alpha - \cos\gamma)} \right] \quad (\text{A.17.2})$$

$$\text{tg}\phi = \left[\frac{2\mu + \text{sen}(2\alpha) - \text{sen}(2\gamma)}{\cos(2\alpha) - \cos(2\gamma)} \right] \quad (\text{A.18})$$

ANEXO B - EXEMPLO DE APLICAÇÃO DA UTILIZAÇÃO DE CAPACITORES EM SÉRIE EM UM CONVERSOR COMUTADO PELA LINHA¹

É apresentado um exemplo de conversor trifásico comutado pela rede CA com capacitores inseridos em série cada fase do lado CA para auxílio à comutação. É realizado o equacionamento e simulação do conversor visando a obtenção de curvas parametrizadas nas variáveis de projeto.

Foi elaborado um programa utilizando o software MATLAB (THE MATH WORKS INC., s.d.) para simulação de uma ponte trifásica de seis pulsos com capacitores em série na entrada (figura B.1).

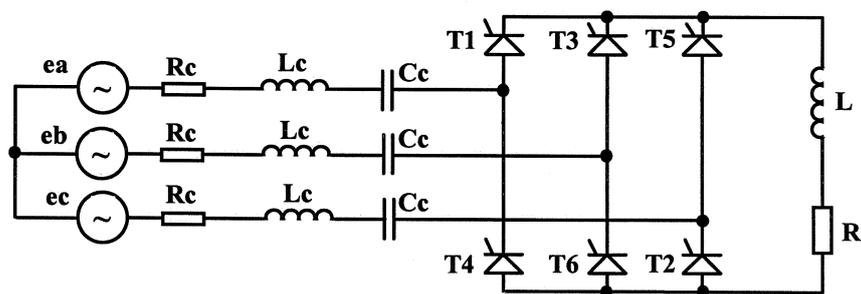


Fig. B.1: Circuito de Graetz com capacitores C_c em série na entrada.

Nesta simulação supõe-se tensões trifásicas simétricas e equilibradas, bem com pulsos de disparo dos tiristores equidistantes. Dessa maneira, o comportamento do circuito, em regime permanente, se repete seis vezes por ciclo (ou seja, em cada pulso de tensão retificada). Esta propriedade é aproveitada para se realizar a simulação numérica somente em um sexto do ciclo (LOURENÇO, 1998). Abordagens semelhantes são encontradas em (PADIYAR, cap.3, 1991), (OOI et al., 1980), (BÉRUBÉ; OOI, 1983), (CHEUNG; LAVERS, 1986).

A simulação é realizada adotando-se a seqüência descrita a seguir:

1. Determina-se se a operação do circuito é em regime de continuidade ou descontinuidade de corrente no lado de corrente contínua. No regime descontínuo não haverá comutações entre tiristores, pois a corrente se anula ao final do pulso. No

¹ Agradecemos ao eng. Edward Alexander Colin Lourenço pela elaboração do modelo computacional deste exemplo.

regime contínuo (normal) são verificadas através de outra simulação os respectivos ângulos de comutação;

2. Para cada regime, descontínuo ou contínuo, é realizada uma simulação independente, determinando-se as formas de onda de tensão e corrente nos componentes do circuito.

Para a determinação do limite entre descontinuidade e continuidade de corrente, usou-se o circuito da figura B.2.

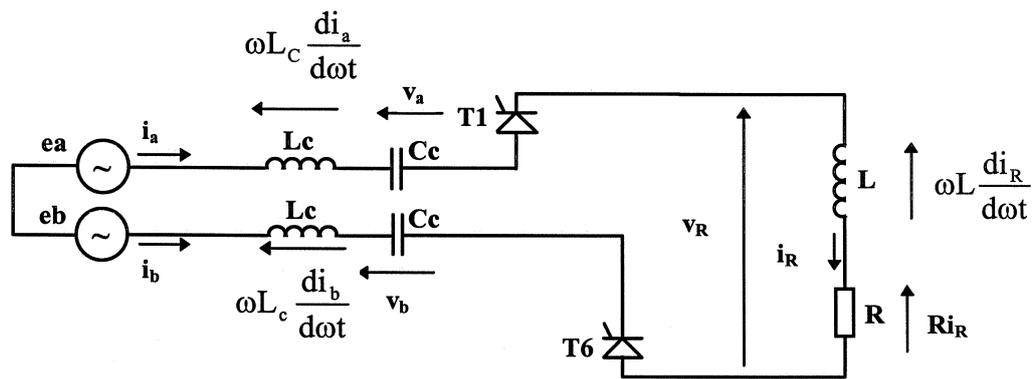


Fig.B.2.: Configuração do circuito em estudo fora da comutação, com sentidos de correntes e tensões para o equacionamento. Os tiristores são considerados chaves ideais fechadas neste caso.

Para o circuito da figura B.2, resolveu-se o sistema linear:

$$\dot{x} = Ax + Bu \quad (\text{B.1.1})$$

$$y = Cx + Du \quad (\text{B.1.2})$$

Onde: x = vetor das variáveis de estado: $x = [i_b, v_a, v_b]^T$;

u = vetor das excitações (tensões trifásicas e_a, e_b, e_c);

y = vetor das variáveis: $y = [i_a, i_b, i_c, v_a, v_b, v_c, v_R, i_R]^T$;

Neste caso, por inspeção, verifica-se que, fora da comutação, $i_a = i_R = -i_b$. A corrente i_c e a tensão v_c são nulas.

A análise para a comutação é feita da mesma maneira, levando-se em conta que a corrente i_c não é nula, pois, por exemplo, o tiristor T1 está comutando com T5. O vetor x torna-se $x=[i_a \ i_b \ v_a \ v_b \ v_c]^T$, e o vetor y não se modifica. As matrizes A, B, C e D são modificadas de acordo. A corrente i_c pode ser determinada pela 1ª lei de Kirchhoff.

Para avaliação dos parâmetros de projeto, como sobretensões nas válvulas e nos capacitores de comutação, foi elaborado um outro programa que mantém fixos os parâmetros do circuito, exceto o ângulo de disparo α e o valor do capacitor C_c , os quais são variados dentro de faixas pré-estabelecidas. Para cada valor de α e C_c obtém-se as tensões máximas nos capacitores, nas válvulas e demais parâmetros. Os resultados são plotados em gráficos tridimensionais parametrizados nos valores de α e C_c . Como exemplos, são plotados nas figuras B.3, B.4 e B.5 o comportamento da tensão sobre os capacitores de comutação C_c , da tensão sobre um tiristor da ponte, bem como a variação do ângulo de comutação μ . Os valores de tensão estão em p.u., adotando-se como valor de base a tensão média retificada em vazio (equação (A.1), com $\alpha=0$):

$$E_B = E_0 = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} V_m \quad (\text{B.2})$$

Note-se ainda que a escala dos valores de capacitância é logarítmica.

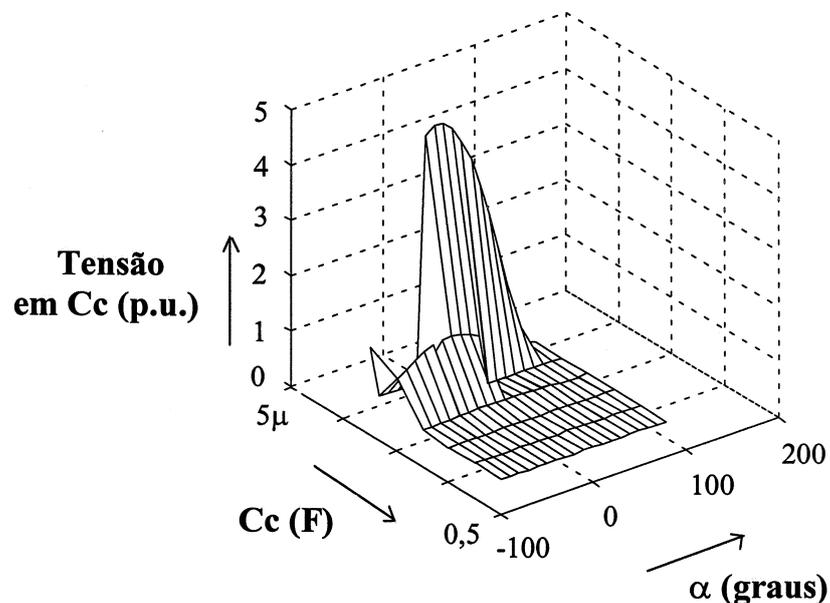


Fig.B.3.: Tensão no capacitor de comutação em função do ângulo de disparo α e do valor do capacitor de comutação.

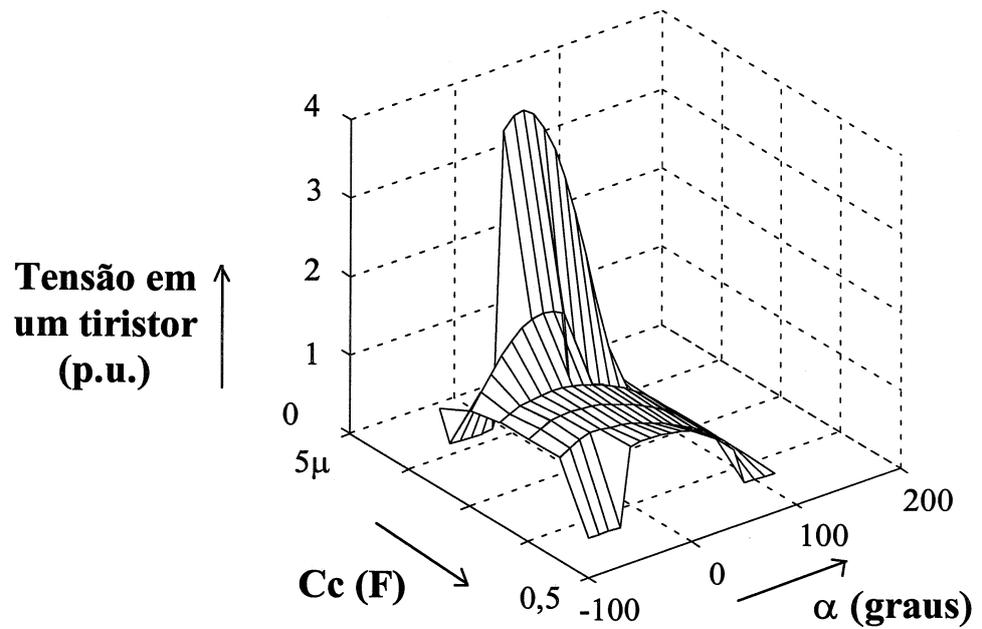


Fig. B.4.: Tensão no em um tiristor em função da variação do ângulo de disparo α e do valor do capacitor.

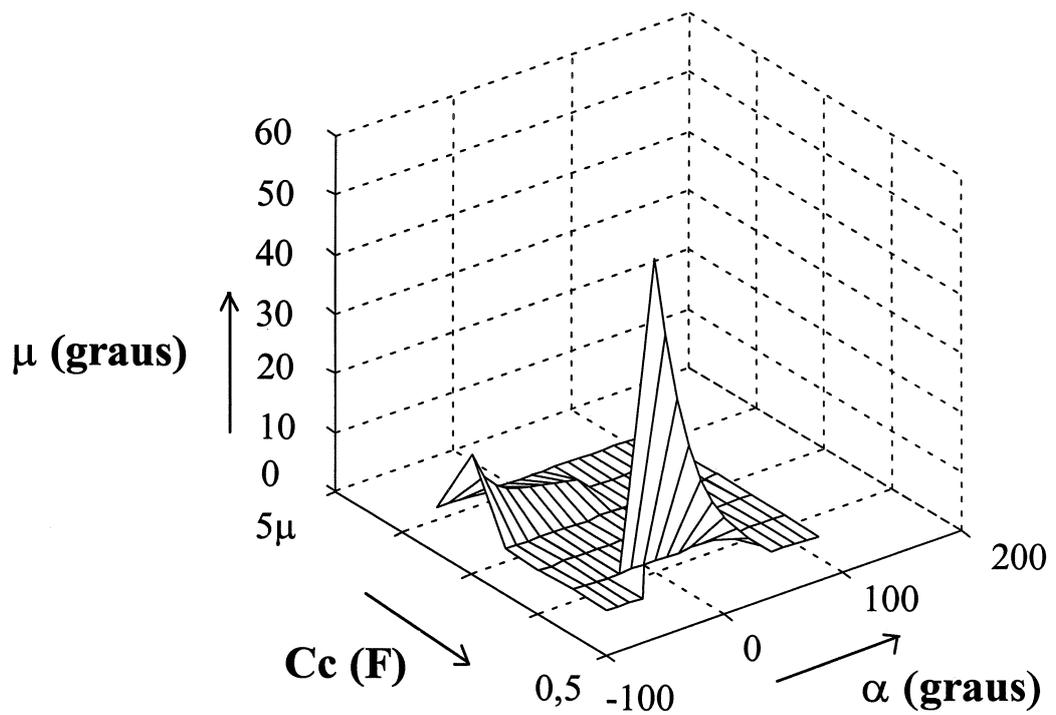


Fig. B.5.: Ângulo de comutação μ em função da variação do ângulo de disparo α e do valor do capacitor de comutação C_c .

Os programas necessitam de alguns refinamentos, como melhorar as saídas gráficas, a inclusão de força contra-eletromotriz no lado CC, e o tratamento dos modos de comutação múltipla no circuito que não são simulados aqui (atribui-se arbitrariamente valor zero às variáveis de saída quando isso ocorre).

A análise preliminar dos gráficos confirma a expectativa da operação com ângulos de disparo negativos. Para valores baixos de C_c , a sobretensão nos capacitores atinge valores elevados (da ordem de 4 p.u.). Os patamares nos gráficos tridimensionais correspondem a comutações múltiplas e o programa zera a variável do eixo z.

ANEXO C - ESTRATÉGIA DE MODULAÇÃO PWM

Neste anexo é apresentada uma descrição da estratégia de modulação PWM adotada no trabalho.

A estratégia de modulação PWM adotada neste trabalho baseia-se na abordagem descrita por (MALESANI; TENTI, 1987). Esta modulação foi escolhida pelos motivos expostos no capítulo 4.1.3, referentes às exigências do controlador tipo “deadbeat”.

O algoritmo proposto por (MALESANI; TENTI, 1987) gera um pulso de corrente centrado em um período (T_s) da portadora PWM, de modo que a média local instantânea da tensão de carga $\bar{v}_c(t)$ em um intervalo de amostragem Δt é igual à referência $v_{ref}(t)$ (vide figura 4.5). A modulação é também assimétrica, permitindo que o conversor imponha uma corrente de referência $i_{ref}(t)$ a cada semi-período da portadora (vide figura 4.6), o que significa que o período de amostragem é igual à metade do período de chaveamento.

A lógica utilizada é recursiva, significando que a decisão do chaveamento é tomada a partir de resultados de comparações em tempo real entre as correntes de referência, e não se baseia em consulta a tabelas (“look-up”).

A análise apresentada utiliza, uma ponte de Graetz com seis chaves unidirecionais em corrente e bidirecionais em tensão, ligadas a uma fonte de corrente constante I do lado CC e um sistema trifásico CA conforme mostra a figura C.1. A numeração das chaves segue um esquema consagrado baseado na seqüência de entrada em condução das chaves.

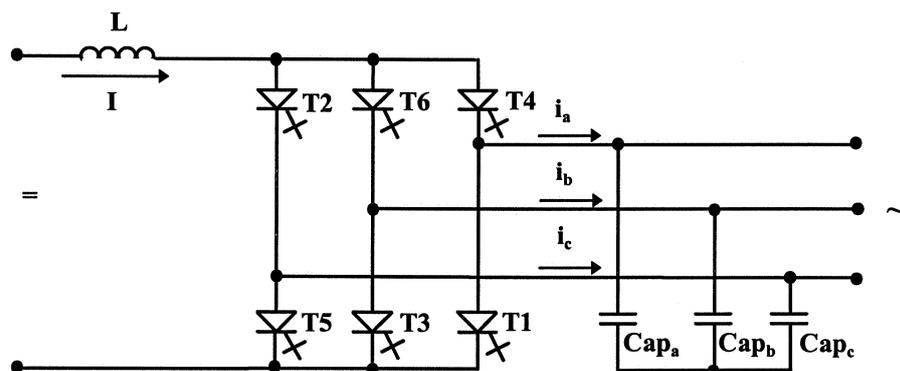


Fig. C.1: Conversor auto-comutado tipo fonte de corrente, com capacitores no lado CA. As chaves auto-comutadas são aqui representadas com símbolos de GTOs.

A estratégia pode ser explicada adotando-se a princípio que as correntes de referência sejam senoidais, simétricas e equilibradas.

A estratégia de disparo consiste em detectar a cada instante quais referências apresentam os valores máximo e mínimo de corrente, e aplicar modulação ativa nas chaves pelas quais devem circular a máxima e mínima corrente de linha. Entende-se por modulação ativa, quando o estado da chave (aberto ou fechado) é definido apenas pela comparação da corrente de referência com a portadora triangular. O retorno da corrente ocorre pelas chaves que estiverem no braço não envolvido em modulação ativa, as quais recebem um sinal complementar aos das chaves modulantes.

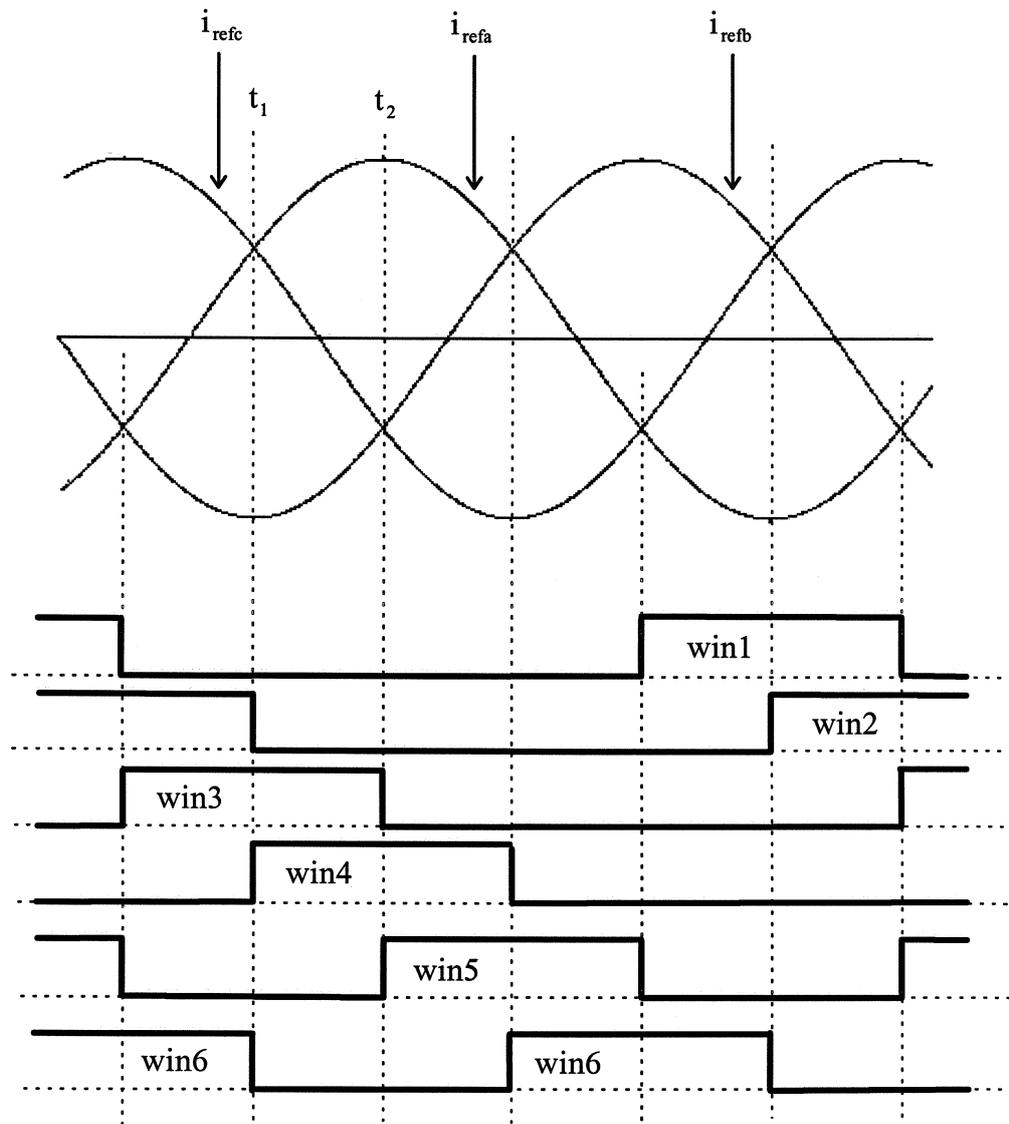


Fig C.2: Correntes de referência para um sistema trifásico simétrico e equilibrado e as janelas de disparo das chaves.

Por exemplo, durante o intervalo (t_1-t_2) indicado na figura C.2 a corrente de referência i_{refb} é mais negativa. Adotando-se a convenção do sentido de corrente indicada na figura C1, a chave (inferior) T3 é a única que pode injetar corrente negativa na fase b. Durante o mesmo intervalo a corrente de referência i_{refa} é a mais positiva e a chave (superior) T4 é a única que pode injetar corrente positiva na fase a. Tanto a chave (inferior) T3 como a (superior) T4 estão com modulação ativa, imposta pelas correspondentes correntes de referência.

Durante o intervalo (t_1-t_2) , quando a chave (inferior) T3 (em modulação ativa) abre, uma das chaves (inferiores) T1 ou T5 deve assumir a função de retorno, garantindo a continuidade da corrente CC de valor I. Neste intervalo a estratégia de disparo impede que a chave (inferior) T1 conduza, pois ela faz parte do mesmo braço da chave (superior) T4, que se encontra em modulação ativa. Portanto a chave (inferior) T5 assume a função de retorno da corrente.

Analogamente, a chave (superior) T2 que faz parte do mesmo braço da chave (inferior) T5 assume a função de retorno da chave (superior) T4 (em modulação ativa). Além disso, pode haver condução simultânea das chaves (superior) T2 e (inferior) T5, ou seja, não circula corrente na fase c. Quando isso não ocorre, as chaves (superior) T2 e (inferior) T5 provêm continuidade de corrente para a corrente CC do elo de CCAT através da fase c.

A figura C.2 mostra as janelas de disparo win1 a win6, durante as quais as respectivas chaves T1 a T6 podem realizar modulação ativa. Fora destas janelas, as respectivas chaves podem operar, porém apenas com a função de retorno da corrente I. A determinação dessas janelas é feita utilizando-se três comparadores de corrente de referência e portas lógicas AND, mostrados na figura C.3. Verifica-se da figura C.2 que duas chaves em um mesmo braço nunca têm suas janelas de disparo abertas ao mesmo tempo.

A lógica das janelas de disparo pode ser obtida com o auxílio de mapas de Karnaugh ou ferramentas similares.

A modulação PWM da chave cuja janela de disparo encontra-se ativa é gerada com duas portadoras, uma positiva e outra negativa, correspondentes às correntes de referência positivas ou negativas (vide figura 3.7).

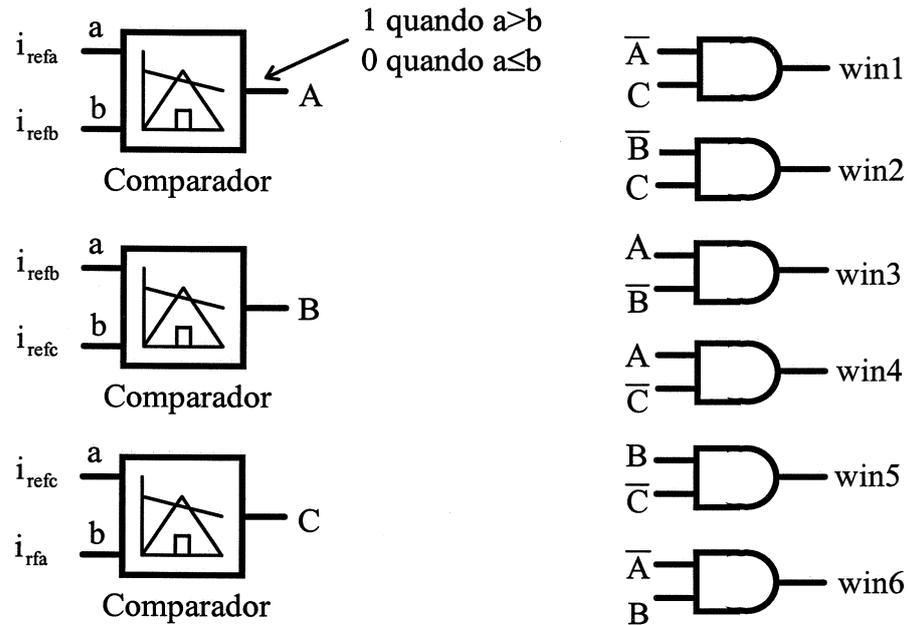


Fig. C2: Comparadores de correntes médias instantâneas de referência e lógica de geração de janelas de disparo das chaves.

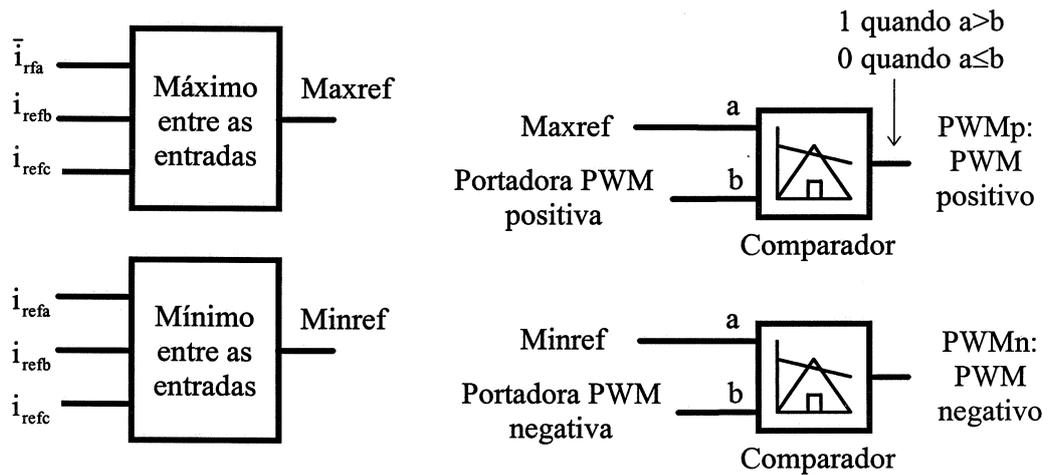


Fig. C3: Obtenção da modulação PWM para as correntes positivas e negativas. Os comparadores são iguais aos da figura C2.

Uma vez determinadas as janelas de disparo e gerados os pulso da modulação ativa (para as portadoras positiva e negativa), resta:

- direcionar os pulsos PWMp (positivo) para uma das chaves superiores T2, T4 ou T6, endereçados pelas respectivas janela de disparo win2, win4 ou win6.
- direcionar os pulsos PWMn (negativo) para uma das chaves inferiores T1, T3 ou T5, endereçados pelas respectivas janela de disparo win1, win3 ou win5;

- c) gerar os pulsos das chaves não endereçadas pelas janelas de disparo de modo a assegurar a continuidade de corrente I. Estes pulsos são complementares a PWMp e PWMn ($\overline{\text{PWMp}}$ e $\overline{\text{PWMn}}$).

A tabela C1 exemplifica a lógica de geração de pulsos para a chave T4, onde G4 é o nível lógico que determina o estado da chave 1 (chave fechada) e 0 (chave aberta).

Tabela C1: lógica de geração de pulsos para a chave T4.

win4	win1	PWMp	G4 (saída)	Observação
0	0	0	1	chave T4 modulando com $\overline{\text{PWMp}}$
0	0	1	0	
0	1	0	0	com win1 alto T4 não atua
0	1	1	0	
1	0	0	0	chave T4 modulando com PWMp
1	0	1	1	
1	1	0	X	não existe: win1 e win4 não podem ser 1 simult.
1	1	1	X	

Assim, a expressão lógica que descreve a saída G4 fica:

$$G4 = \overline{\text{win4}} \cdot \overline{\text{win1}} \cdot \overline{\text{PWMp}} + \text{win4} \cdot \text{PWMp} \quad (\text{C.1})$$

A figura C4 mostra a implementação da expressão de G4 com portas lógicas.

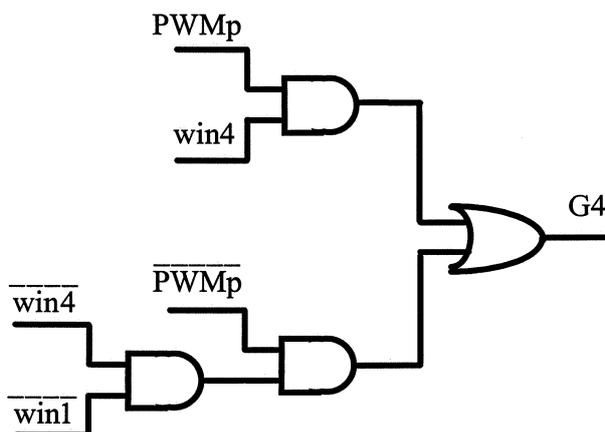


Fig. C4: Implementação da saída G4 da chave T4 com portas lógicas.

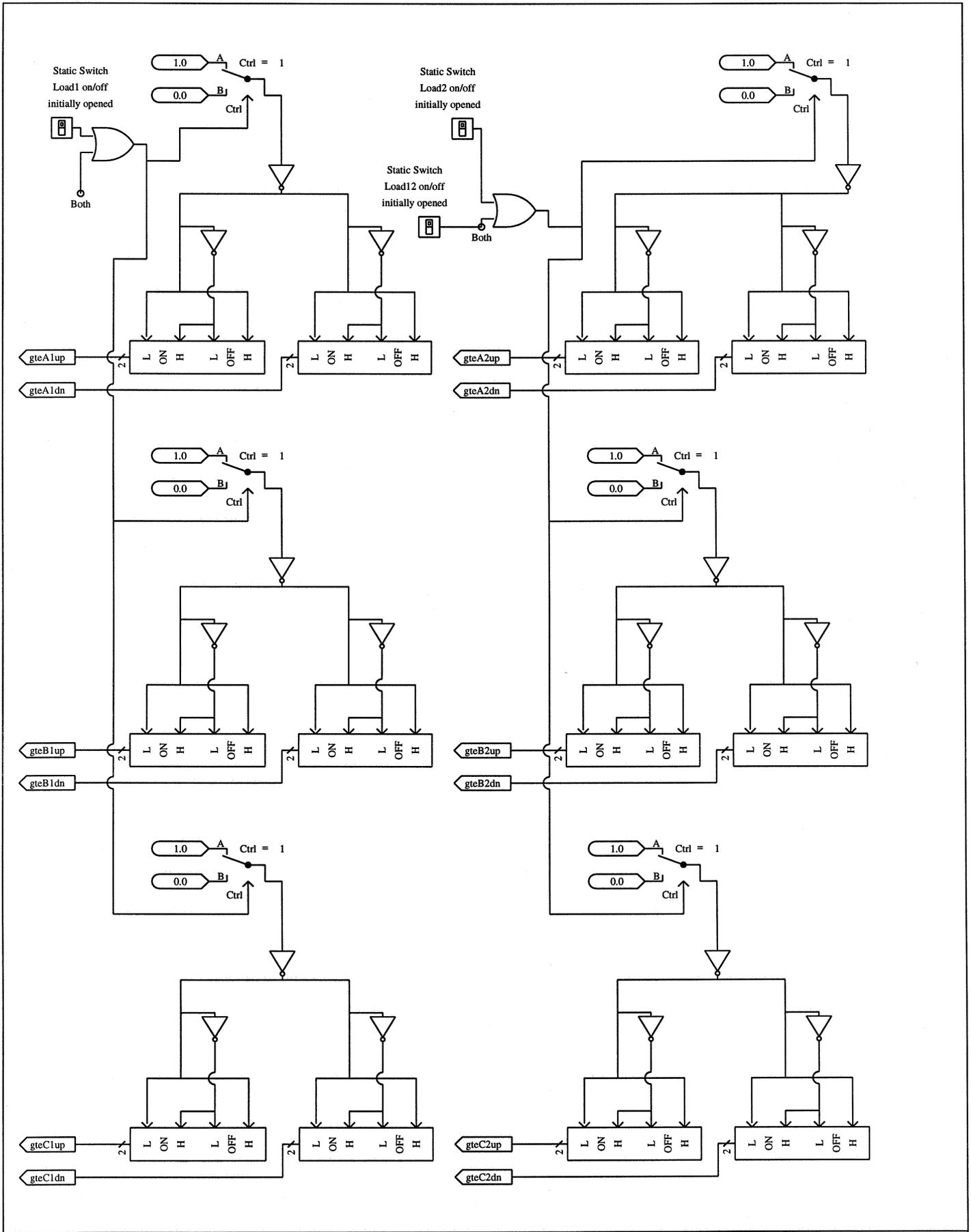
ANEXO D - ESQUEMAS ELÉTRICOS E LÓGICOS DOS SISTEMAS IMPLEMENTADOS NO PSCAD/EMTDC™

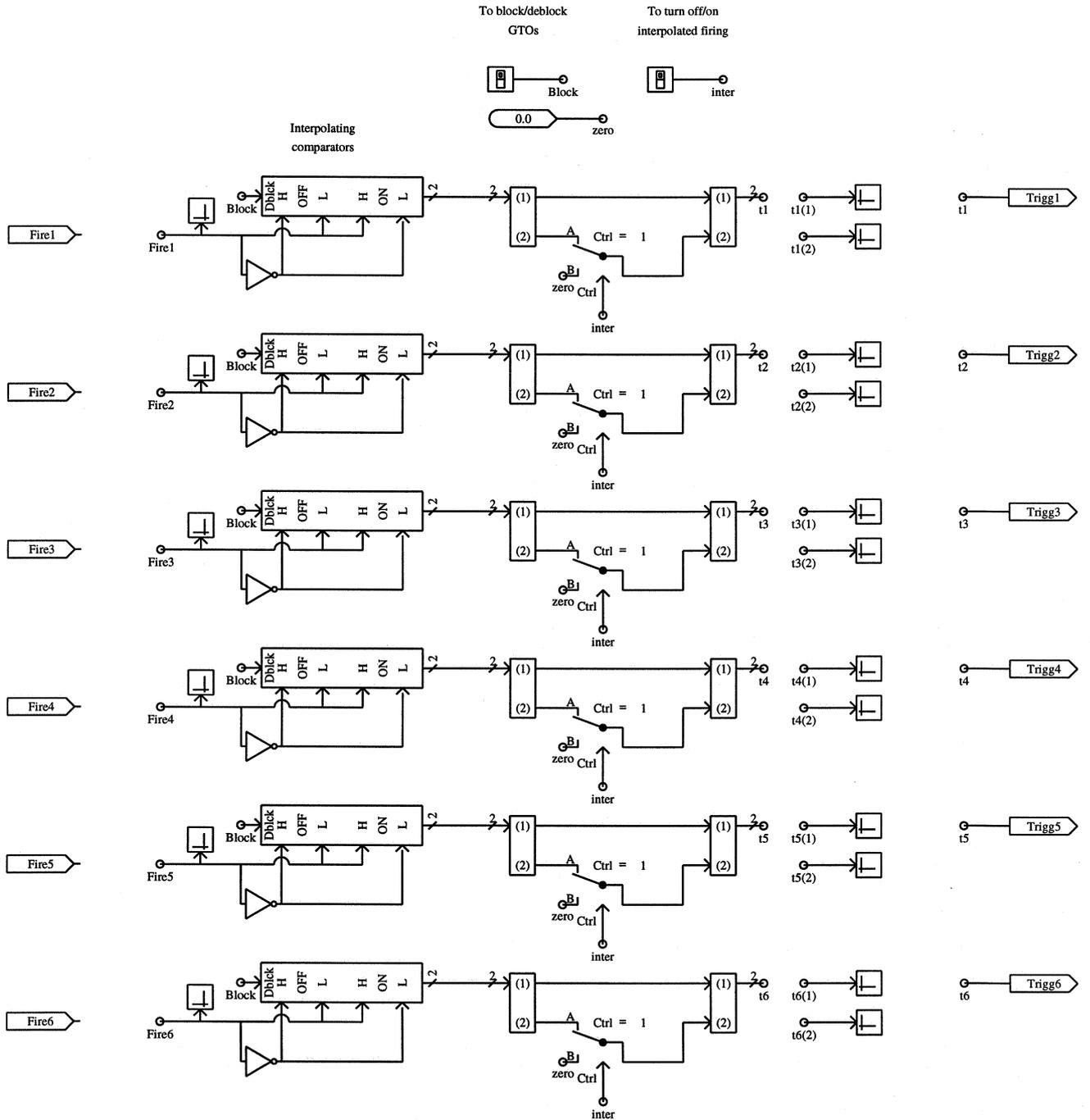
Neste anexo são apresentados os esquemas elétricos dos conversores com controle tipo “deadbeat” e vetorial.

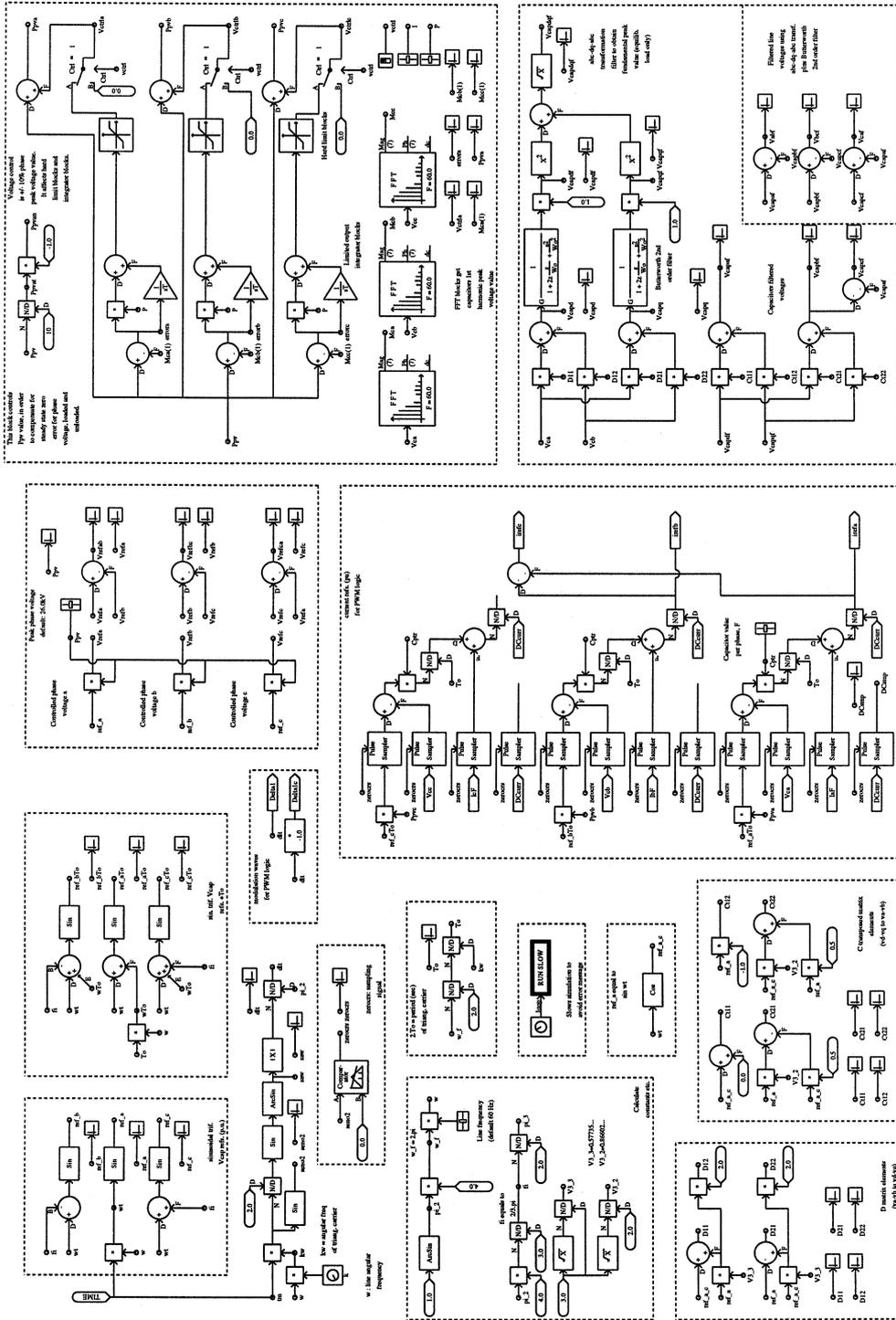
Os esquemas elétricos e lógicos dos conversores com controle “deadbeat”, vetorial e multi-conversor com controle “deadbeat” são apresentados a seguir. Estes esquemas foram gerados no módulo Draft do PSCAD e identificados pelas legendas. Note-se que o controlador vetorial é chamado nos esquemas de controlador ABC-DQ.

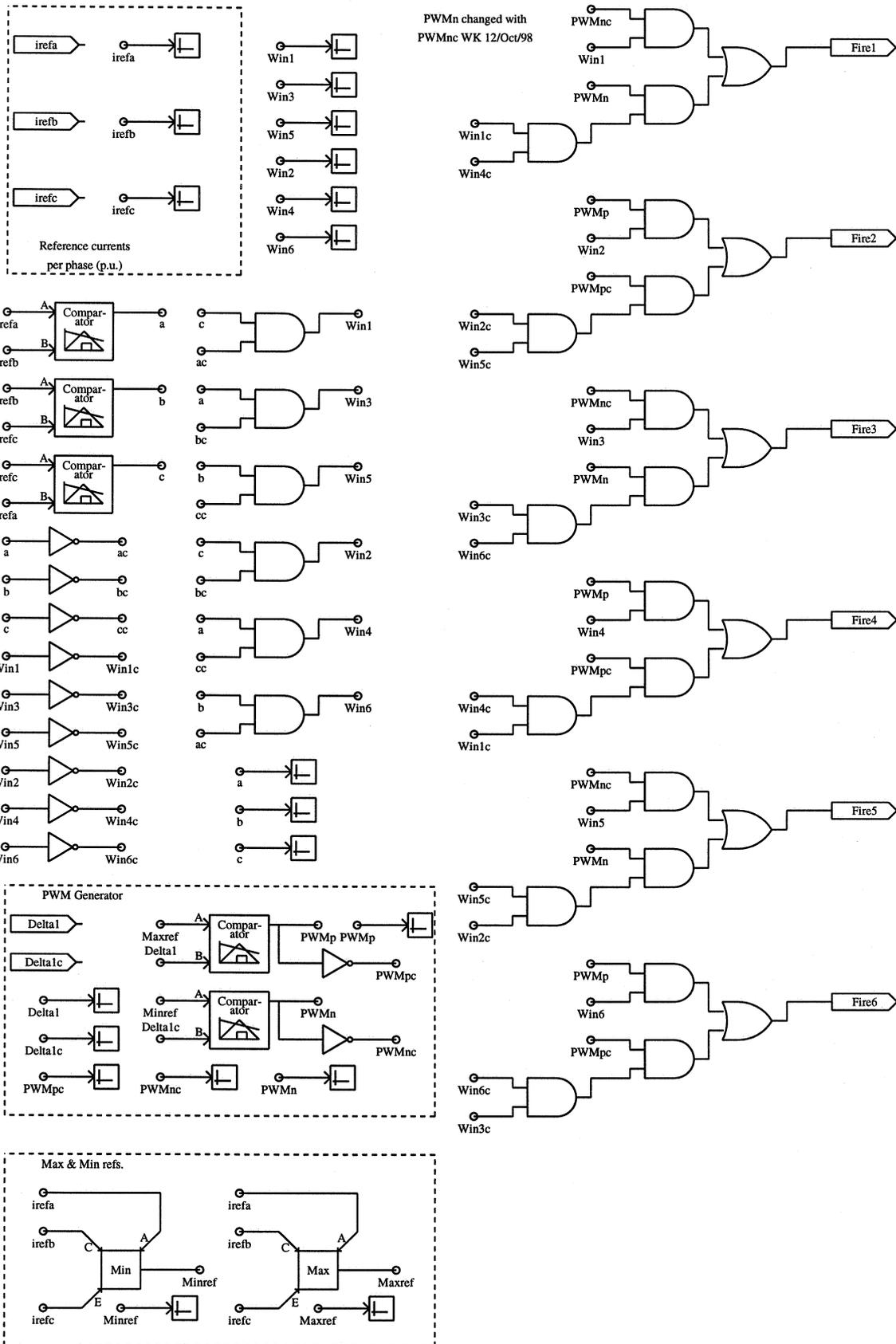
A seqüência de apresentação é:

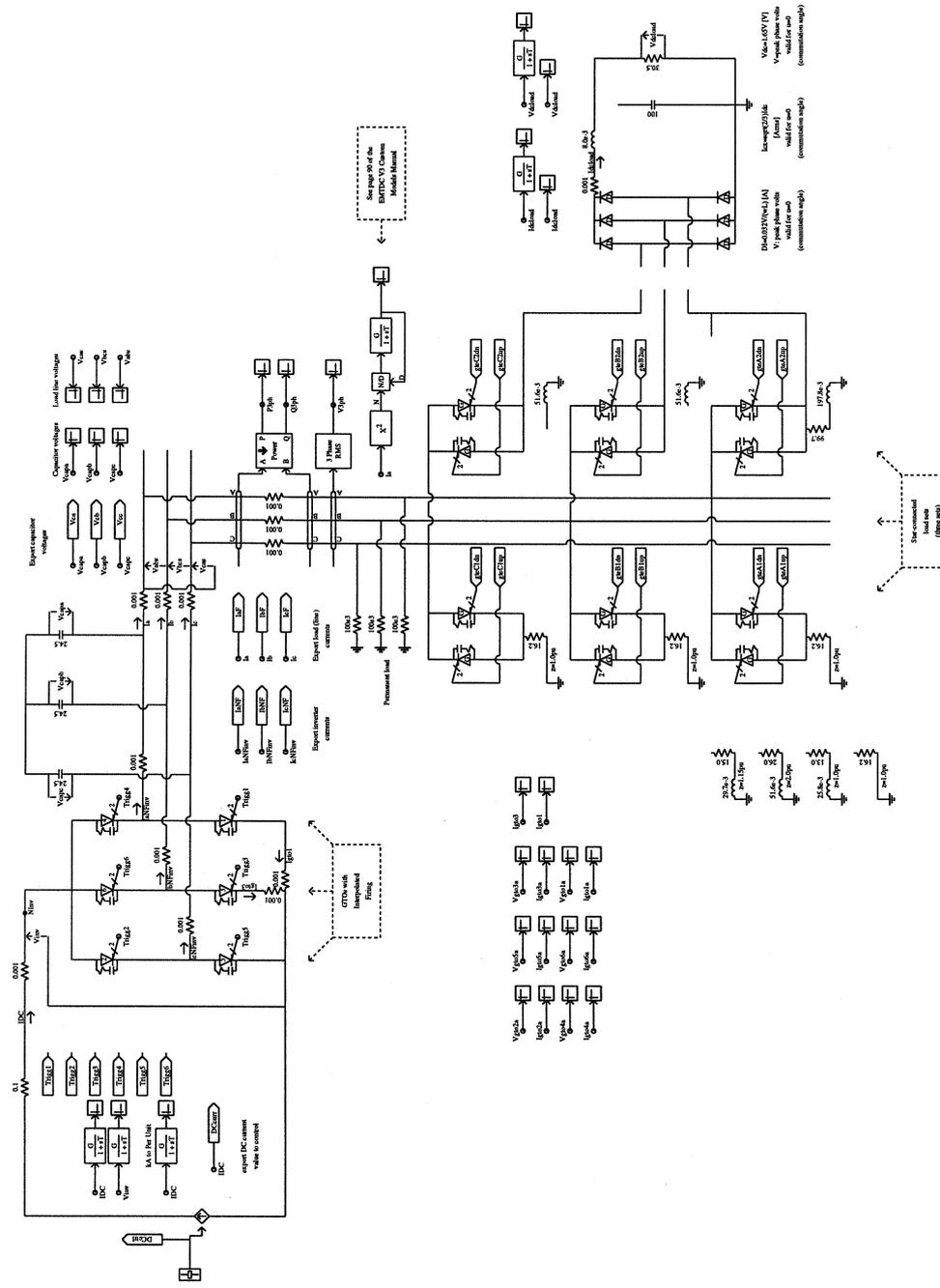
- a) Conversor com controlador “deadbeat” (cinco páginas);
- b) Conversor com controlador vetorial (cinco páginas);
- c) Multi-conversor com controlador “deadbeat” (cinco páginas).









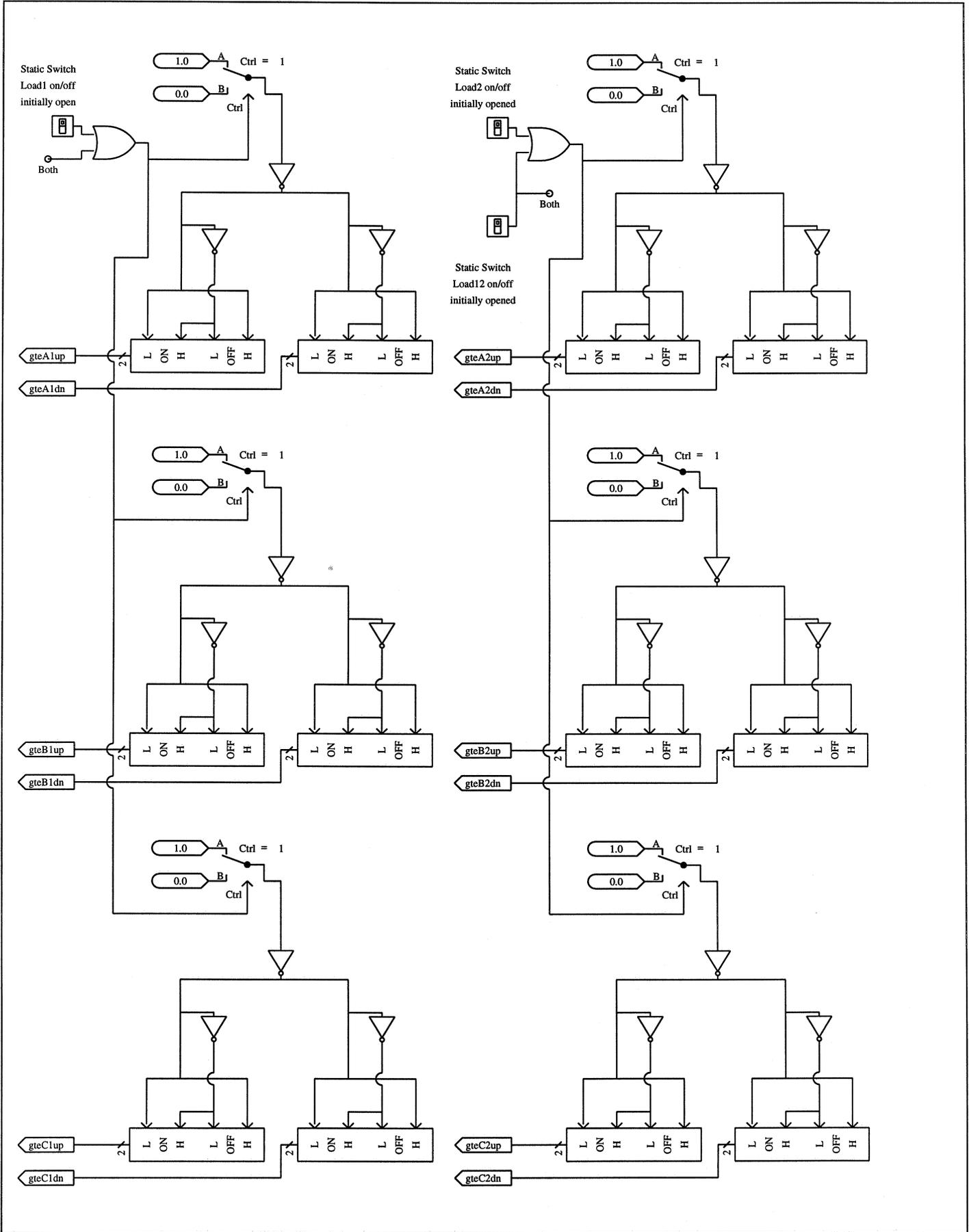


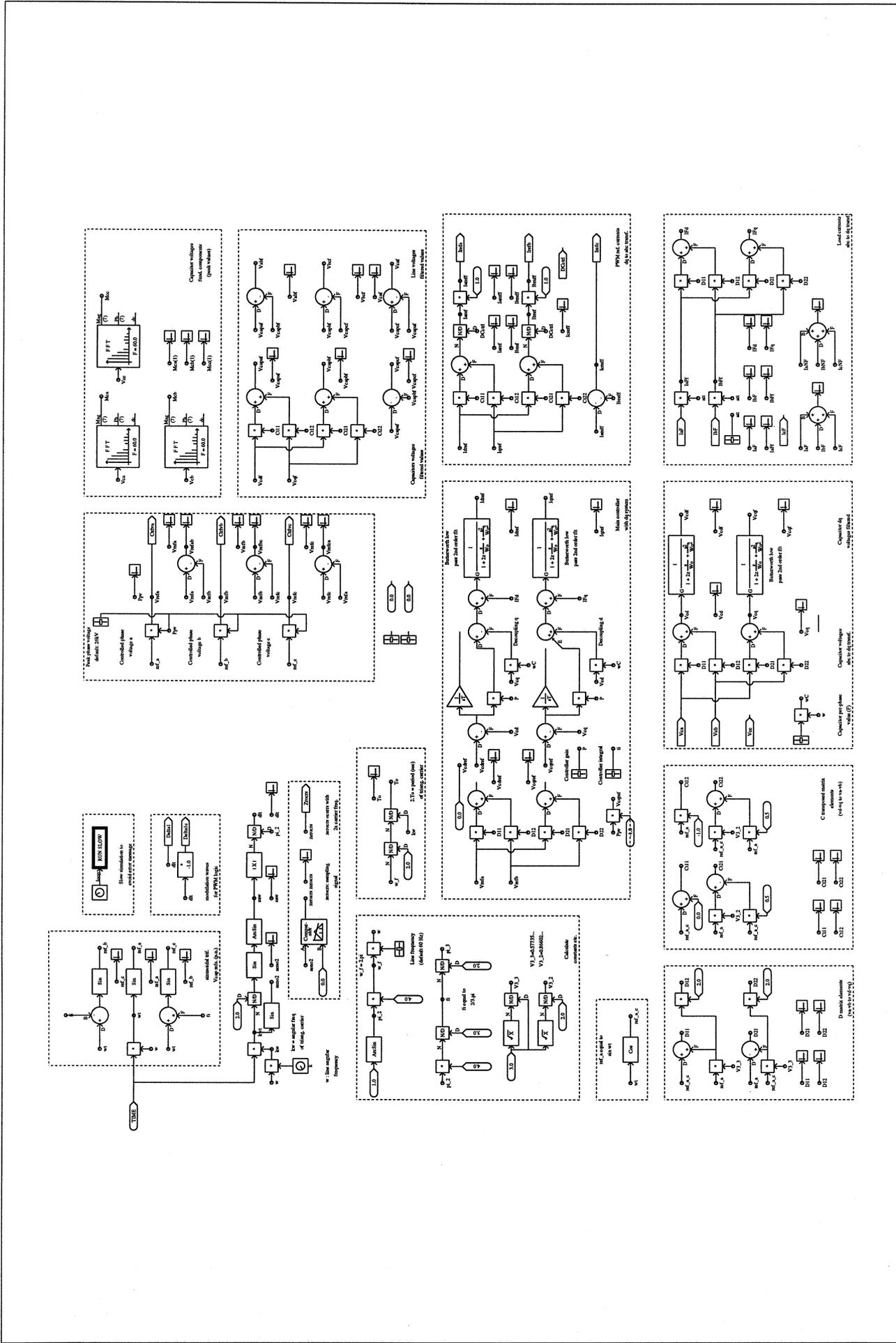
PWM Current Inverter

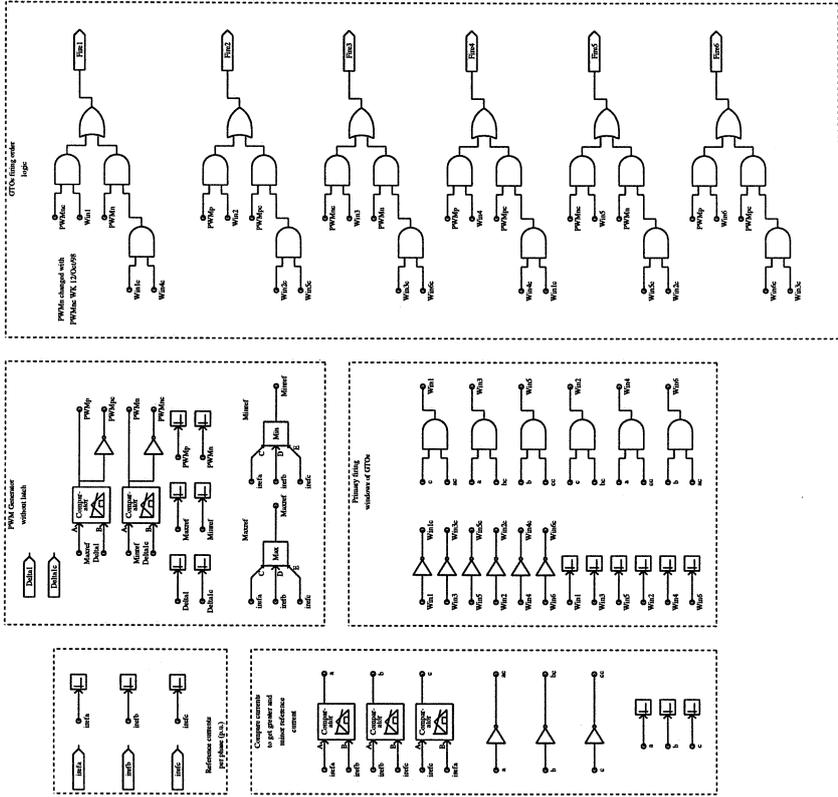
Subsystem #1 of 5

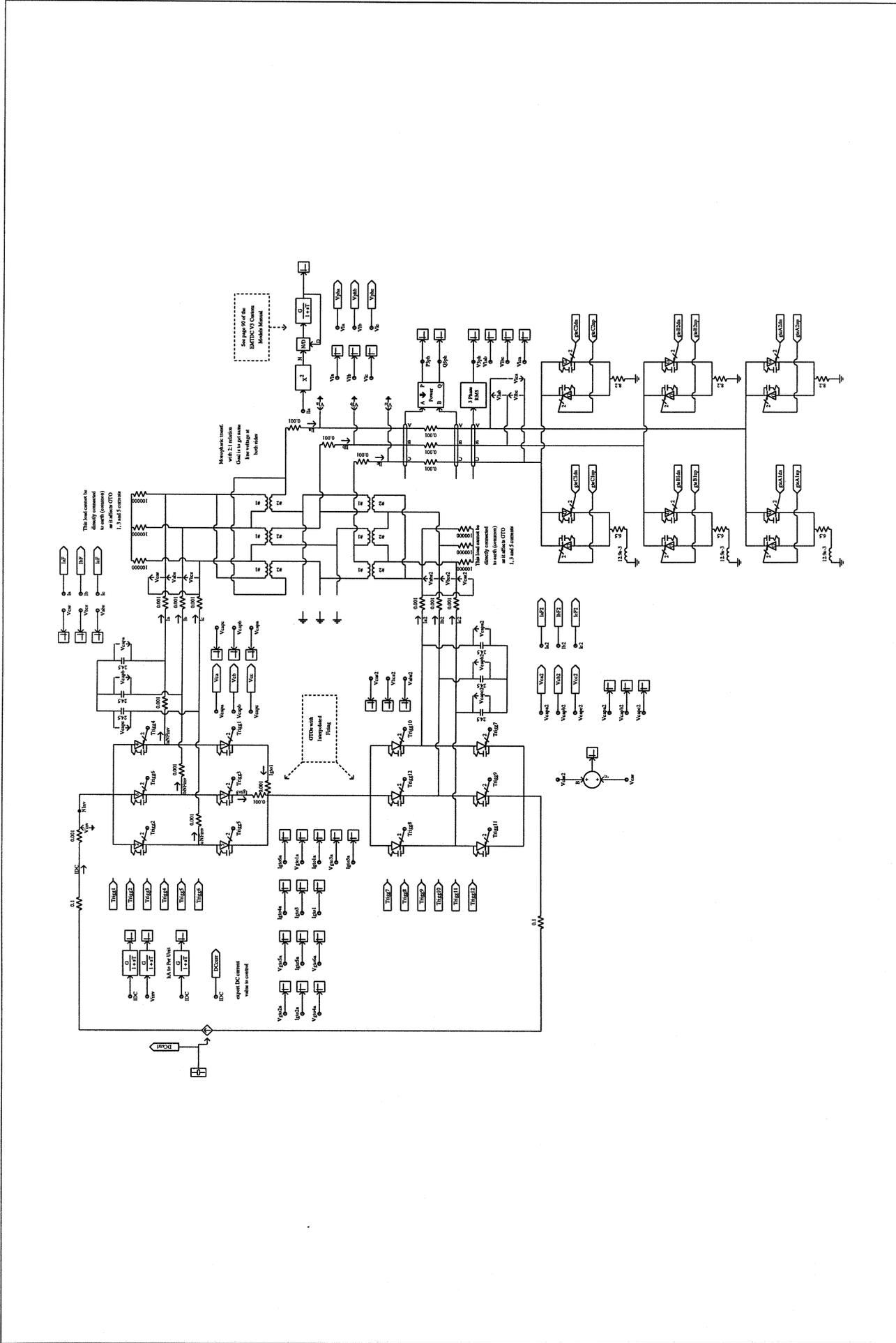
Created: January 16, 1998 (pscad)
 Last Modified: December 14, 1998 (wilson)
 Printed On: December 15, 1998 (wilson)

Sao Paulo University
 ABC-DQ control converter







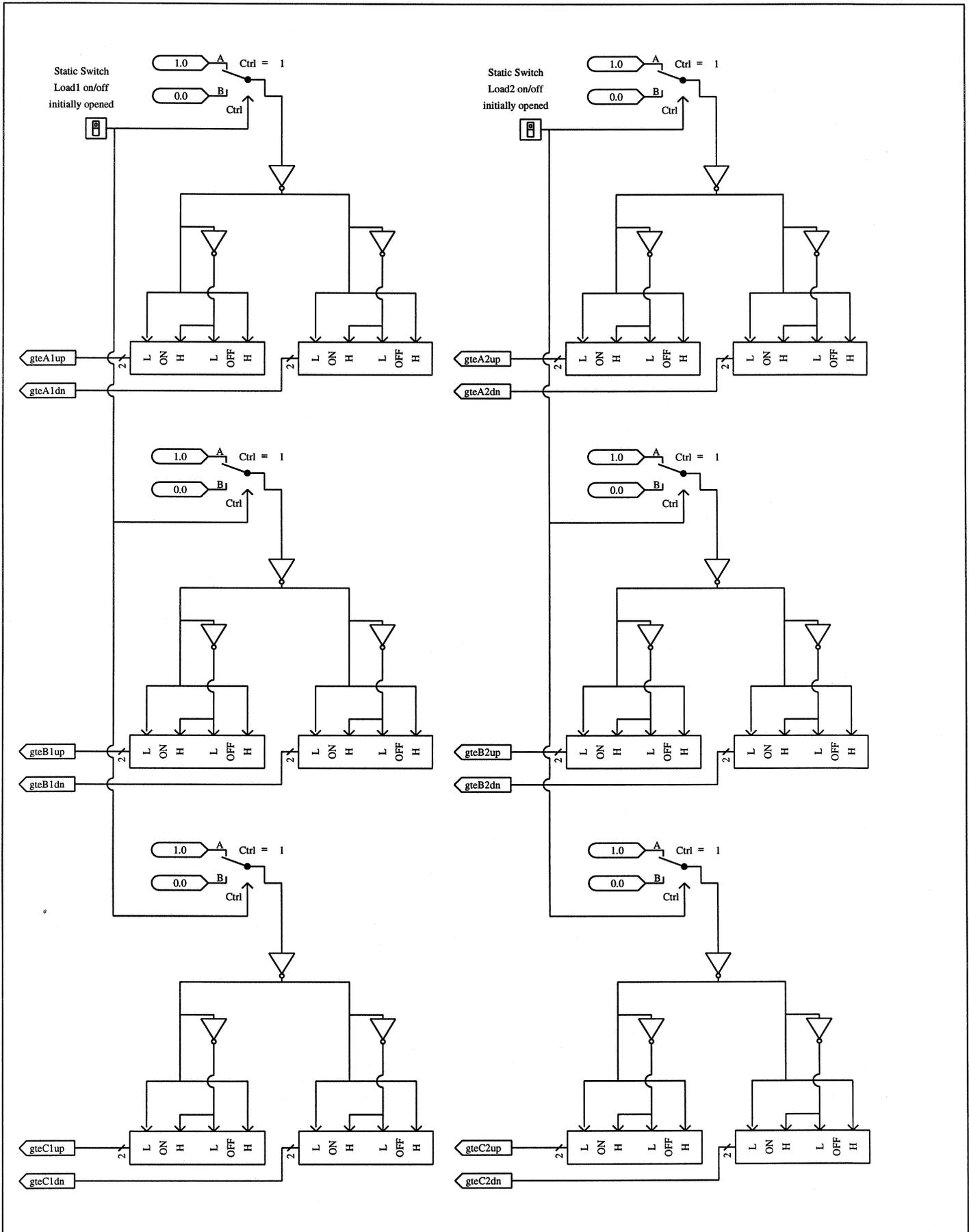


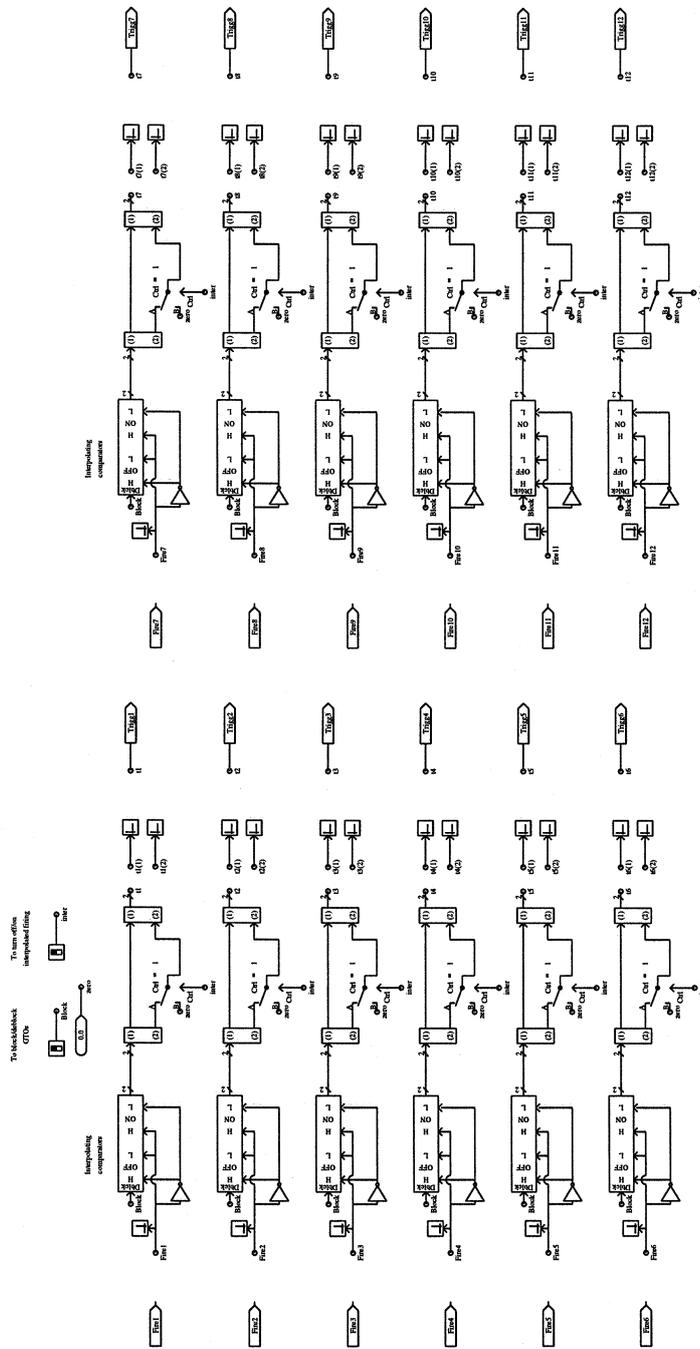
PWM Current Inverter

Subsystem #1 of 5

Created: January 16, 1998 (pscad)
Last Modified: December 12, 1998 (wilson)
Printed On: December 15, 1998 (wilson)

Sao Paulo University
Deadbeat multiconverter





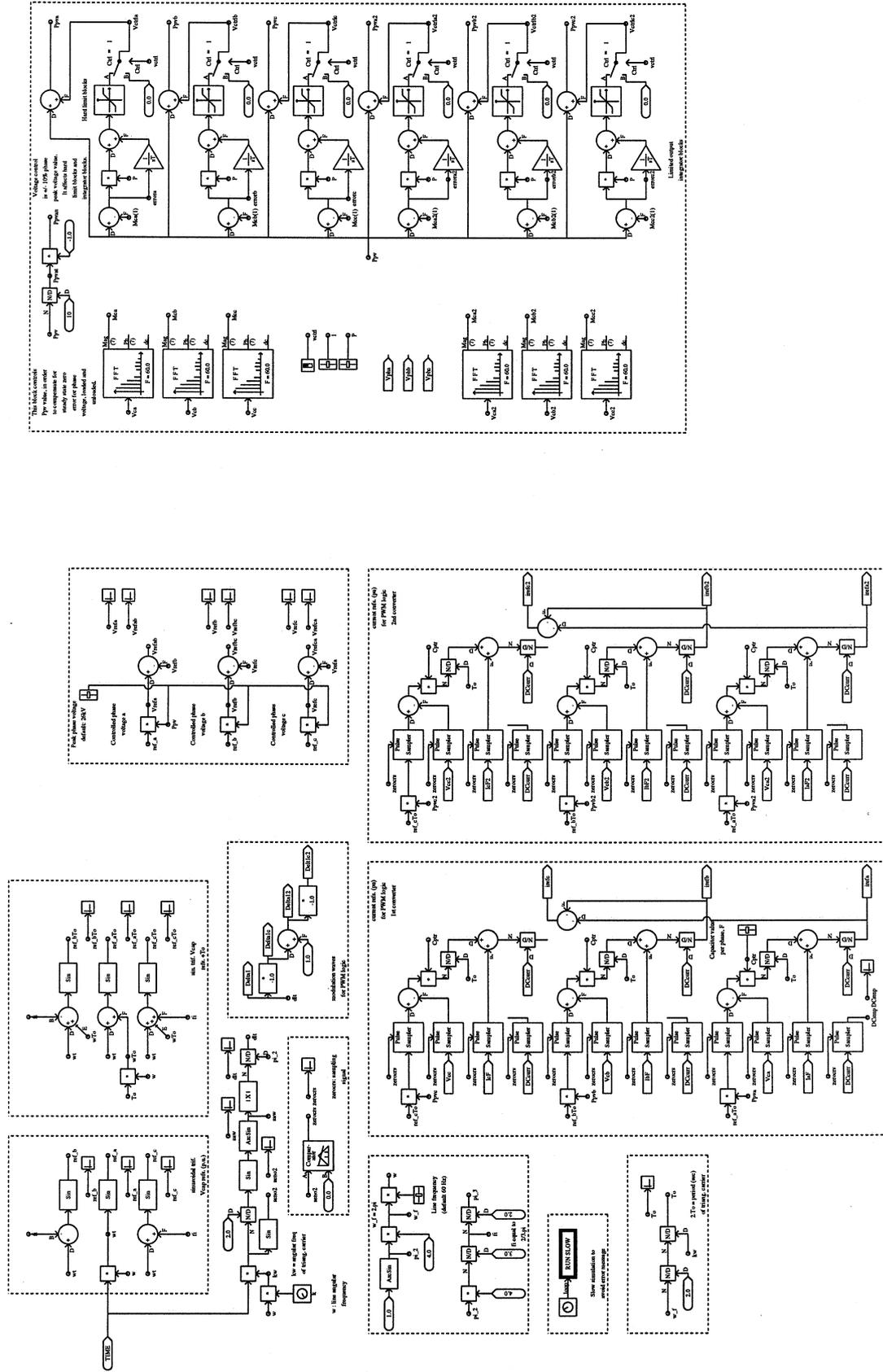
For Interpolated
Filtering - Signal
Interpolation

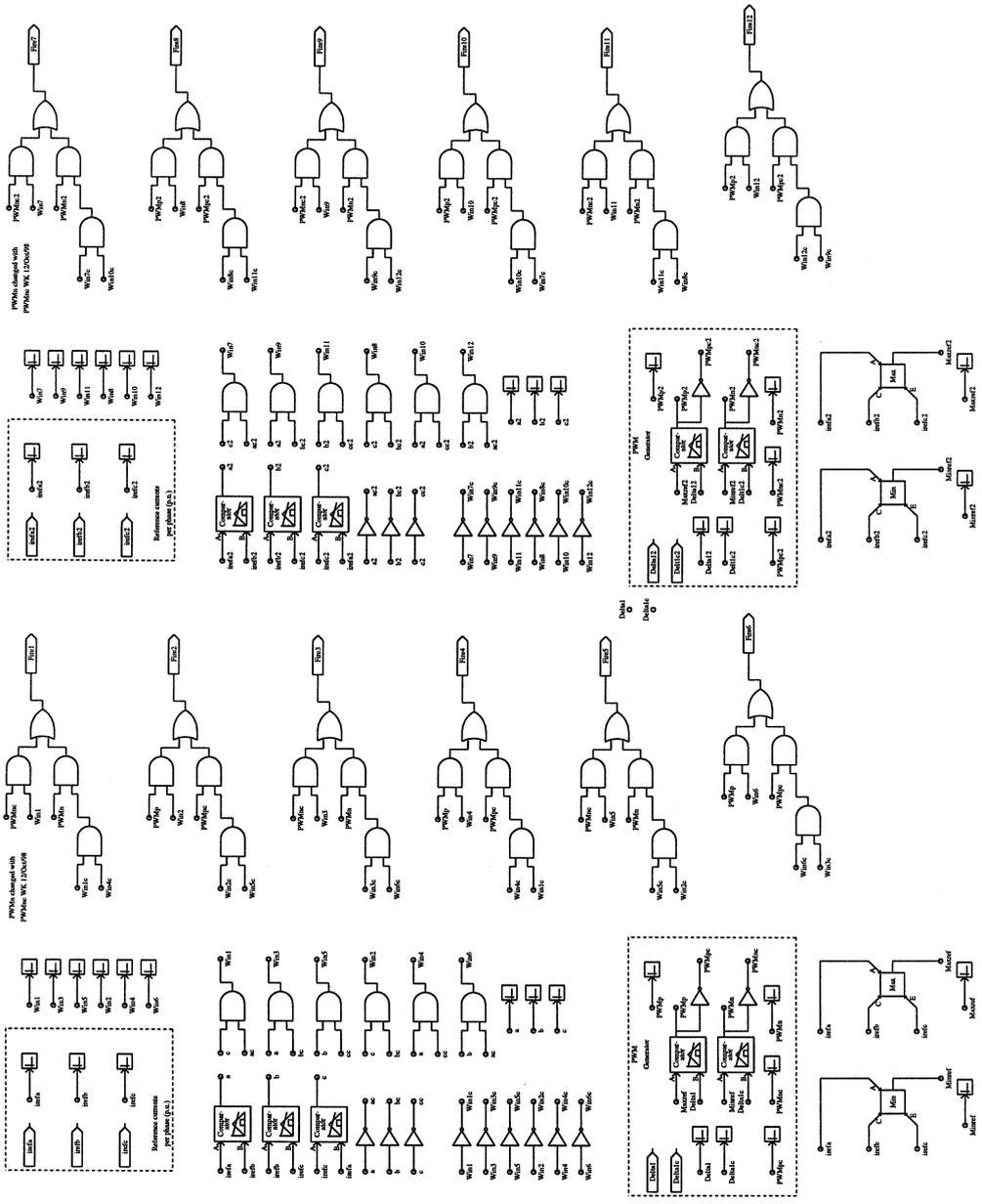
For Interpolated
Filtering - Signal
Interpolation

Interpolation on/off
Subsystem #3 of 5

Created: January 16, 1998 (pscad)
Last Modified: December 12, 1998 (wilson)
Printed On: December 15, 1998 (wilson)

Sao Paulo University
Deadbeat multiconverter





Sao Paulo University
 Deadbeat multiconverter

Created: January 16, 1998 (pscad)
 Last Modified: December 12, 1998 (wilson)
 Printed On: December 15, 1998 (wilson)

PWM Logic
 Subsystem #5 of 5

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- AKAGI, H.; KANAZAWA, Y.; NABAE, A. Instantaneous reactive power compensators comprising switching devices without energy storage components. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v.20, n.3, May/June 1984.
- AKAGI, H. Applications of power electronics to power systems in Japan. In: CONGRESSO BRASILEIRO DE ELETRÔNICA DE POTÊNCIA, 4, Belo Horizonte, 1997. **Anais**. Belo Horizonte, SOBRAEP, 1997. p.29-38.
- ARABI, S; TARNAWECKY, M.Z. Quasi twenty four-pulse operation of HVDC series tapping stations. **IEEE Transactions on Power Delivery**, v.1, n.3, p.259-65, July 1985a.
- ARABI, S; TARNAWECKY, M.Z. A diode rectifier series tap on an HVDC line. **IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems**, v.104, n.9, p.2540-6, Sept. 1985b.
- ÄRNLÖV, B. HVDC 2000 - A new generation of high-voltage DC converter stations. **ABB Review**, n.3, p.10-7, 1996.
- BAHRMAN, M.; BAKER, M.; BOWLES, J.; BUNCH, R.; LEMAY, J.; LONG, W.; McCONNACH, J.; MENZIES, R.; REEVE, J.; SZECHTMAN, M. Integration of small taps into (existing) HVDC links. **IEEE Transactions on Power Delivery**, v.10, n.3, p.1699-706, July 1995.
- BÉRUBÉ, G.R.; OOI. Fast periodic solution for twelve-pulse converter. **IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems**, v.102, n.7, p.1994-2003, July 1983.
- BJÖRKLUND, P.-E.; JONSSON, T. Capacitor commutated converters for HVDC systems. **ABB Review**, n.2, p.25-33, 1997.
- BOWLES, J.P.; NAKRA, H.L.; TURNER, A.B. A small series tap on an HVDC line. **IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems**, v.100, n.2, p.857-62, Feb. 1981.
- BOWLES, J.P. Multiterminal HVDC transmission systems incorporating diode rectifier stations. **IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems**, v.100, n.4, p.1674-8, April 1981.
- BRUCKMANN, M.; SOMMER, R.; FASHING, M.; SIGG, J. Series connection of high voltage IGBT modules. In: IAS ANNUAL MEETING, 33, Saint Louis, 1998. **Conference Record**. Saint Louis, IEEE, 1998, p.1067-72.
- BRUNNER, H.; HIERHOLTER, M.; LASKA, T.; PORST, A.; SPANKE, R. 3300V IGBT module for traction application. In: EUROPEAN CONFERENCE ON

- POWER ELECTRONICS AND APPLICATIONS, 6, Sevilla, 1995. **Proceedings**. Sevilla, EPE, 1995, p. 1056-9.
- CARRÈRE, P.; MEYNARD, T. LAVIEVILLE, J.P. 4000V-300A eight-level IGBT inverter leg. In: EUROPEAN CONFERENCE ON POWER ELECTRONICS AND APPLICATIONS, 6, Sevilla, 1995. **Proceedings**. Sevilla, EPE, 1995, p. 1106-11.
- CHEUNG, R.W.Y.; LAVERS, J.D. A basis-transformed state space formulation for the analysis of controlled rectifiers under ideal and non-ideal steady state conditions. **IEEE Transactions on Power Systems**, v.1, n.4, p.137-44, Nov. 1986.
- COLLET BILLON, V.; TAISNE, J.P.; ARCIDIACONO, V.; MAZZOLDI, F. The Corsican tapping: From design to commissioning tests of the third terminal of the Sardinia-Corsica-Italy HVDC link. **IEEE Transactions on Power Delivery**, v.4, n.1, p794-9, Jan. 1989.
- DOMMEL, H.W. Digital computer solution of electromagnetic transients in single and multiphase networks. **IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems**, v.88, n.4, p.388-99, April 1969.
- EKSTRÖM, A.; LAMELL, P. HVDC tapping station: power tapping from a DC transmission line to a local AC network. In: INTERNATIONAL CONFERENCE ON AC AND DC POWER TRANSMISSION, 5., London, 1991. **Conference Record**. London, IEE, 1991. p.126-31.
- FUNAKI, T.; KIMURA, N.; MATSU-URA, K. Suppression of DC line current oscillation of HVDC transmission system using voltage source forced commutation converter. **Electrical Engineering in Japan**, v.114, n.2, p.123-32, 1994. /translated from *Denki Gakkai Ronbunshi*, v.113-D, n.1, p.57-64, January 1993/
- GOLE, A.M.; MENZIES, R.W. Analysis of certain aspects of forced commutated HVDC converters. **IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems**, v.100, n.5, p.2258-62, May 1981.
- HILL, J.; LUO, F.L. Current source optimization in AC-DC GTO thyristor converters. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v.34, n.4, p.475-82, Nov. 1987.
- HOLTZ, J.; STAMM, M.; THUR, J.; LINDER, A. High-power pulsewidth controlled current source GTO inverter for high switching frequency. In: IAS ANNUAL MEETING, 32, New Orleans, 1997. **Conference Record**. New Orleans, IEEE, 1997, p.1330-5.
- ISHIKAWA, F.; YAJIMA, M.; NAKAJIMA, T.; IROKAWA, S.; KAWAKAMI, N. Operating experience of a 50MVA self-commutated SVC at the Shin-Shinano substation. In: INTERNATIONAL POWER ELECTRONICS CONFERENCE, Yokohama, 1995. **Proceedings**. Yokohama, IEEE, 1995, p.597-602.

- IWAHORI, M.; KOUSAKA, K. Three-phase current source GTO rectifier adopting new PWM control techniques. . In: IAS ANNUAL MEETING, 24, San Diego, 1989. **Conference Record**. San Diego, IEEE, 1989, p.855-60.
- JENNI, F.; WÜEST, D. **Steuerverfahren für selbstgeführte Stromrichter (Métodos de acionamento para conversores auto-comutados)**. Zürich, vdf Hochschulverlag AG an der ETH Zürich und B.G. Teubner Stuttgart, 1995.
- KAMP, P.G. High power water cooled three-level GTO-modules for the static frequency converter Muldenstein. In: EUROPEAN CONFERENCE ON POWER ELECTRONICS AND APPLICATIONS, 6, Sevilla, 1995. **Proceedings**. Sevilla, EPE, 1995, p. 1847-51.
- KARSHENAS, H.R.; KOJORI, H.A.; DEWAN, S.B. Generalized techniques of selective harmonic elimination and current control in current source inverters/converters. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v.10, n.5, p.566-73, Sept. 1995.
- KATAOKA, T.; MIZUMACHI, K.; MIYAIRI, S. A pulsewidth controlled AC-to-DC converter to improve power factor and waveform of AC line current. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v.15, n.6, p.670-5, Nov./Dec. 1979.
- KIMBARK, E.W. **Direct current transmission**. New York, John Wiley & Sons, 1971, v.1.
- KIMURA, N. Dynamic behavior of HVDC system using forced commutation converter. In: INTERNATIONAL POWER ELECTRONICS CONFERENCE, Tokyo, 1990. **Proceedings**. Tokyo, IEEJ, 1990, p.1243-50.
- KIMURA, N.; KISHIMOTO, M.; MATSUI, K. New digital control of forced commutation HVDC converter supplying into load system without AC source. **IEEE Transactions on Power Systems**, v.6, n.4, p.1425-31, Nov. 1991
- LIMA, A.G.G.; PILLOTO, L.A.S.; ALVES, J.E.R.; WATANABE, E.H. HVMDc: a new concept to feed small loads. In: INTERNATIONAL CONFERENCE ON AC AND DC POWER TRANSMISSION, 5., London, 1991. **Conference Record**. London, IEE, 1991. p.120-25.
- LONG, W.F.; REEVE, J.; McNICHOL, J.R.; HOLLAND, M.S.; TAISNE, J.P.; LeMAY, J.; LORDEN, D.J. Application aspects of multiterminal DC power transmission. **IEEE Transactions on Power Delivery**, v.5, n.4, p.2084-98, Nov. 1990.
- LOURENÇO, E.A.C. Comparação entre métodos para controle de potência de cargas puramente resistivas. São Paulo, 1998. 74 p. Dissertação (Mestrado) - Escola Politécnica, Universidade de São Paulo.
- MALESANI, L.; TENTI, P. Three-phase AC/DC PWM converter with sinusoidal AC currents and minimum filter requirements. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v.23, n.1, p.71-7, Jan./Feb. 1990.

- MATAKAS JR., L. Conexão paralela de conversores estáticos do tipo fonte de tensão sem transformador. São Paulo, 1998. 134p + apêndices. Tese (Doutorado) - Escola Politécnica, Universidade de São Paulo.
- MANITOBA HVDC RESEARCH CENTRE. **PSCAD/EMTDC™ Power Systems Simulation Software**, Manitoba, 1994.
- MOHAN, N.; UNDELAND, T.M.; ROBBINS, W.P. **Power Electronics: Converters, Applications and Design**. New York, John Wiley & Sons, 1995, 2nd. ed.
- MÖLTGEN, G. **Line commutated thyristor converters**, London, Pitman, 1972.
- OLIVEIRA, M. M. Theoretical analysis and real-time simulator studies of an advanced static VAR compensator. Stockholm, 1996. 157p. Licenciante Thesis - Department of Electric Power Engineering, Royal Institute of Technology.
- OOI, B.T.; MENEMENLIS, N.; NAKRA, H.L. Fast steady-state solution for HVDC analysis. **IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems**, v.99, n.6, p.2453-9, Nov./Dec. 1980.
- OOI, B.-T.; WANG, X.; DIXON, J.W. Voltage source type HVDC transmission system. In: INTERNATIONAL POWER ELECTRONICS CONFERENCE, Tokyo, 1990. **Proceedings**. Tokyo, IEEJ, 1990, p.1251-7.
- PADIYAR, K.R. **HVDC power transmission systems - technology and system interactions**. New Delhi, Wiley Eastern Limited, 1991.
- PÓ, W. Inversores com comutação forçada para transmissão em corrente contínua. São Paulo, 1989.83 p. Tese (Livre Docência) - Escola Politécnica, Universidade de São Paulo.
- PONTE, J.R.R.; ELLERY, E.H.; AZEVEDO, D.C.B.; GAMA, C.A. Small series converter station specification and cost evaluation, In: INTERNATIONAL CONFERENCE ON AC AND DC POWER TRANSMISSION, 5., London, 1991. **Conference Record**. London, IEE, 1991. p.132-7.
- REEVE, J.; BARON, J.A.; HANLEY, G.A. A technical assessment of artificial commutation of HVDC Converters with series capacitors. **IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems**, v.87, n.10, p.1830-9, Oct. 1968.
- REEVE, J. Multiterminal HVDC power systems. **IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems**, v.99, n.2, p.729-737, March/April 1980.
- SATO, Y.; KATAOKA, T. An investigation of PWM Pattern generation methods for high power current type PWM rectifiers. In: INTERNATIONAL POWER ELECTRONICS CONFERENCE, Yokohama, 1995. **Proceedings**. Yokohama, IEEJ, 1995, p.748-53.
- SATO, Y.; KATAOKA, T. State feedback control of current-type PWM AC-to-DC converters. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v.29, n.6, p.1090-7, Nov./Dec. 1993.

- SHIRAHAMA, H; SAKURAI, Y.; MATSUDA, Y.; ISHIGAKI, Y.; MURAI, K. Instantaneous control method with a GTO converter for active and reactive powers in superconducting magnetic energy storage. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v.9, n.1, p.1-6, January 1994
- SOOD, V.K. Force-commutated HVDC converters. In: INTERNATIONAL COMMUNICATION AND ENERGY CONFERENCE, Montreal, 1984. **Conference Record**. Montreal, 1984, p.90-7.
- SOOD, V.K. Analysis and simulator evaluation of a DC line-side force-commutated HVDC inverter for feeding a remote load. In: POWER ELECTRONICS SPECIALISTS CONFERENCE, 1985. **Conference Record**. IEEE, 1985, p.623-9.
- STEIMER, P.K.; GRÜNING, H.E.; WERNINGER, J.; CARROLL, E.; KLAKA, S.; LINDER, S. IGCT - A new emerging technology for high power, low cost inverters. In: IAS ANNUAL MEETING, 32, New Orleans, 1997. **Conference Record**. New Orleans, IEEE, 1997, p.1592-9.
- STEVENSON, W.D. **Elementos de análise de sistemas de potência**. São Paulo, McGraw-Hill, 1986, 2^a ed.
- TAM, K.-S.; LASSETER, R. Implementation of the hibrid converter for HVDC/weak AC system interconnection. **IEEE Transactions on Power Delivery**, v.1, n.4, p.259-68, Oct. 1986.
- TAM, K.-S.; LONG, W.F.; LASSETER, R. Interconnecting a weak AC system to an HVDC link with a hybrid inverter. **Electric Power Systems Research**, v.14, p.121-128, 1988.
- THE MATH WORKS, INC. **MATLAB**, Natick, s.d.
- TOKIWA, Y.; SUZUKI, K.; KAWAI, T. TANAKA, C. Application of self-commutated converter using SI-thyristor on a HVDC transmission system. In: INTERNATIONAL POWER ELECTRONICS CONFERENCE, Tokyo, 1990. **Proceedings**. Tokyo, IEEJ, 1990, p.1258-63.
- TURANLI, H.M.; MENZIES, R.W.; WOODFORD, D.A. A forced commutated inverter as a small series tap on a DC line. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v.4, n.2, p.187-93, April 1989.
- TURANLI, H.M.; MENZIES, R.W.; WOODFORD, D.A. Feasibility of DC transmission with forced commutation to remote loads. **IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems**, v. 103, n.6, p.1256-62, June 1984.
- VERDELHO, P.; MARQUES, G.D. Multiple applications control system for the PWM voltage converter connected to the AC mains. In: EUROPEAN CONFERENCE ON POWER ELECTRONICS AND APPLICATIONS, 5, Brighton, 1993. **Conference Publication**, London, IEE, 1993. p.42-6.
- WALKER, L.H. 10-MW GTO converter for batery peaking service. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v.26, n.1, p.63-72, Jan/Feb 1990.

- WU, B.; DEWAN, S.B.; SLEMON, G.R. PWM-CSI inverter for induction motor drives. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v.28, n.1, p.64-71, Jan/Feb 1992.
- YAMADA, H.; SAMPEI, M.; KASHIWAZAKI, H.; TANAKA, C.; TAKAHASHI, T.; HORIUCHI, T. GTO thyristor applications for HVDC transmission systems. **IEEE Transactions on Power Delivery**, v.5, n.3, p.1327-33, July 1990.
- XIAO, Y.; WU, B.; DeWINTER, F.A.; SOTUDEH, R. A dual GTO current-source converter topology with sinusoidal inputs for high-power applications. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v.34, n.4, p.878-84, July/Aug. 1998.
- ZHANG, Z.-C.; OOI, B.T. Multimodular current-source SPWM converters for superconducting a magnetic energy storage system. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v.8, n.3, p.250-6, July 1993.

APÊNDICE 1 - FORMAS DE ONDA DE SIMULAÇÕES

Neste anexo são apresentadas formas de onda de simulações de casos através do conjunto de programas pelo PSCAD/EMTDC™.

Como comentado no capítulo 5, são colocados neste apêndice formas de onda de casos de simulação descritos no item 5.3., bem como outros casos.

A seqüência de figuras tem simulações com o controlador “deadbeat” em primeiro lugar e em seguida o controlador vetorial.

As simulações são designadas S1 a S5 conforme a classificação do capítulo 5, acrescido de mais uma referente à operação em vazio, S0. As grandezas registradas seguem a ordem do capítulo 5, com tensões de linha, tensões de fase (capacitores) e correntes de linha. Acrescentam-se ainda no caso do controlador “deadbeat” as correntes nas saídas do inversor e a tensão no lado CC da derivação.

Simulação 1 (S1) - $S = 62,5$ MVA, $P = 50$ MW, $\cos\varphi = 0,8$ (condição nominal);

Simulação 2 (S2) - $S = 62,5$ MVA, $P = 62,5$ MW, $\cos\varphi=1,0$ (carga puramente resistiva);

Simulação 3 (S3) - $S = 62,5$ MVA, $P = 31,25$ MW, $\cos\varphi=0,5$;

Simulação 4 (S4) - $S = 62,5$ MVA, $P = 50$ MW, $\cos\varphi=0,8$ capacitivo;

Simulação 5 (S5) - $S = 62,5$ MVA, retificador trifásico não controlado com carga RL, ondulação de corrente CC na carga de $\Delta I_{CC} = 20\%$ (carga não linear).

Simulação 0 (S0) - $S = 0$ MVA, caso com conversor em vazio. Neste caso registra-se somente tensões de linha e de fase.

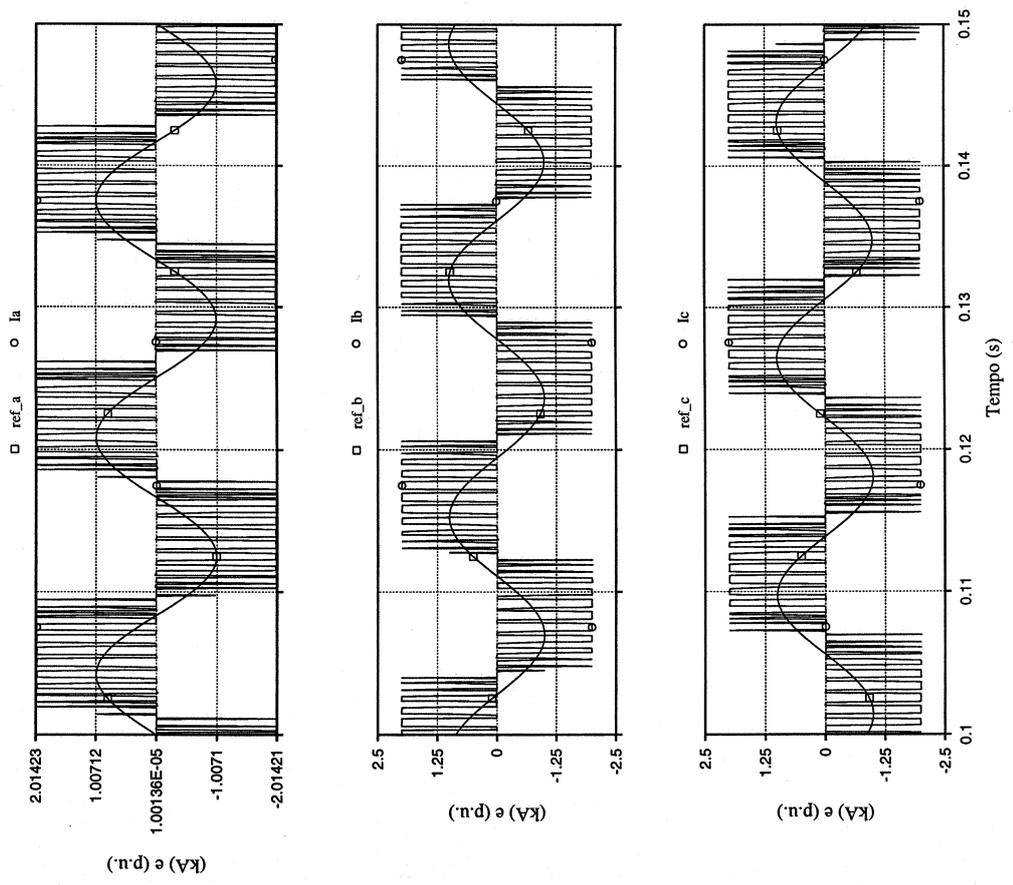


Fig. A1(a): Correntes na saída do inversor, para o conversor com controlador tipo "deadbeat". THD(%)=72,7%. S1.

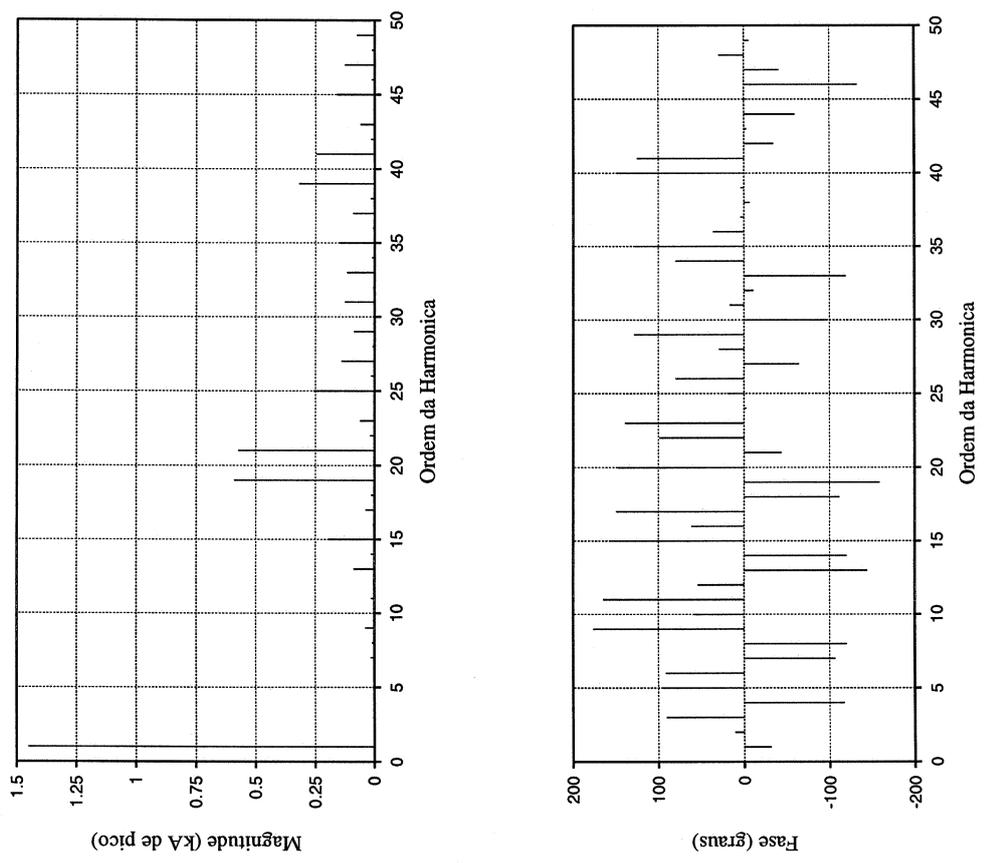


Fig A1(b): Espectro (magnitude e fase) da corrente do inversor i_a para o conversor com controlador tipo "deadbeat". S1.

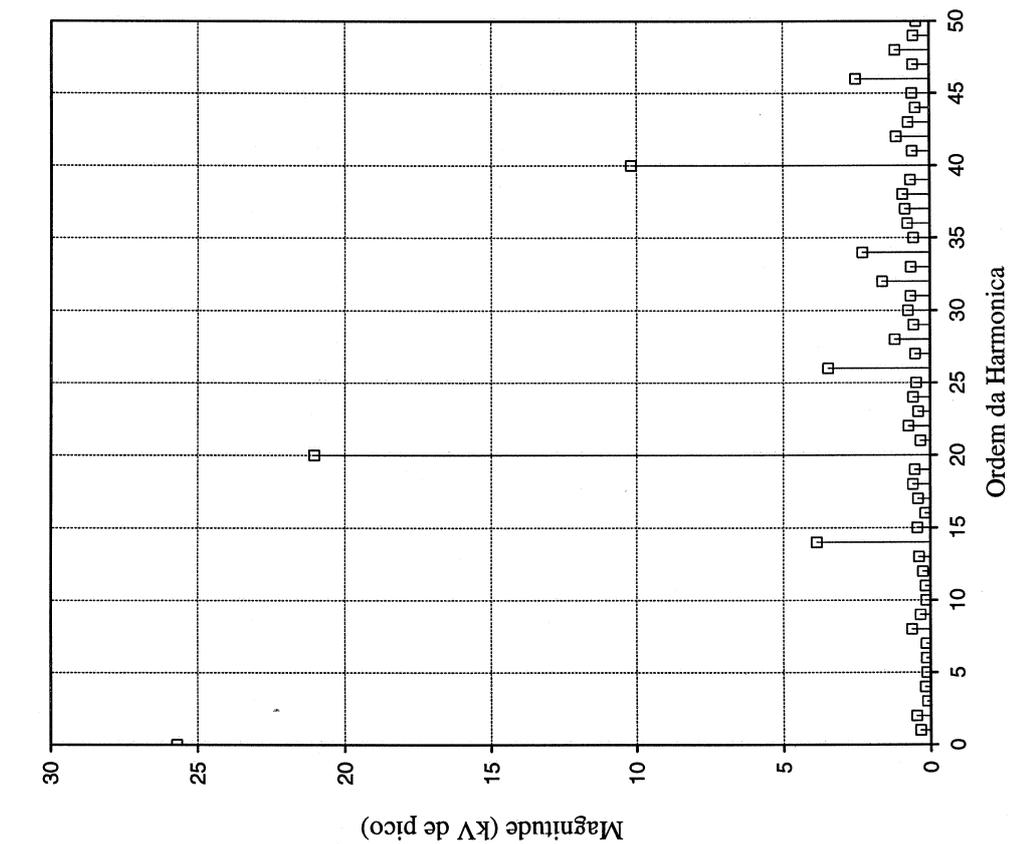


Fig. A2(a): Tensão do lado CC da derivação, para o conversor com controlador tipo “deadbeat”. Filtro de medida de tensão no gráfico de baixo do tipo $G(s) = \frac{1}{1+0,02s} \cdot S1$.

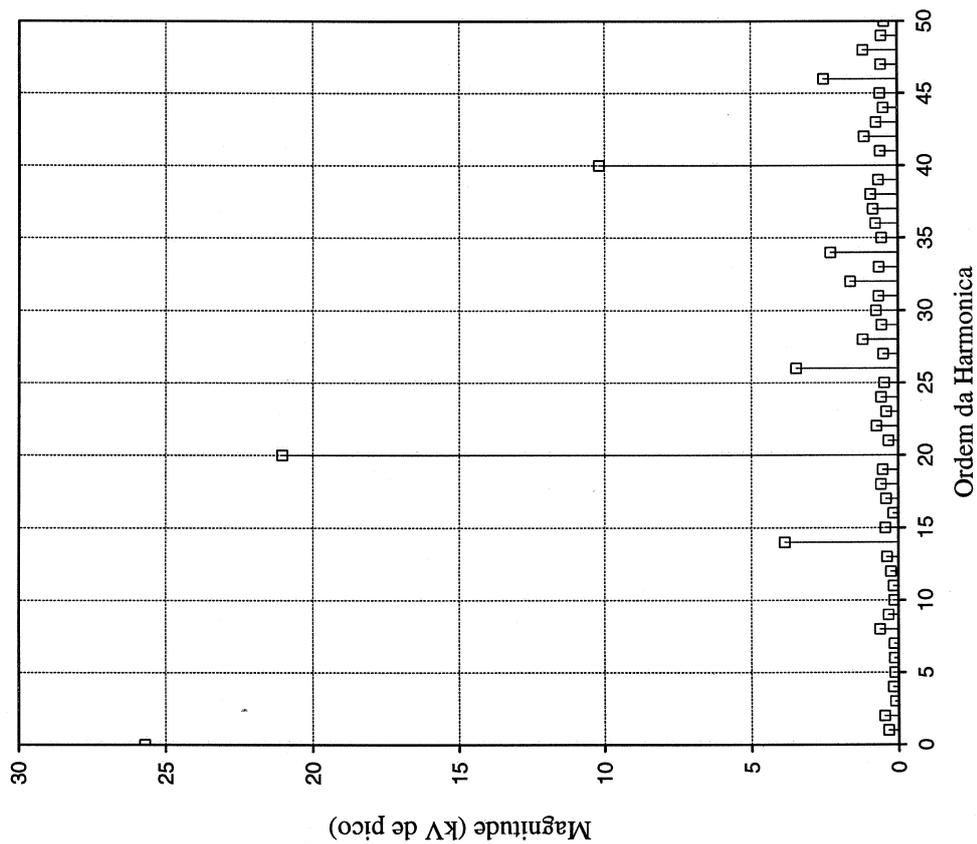


Fig A2(b): Espectro (magnitude e fase) da tensão do capacitor V_{capa} para o conversor com controlador tipo “deadbeat” . S1.

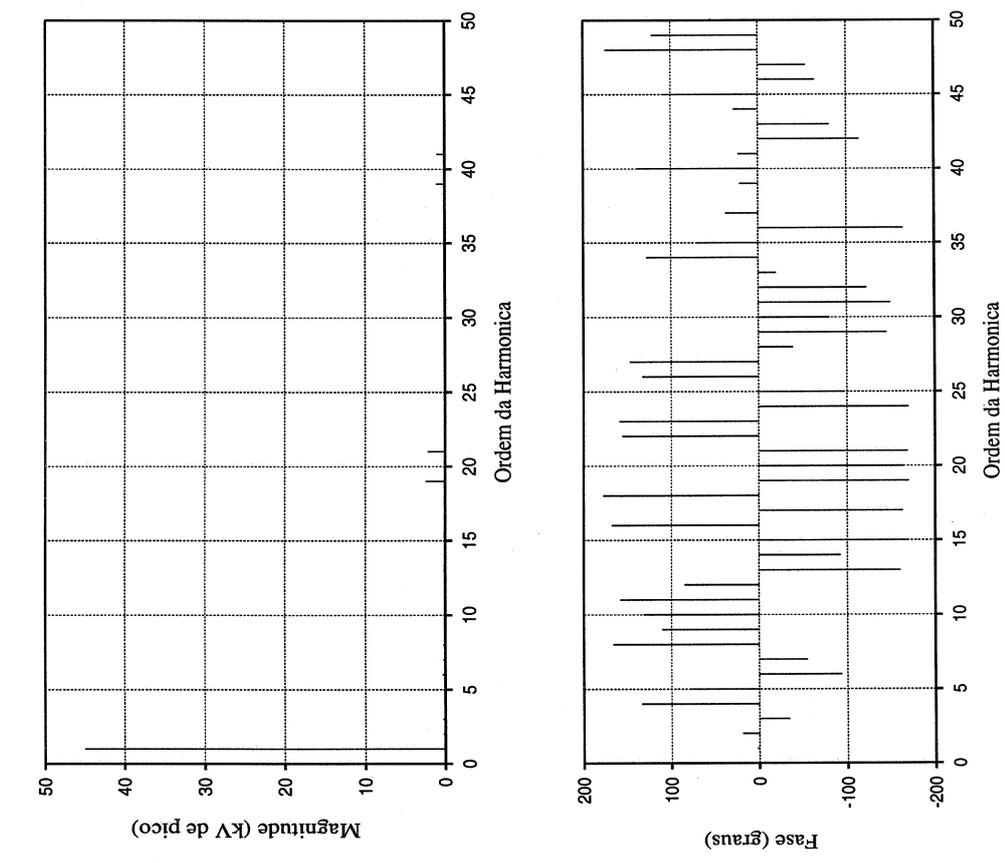


Fig A3(b): Espectro (magnitude e fase) da tensão de linha Vab para o conversor com controlador tipo "deadbeat". S0.

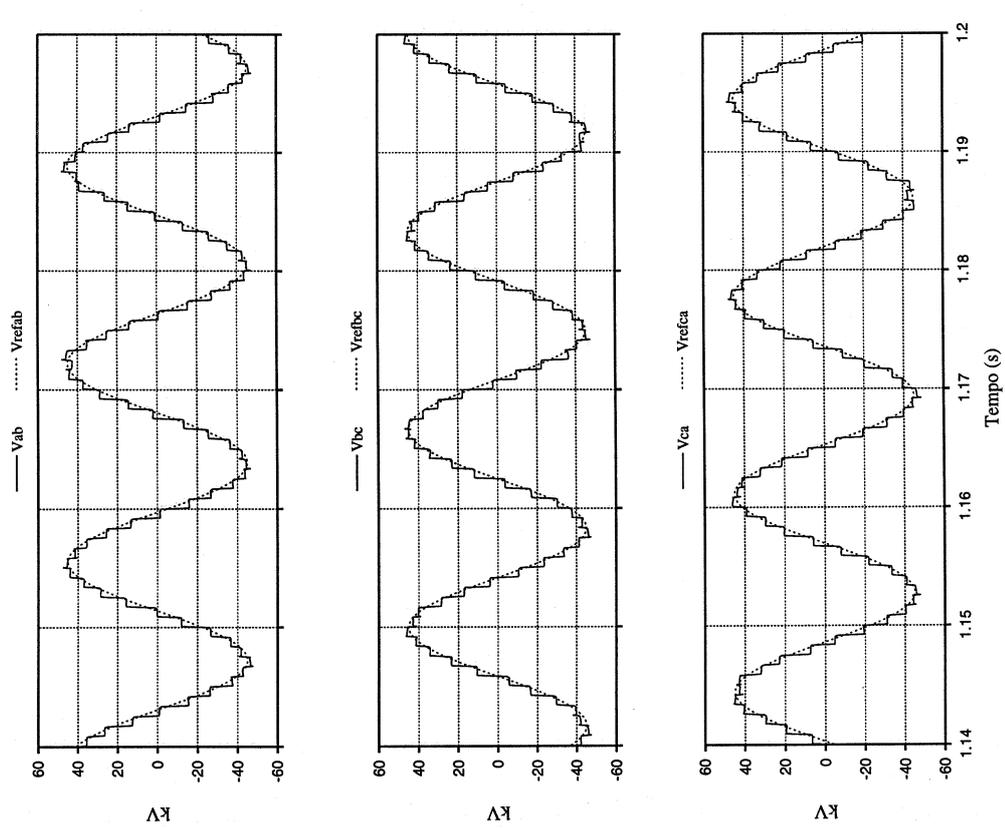


Fig. A3(a): Tensões de linha para o conversor com controlador tipo "deadbeat". THD(%)=8,1%. S0.

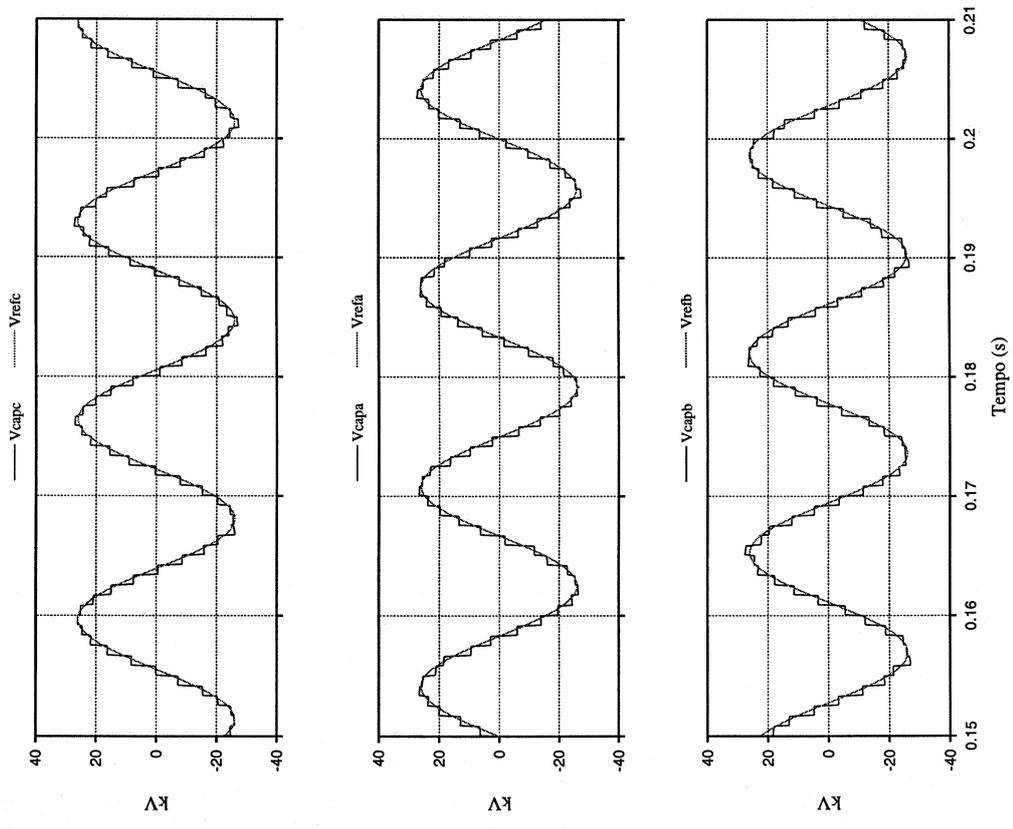


Fig. A4(a): Tensões dos capacitores (de fase) para o conversor com controlador tipo “deadbeat”. S0.

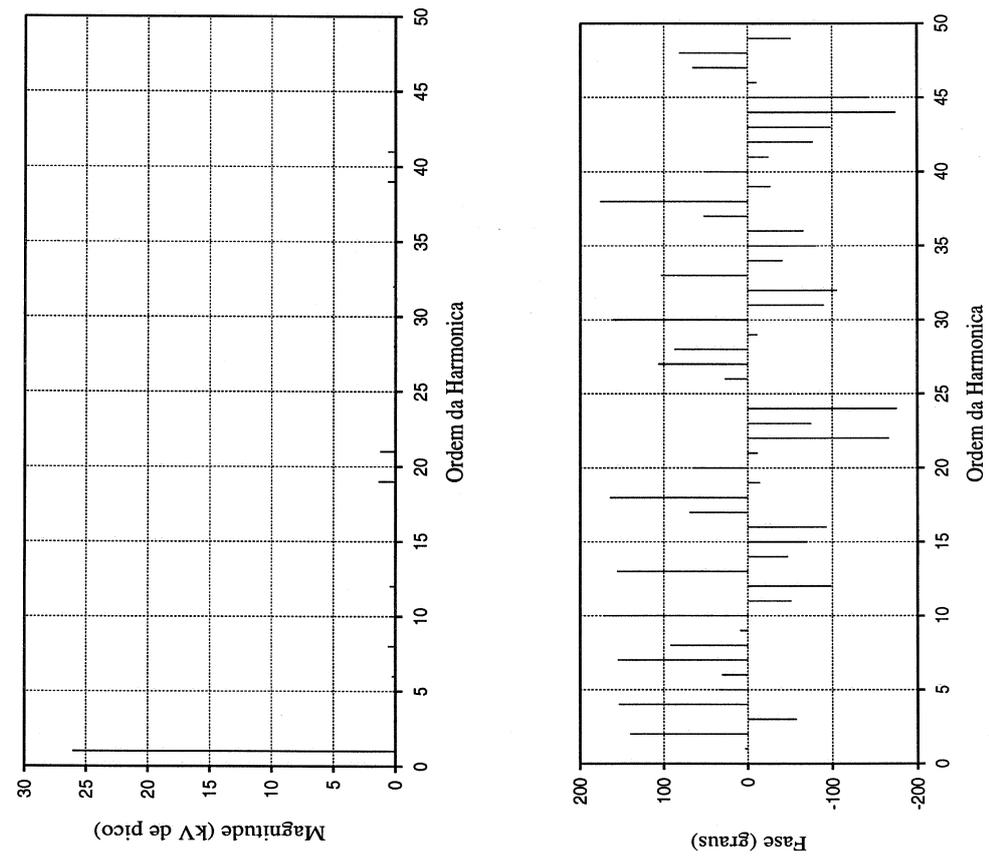


Fig A4(b): Espectro (magnitude e fase) da tensão do capacitor V_{capa} para o conversor com controlador tipo “deadbeat”. S0.

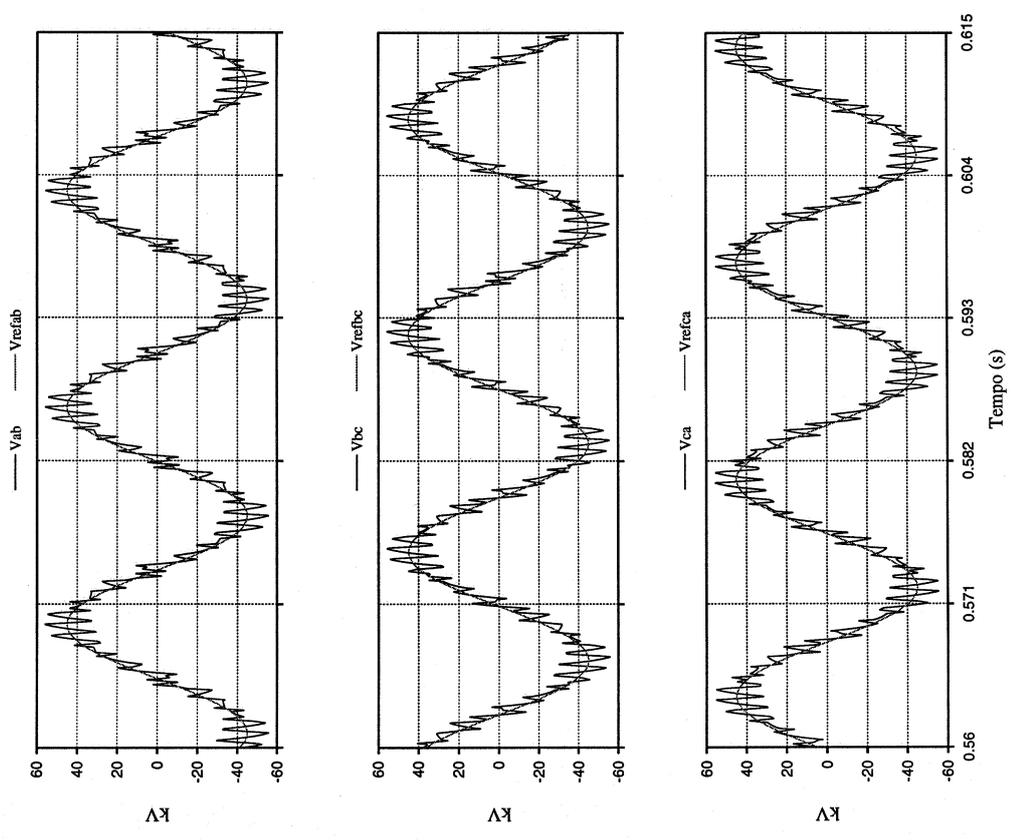


Fig. A5(a): Tensões de linha para o conversor com controlador tipo “deadbeat”. S2.

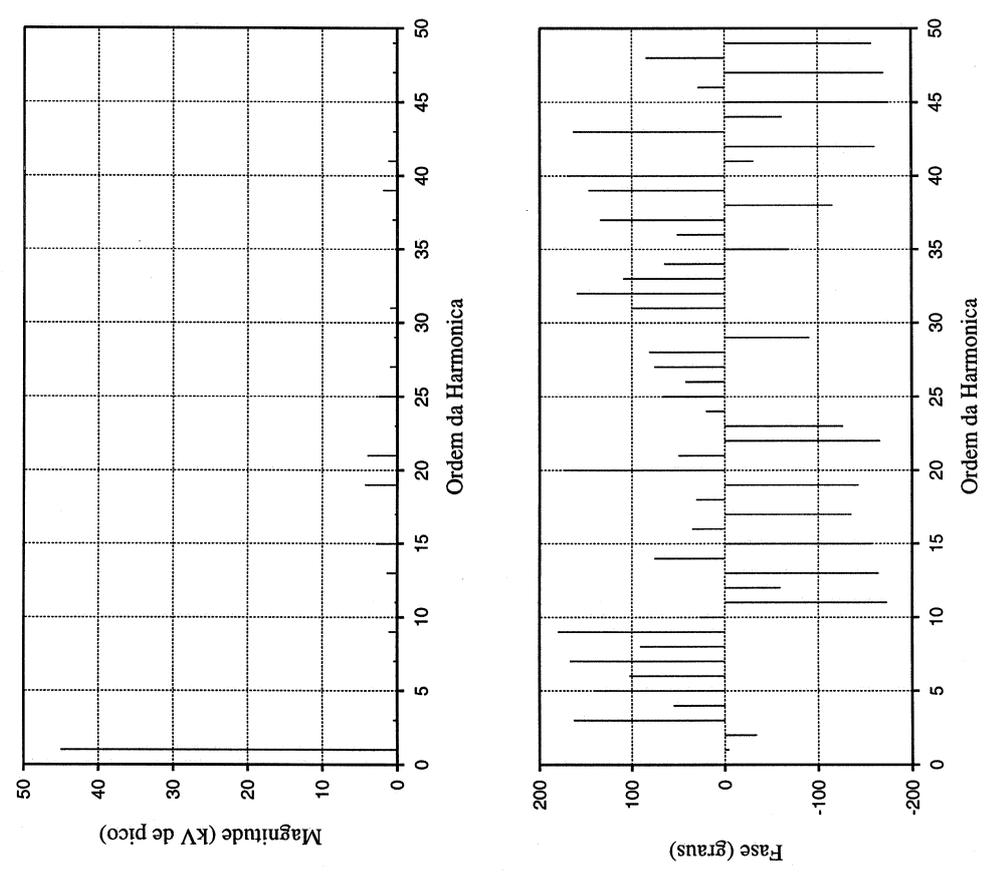


Fig A5(b): Espectro (magnitude e fase) da tensão de linha Vab para o conversor com controlador tipo “deadbeat”. S2.

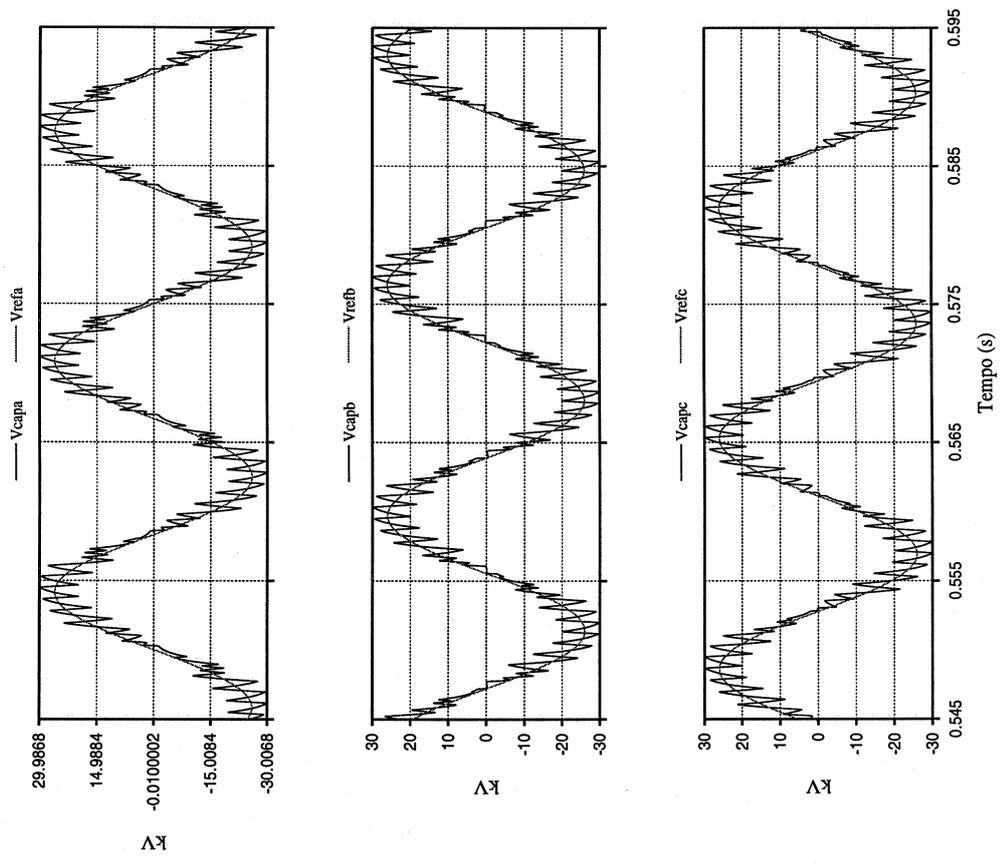


Fig. A6(a): Tensões dos capacitores (de fase) para o conversor com controlador tipo “deadbeat”. S2.

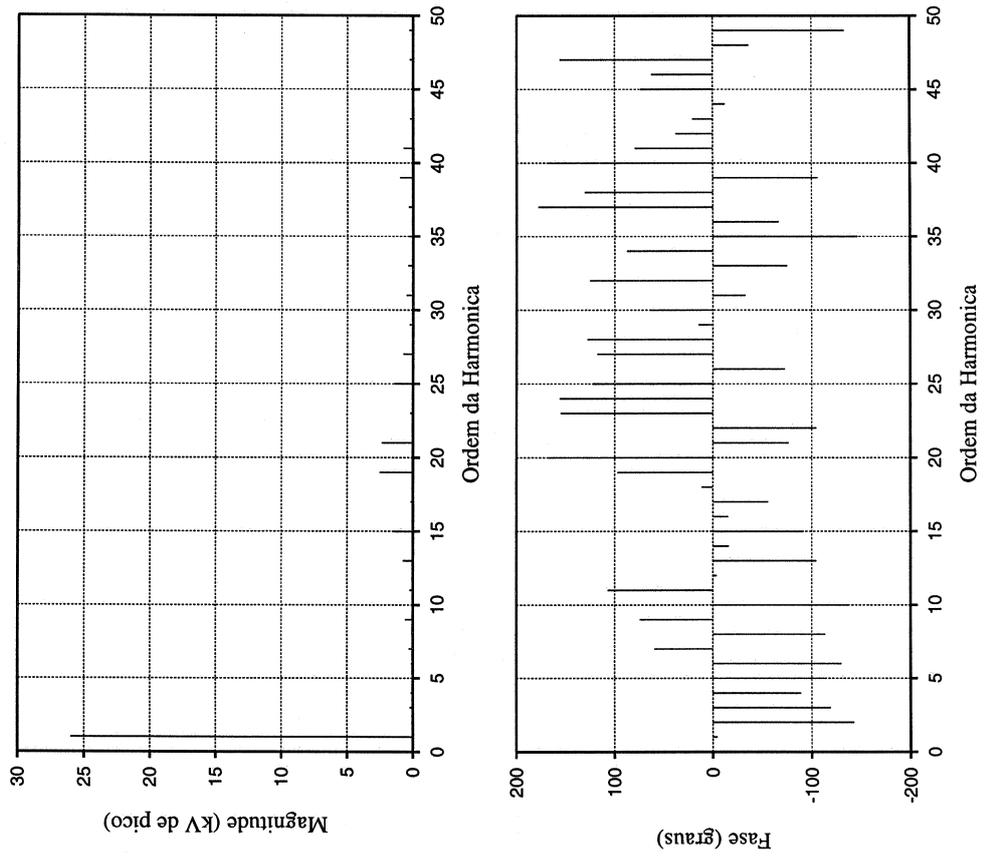


Fig A6(b): Espectro (magnitude e fase) da tensão do capacitor V_{capa} para o conversor com controlador tipo “deadbeat”. S2.

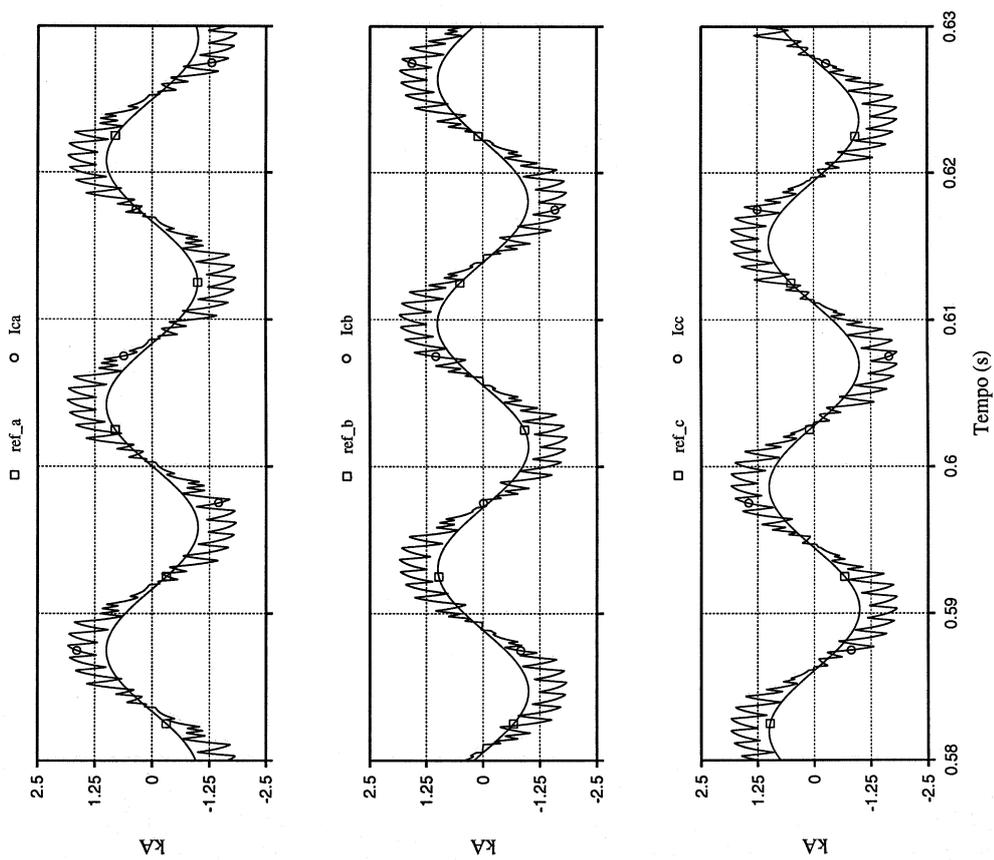


Fig. A7(a): Correntes de linha para o conversor com controlador tipo "deadbeat". S2.

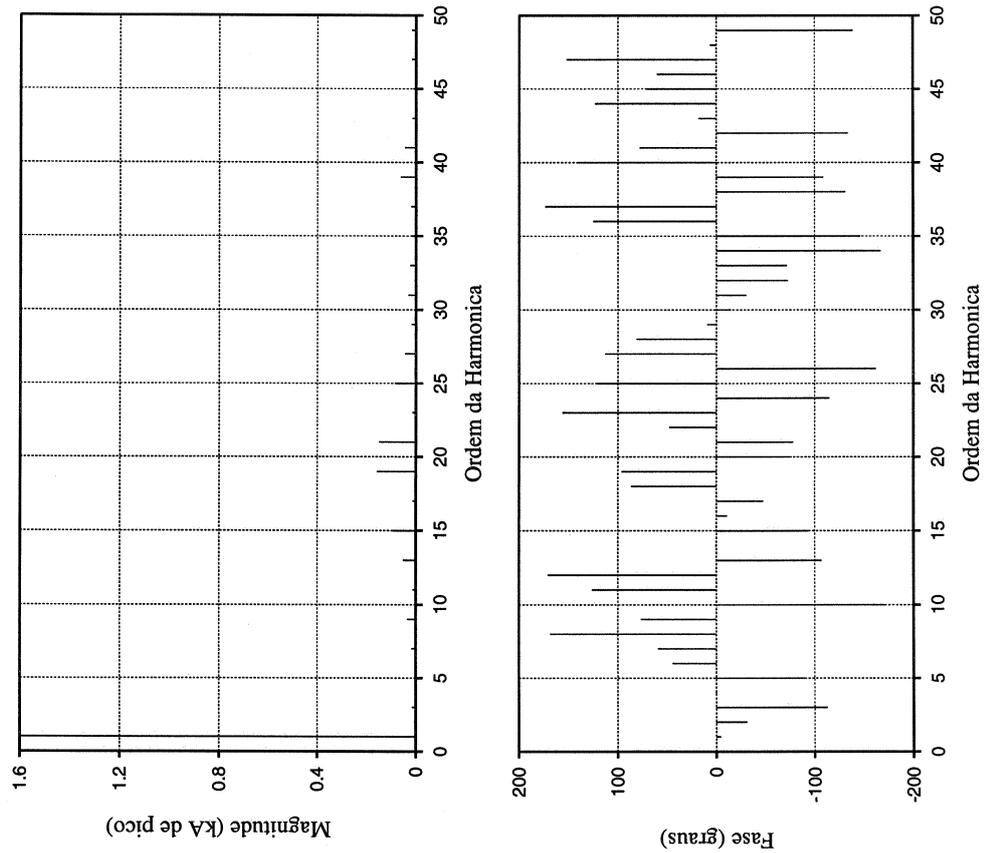


Fig A7(b): Espectro (magnitude e fase) da corrente de linha i_{ca} para o conversor com controlador tipo "deadbeat". S2.

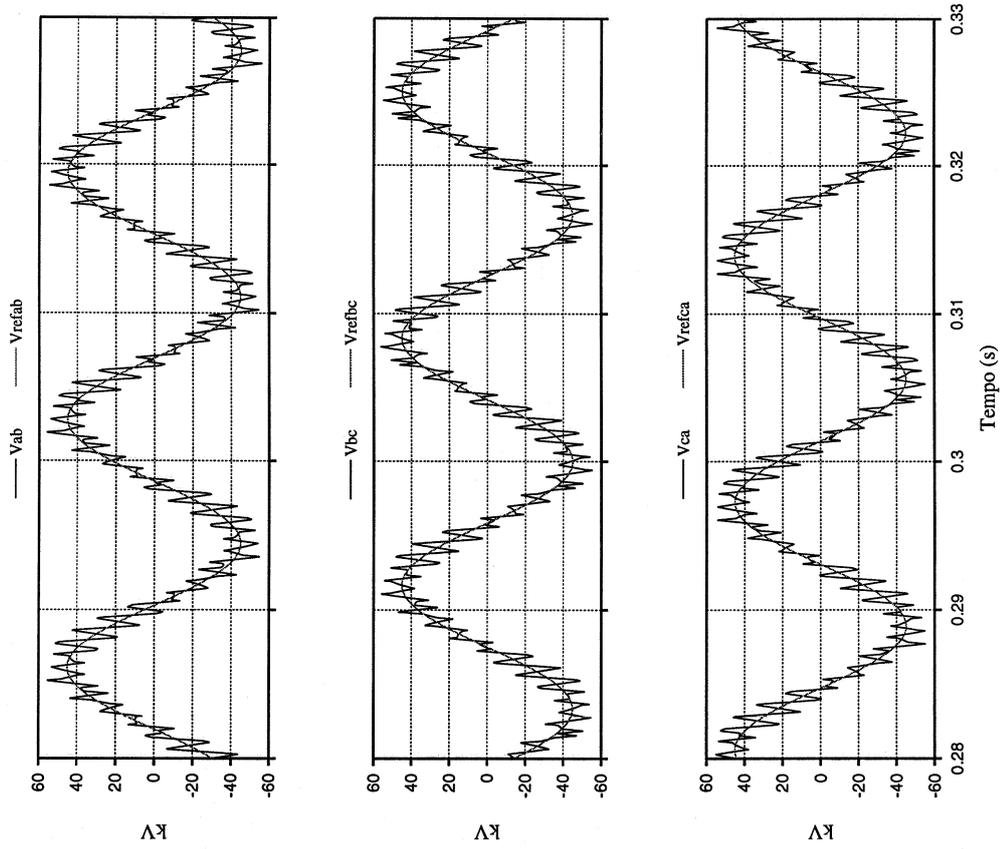


Fig. A8(a): Tensões de linha para o conversor com controlador tipo “deadbeat” . S3.

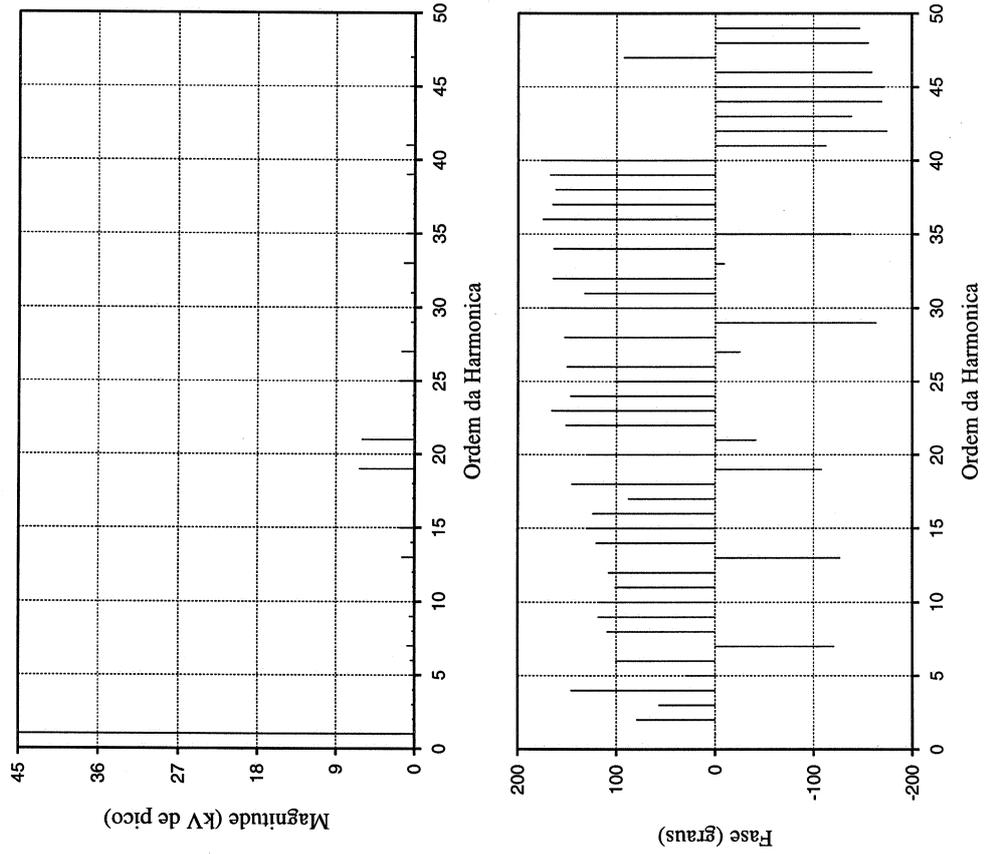


Fig. A8(b): Espectro (magnitude e fase) da tensão de linha Vab para o conversor com controlador tipo “deadbeat” . S3.

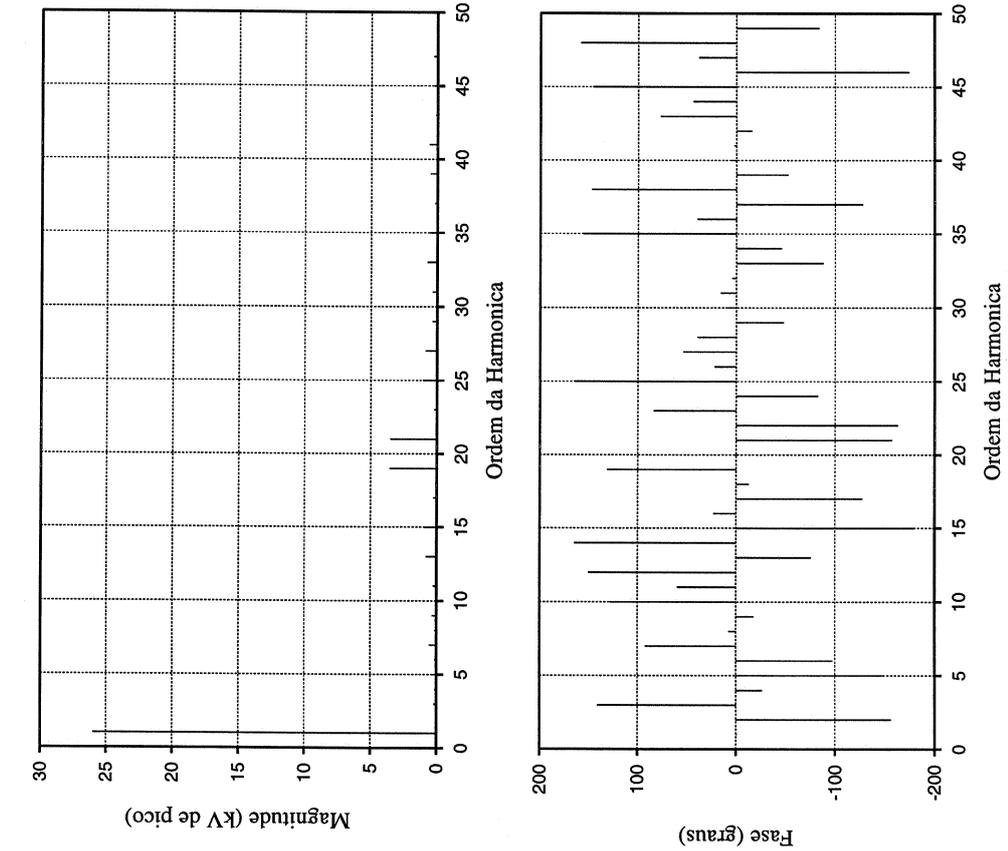


Fig A9(b): Espectro (magnitude e fase) da tensão do capacitor V_{capa} para o conversor com controlador tipo "deadbeat". S3.

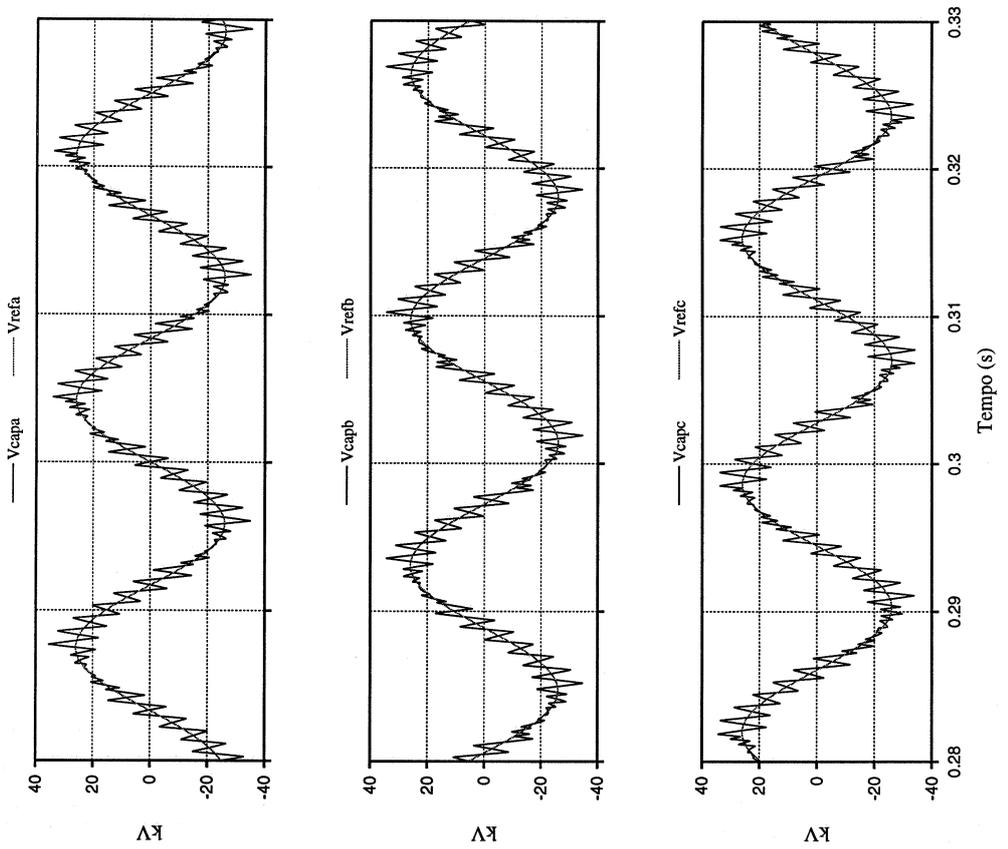


Fig. A9(a): Tensões dos capacitores (de fase) para o conversor com controlador tipo "deadbeat". S3.

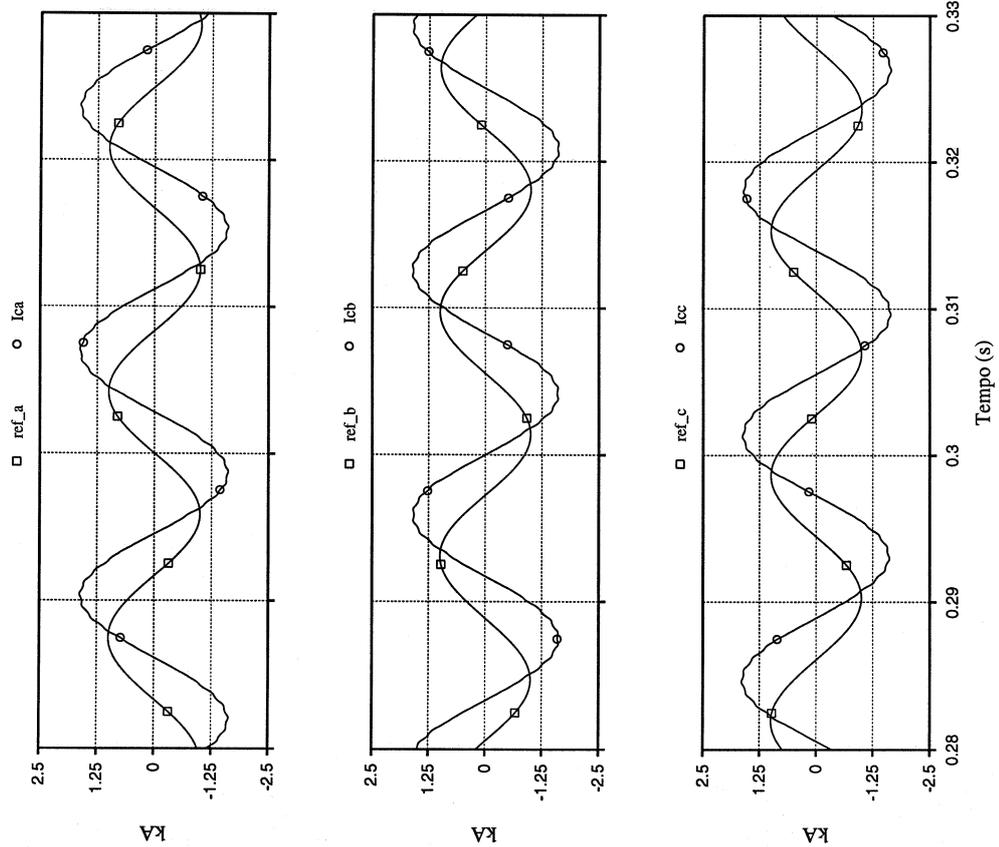


Fig. A10(a): Correntes de linha para o conversor com controlador tipo "deadbeat". S3.

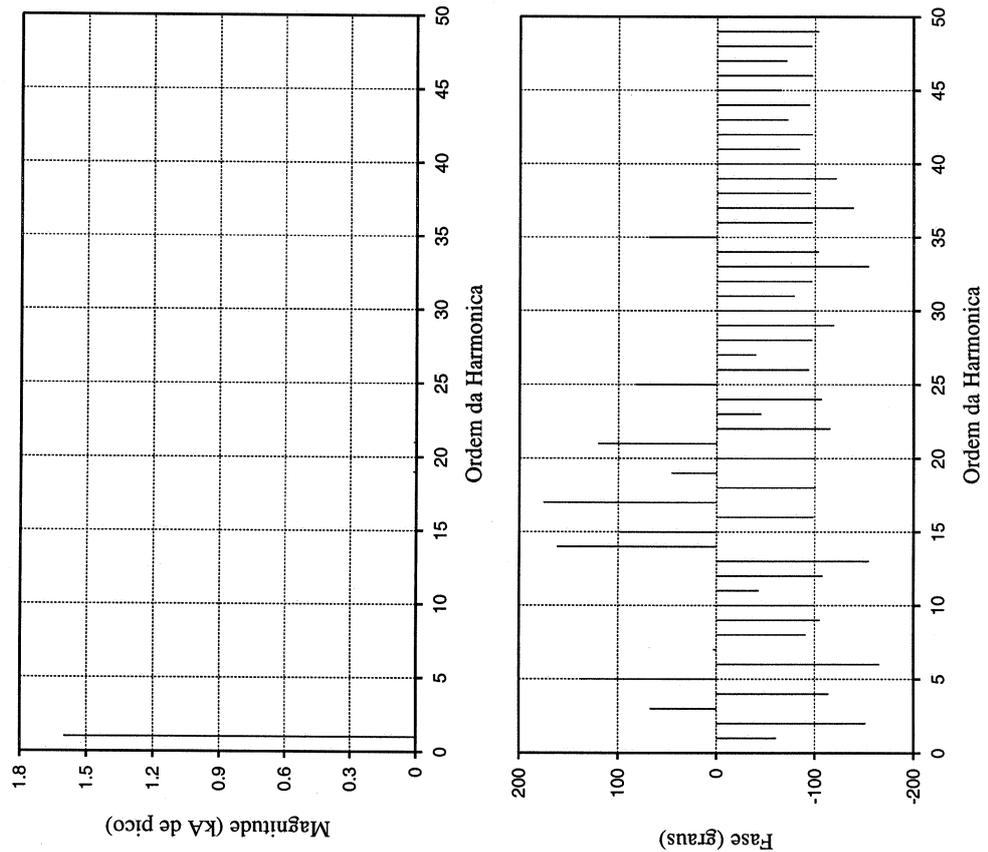


Fig A10(b): Espectro (magnitude e fase) da corrente de linha i_{ca} para o conversor com controlador tipo "deadbeat". S3.

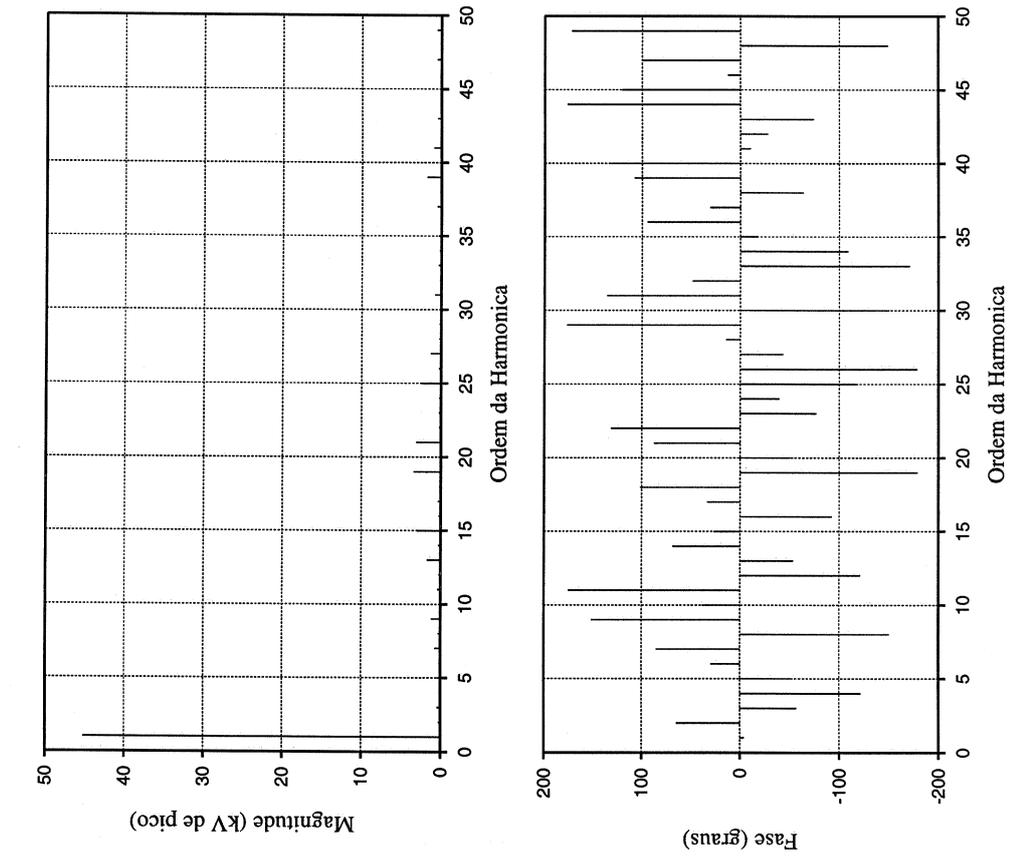


Fig. A11(b): Espectro (magnitude e fase) da tensão de linha Vab para o conversor com controlador tipo “deadbeat”. S4.

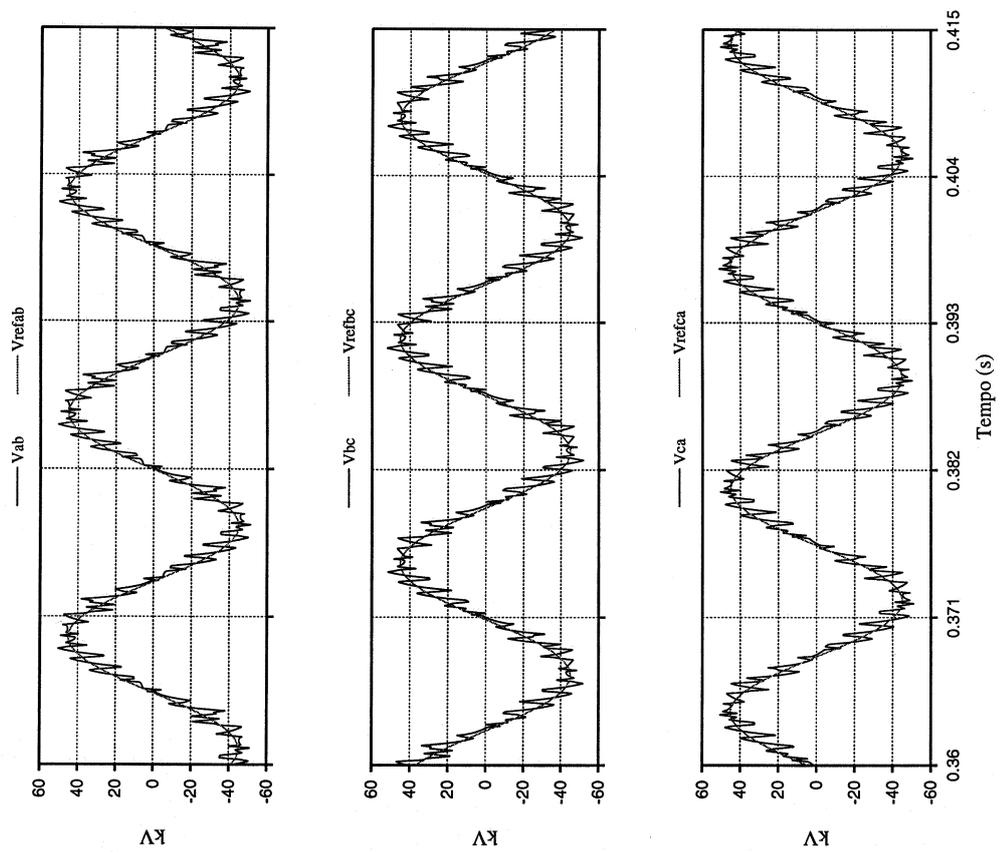


Fig. A11(a): Tensões de linha para o conversor com controlador tipo “deadbeat”. S4.

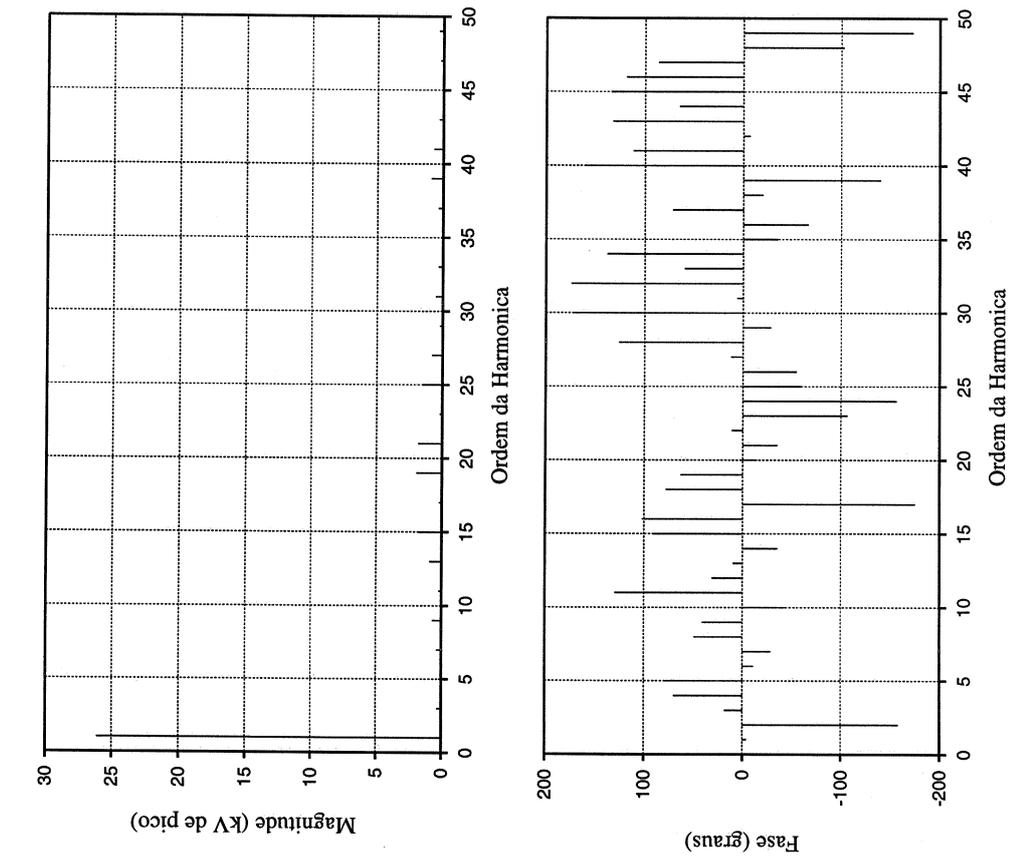


Fig. A12(b): Espectro (magnitude e fase) da tensão do capacitor V_{capa} para o conversor com controlador tipo "deadbeat" . S4.

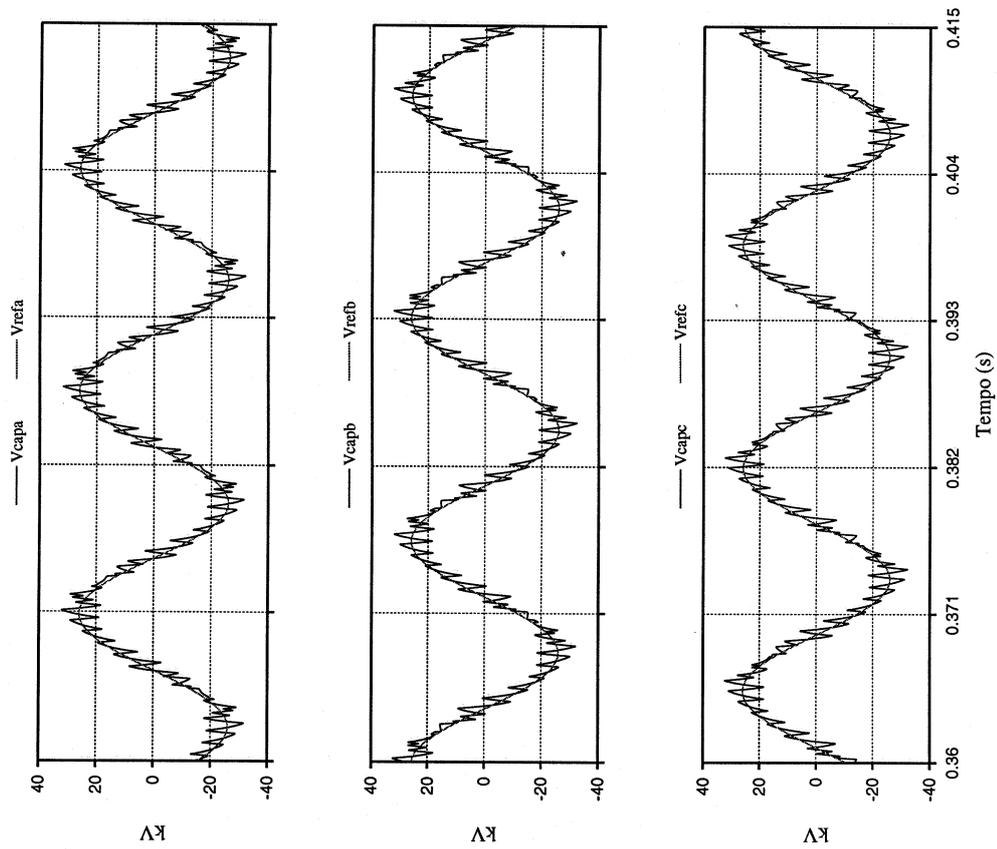


Fig. A12(a): Tensões dos capacitores (de fase) para o conversor com controlador tipo "deadbeat" . S4.

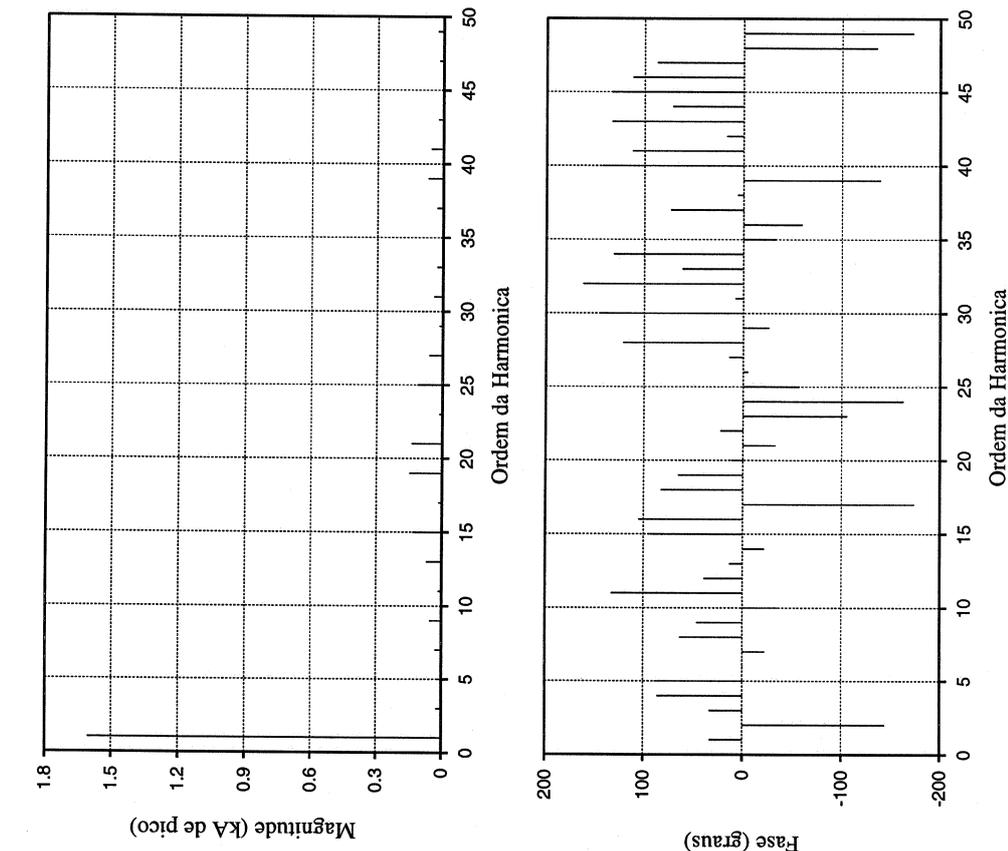


Fig. A13(b): Espectro (magnitude e fase) da corrente de linha i_{ca} para o conversor com controlador tipo "deadbeat". S4.

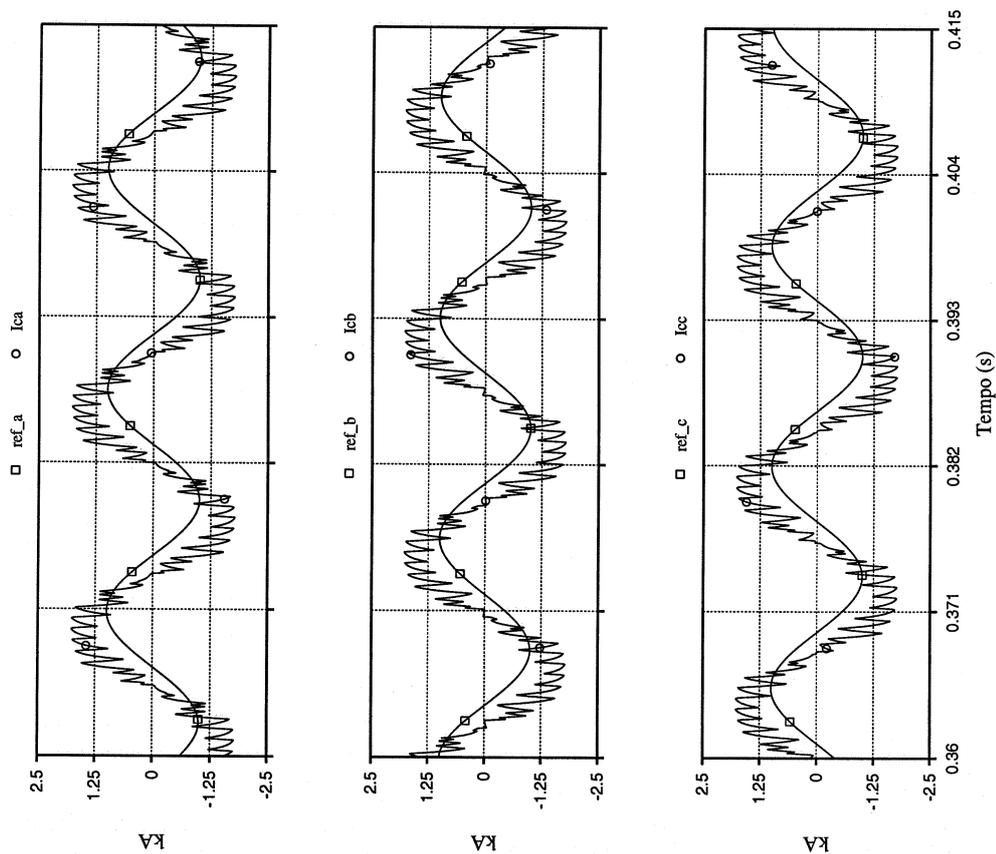


Fig. A13(a): Correntes de linha para o conversor com controlador tipo "deadbeat". S4.

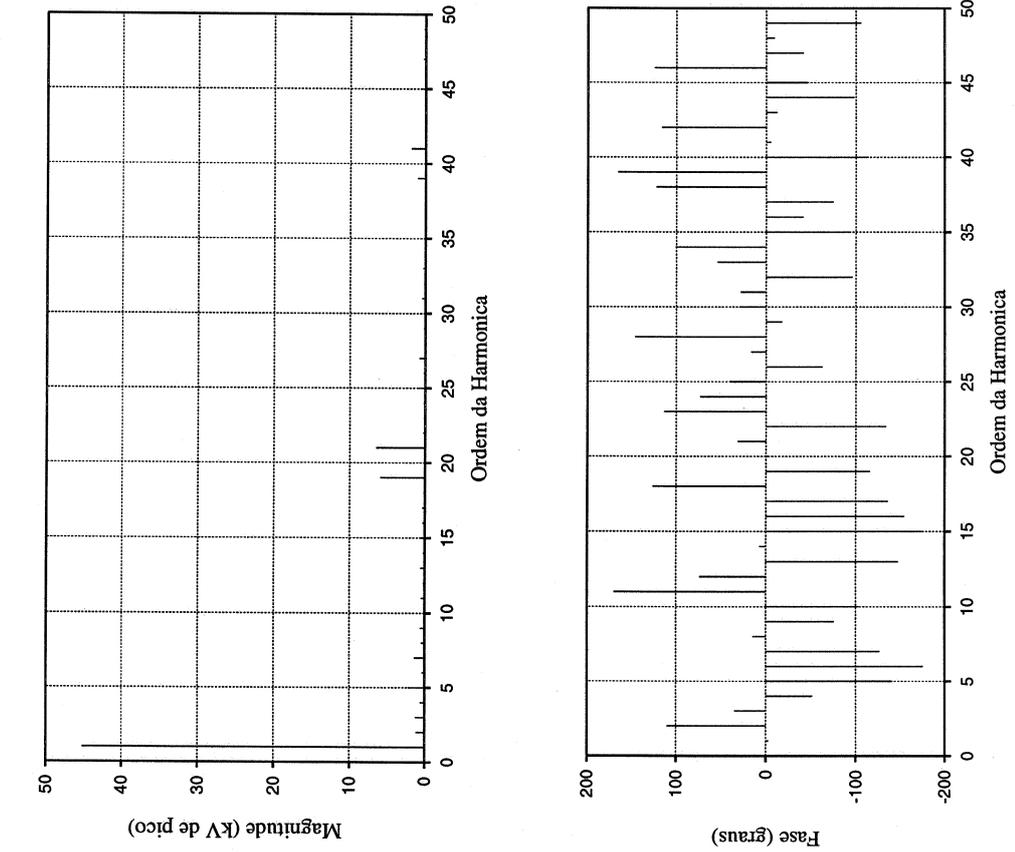


Fig. A14(b): Espectro (magnitude e fase) da tensão de linha Vab para o conversor com controlador tipo “deadbeat”. S5.

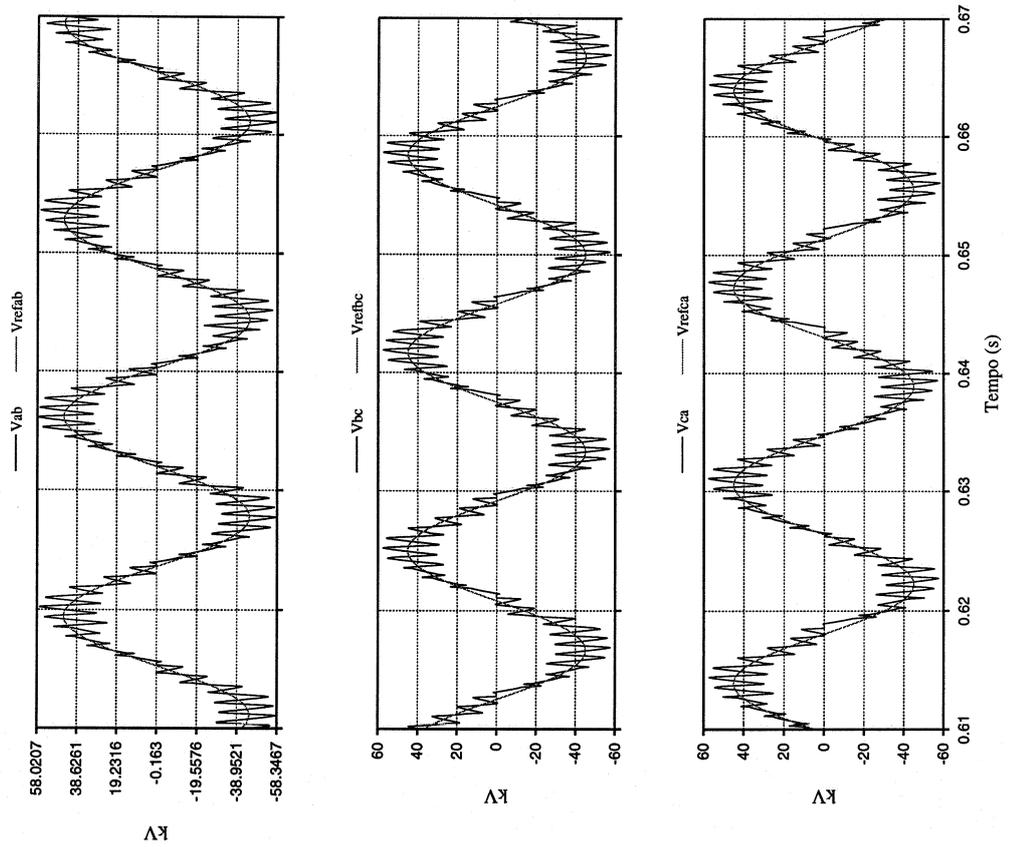


Fig. A14(a): Tensões de linha para o conversor com controlador tipo “deadbeat”. S5.

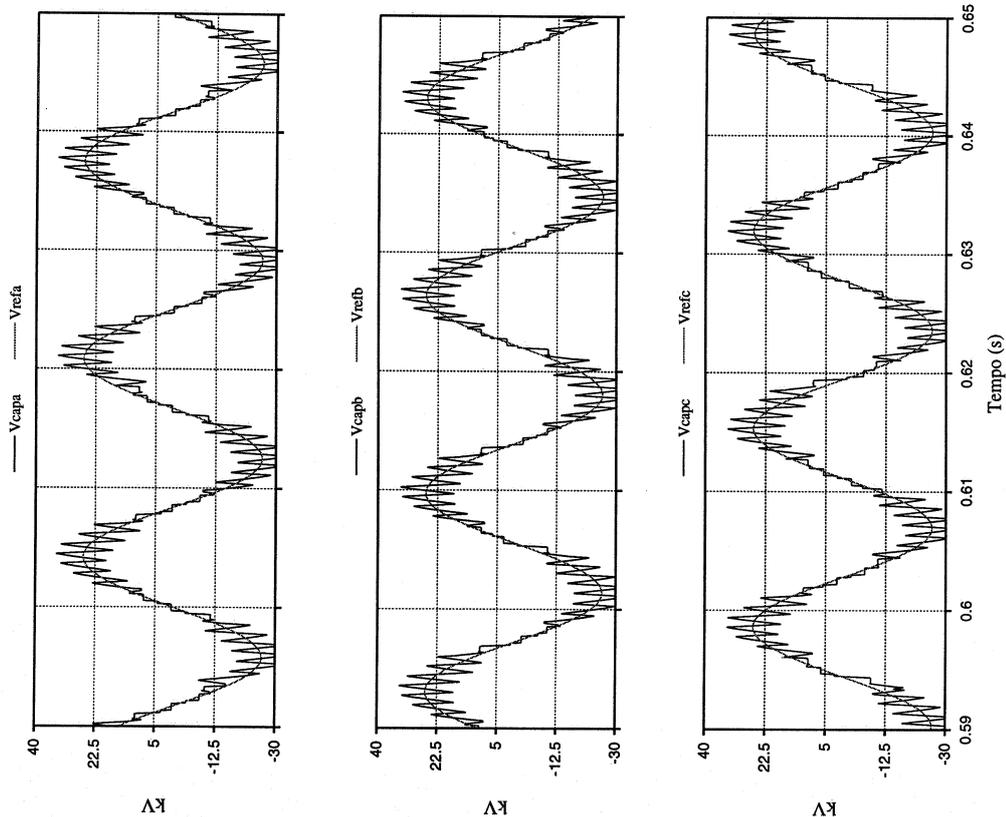


Fig. A15(a): Tensões dos capacitores (de fase) para o conversor com controlador tipo “deadbeat”. S5.

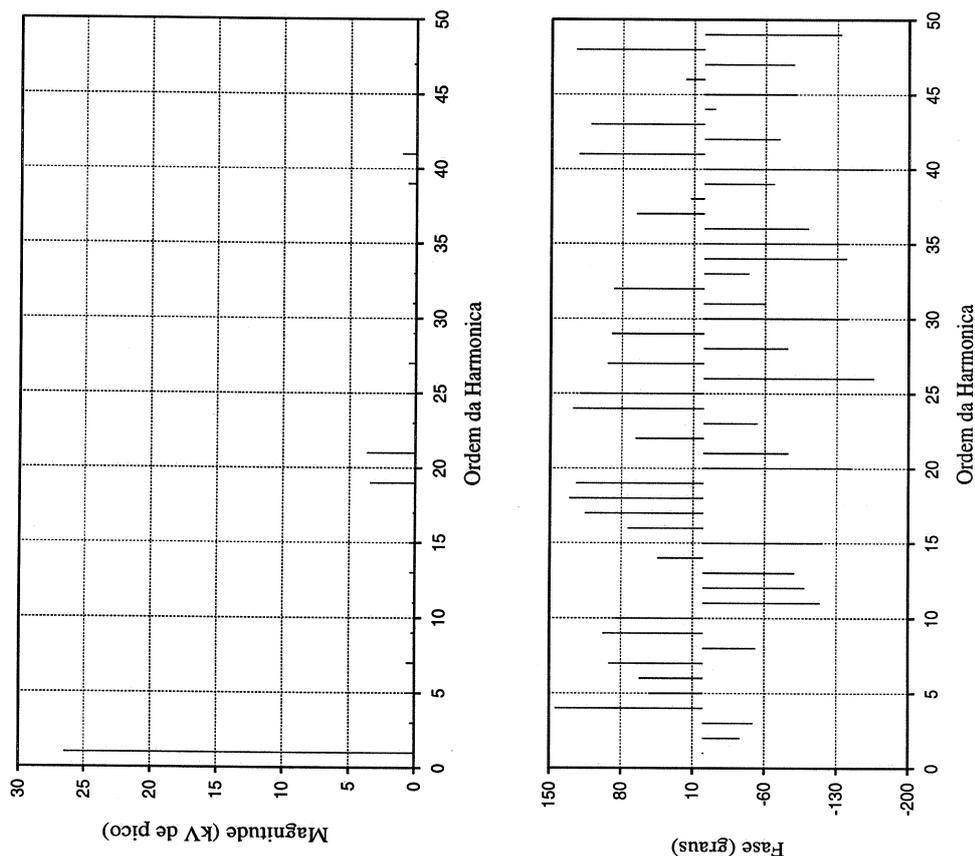


Fig. A15(b): Espectro (magnitude e fase) da tensão do capacitor V_{capa} para o conversor com controlador tipo “deadbeat”. S5.

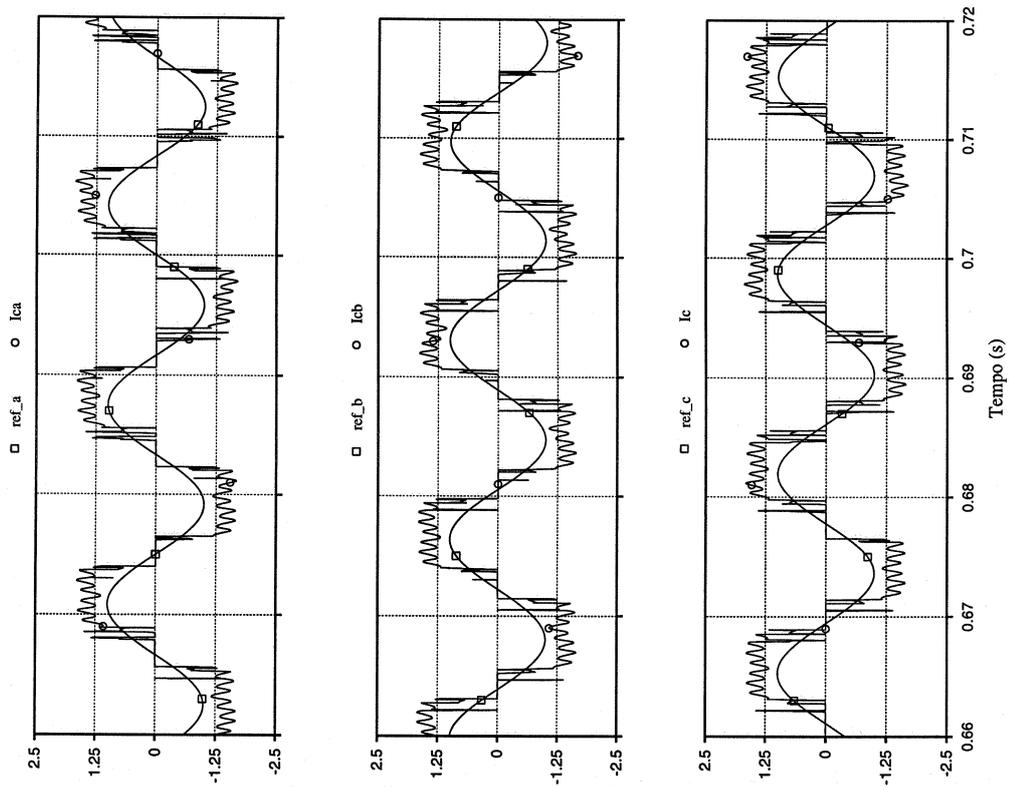


Fig. A16(a): Correntes de linha para o conversor com controlador tipo "deadbeat". S5.

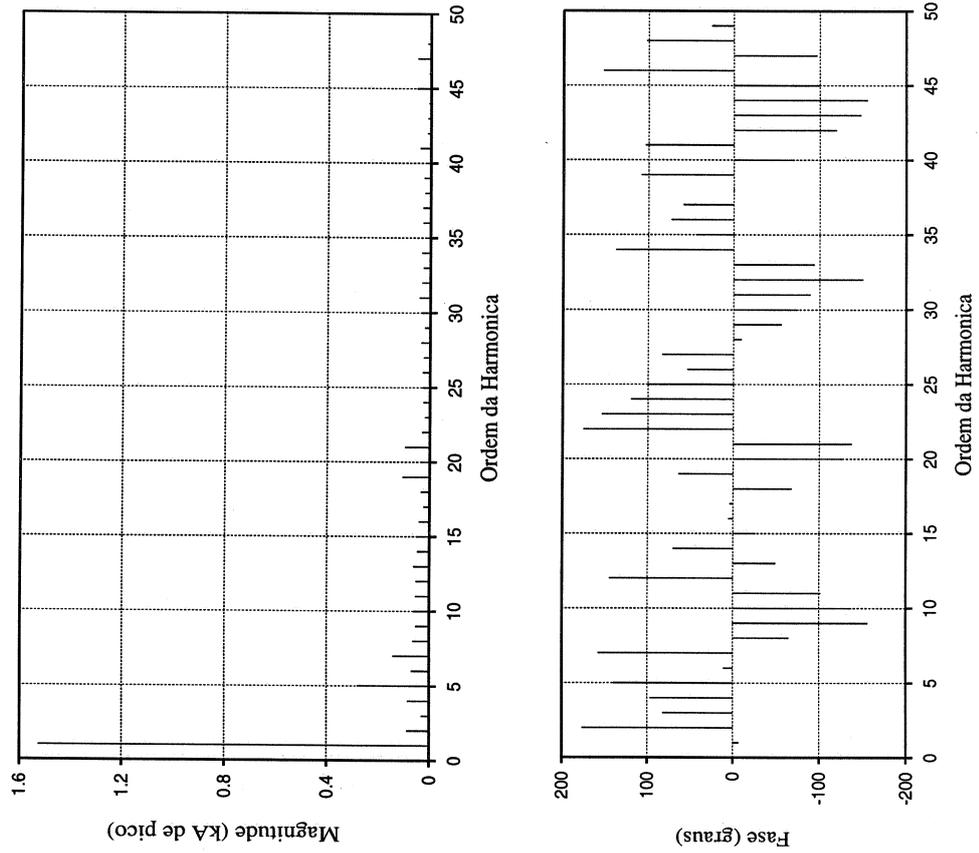


Fig. A16(b): Espectro (magnitude e fase) da corrente de linha i_{ca} para o conversor com controlador tipo "deadbeat". S5.

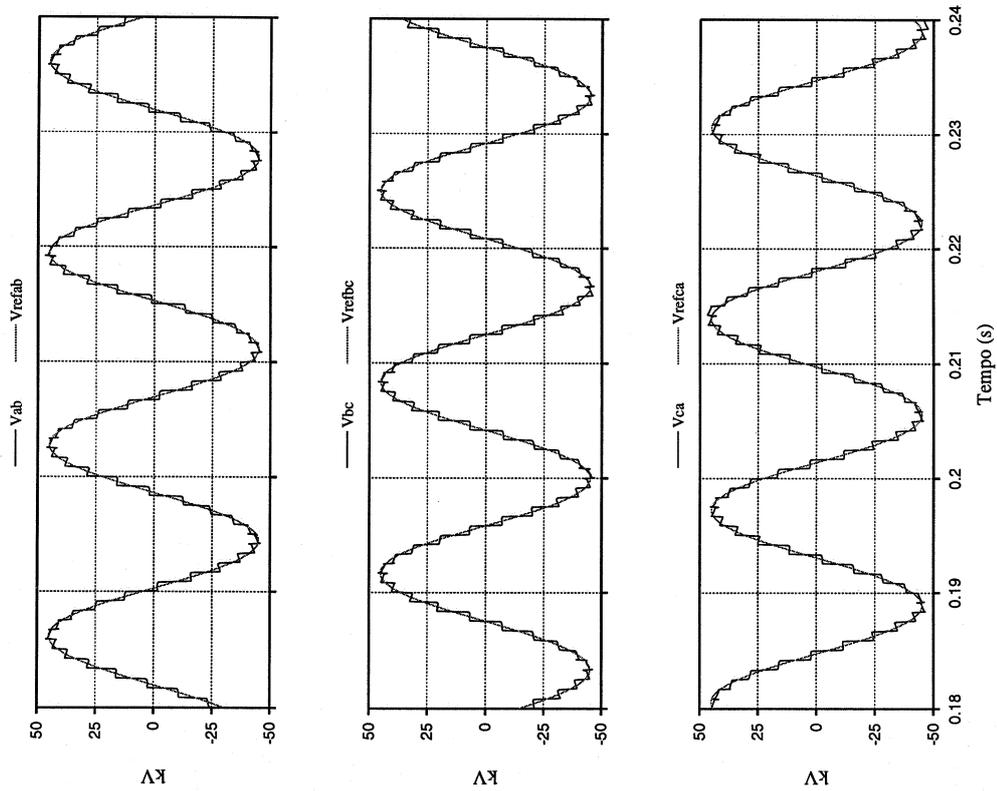


Fig. A17(a): Tensões de linha para o conversor com controlador tipo vetorial. THD(%)=7,8%. S0.

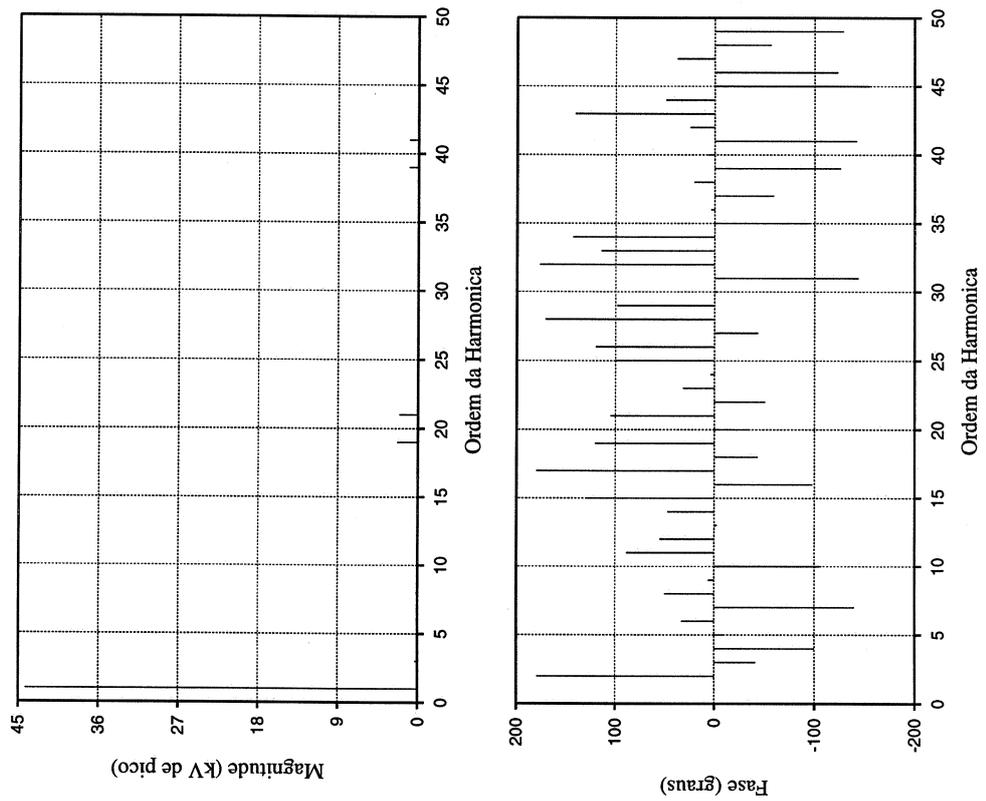


Fig. A17(b): Espectro (magnitude e fase) da tensão de linha V_{ab} para o conversor com controlador tipo vetorial. S0.

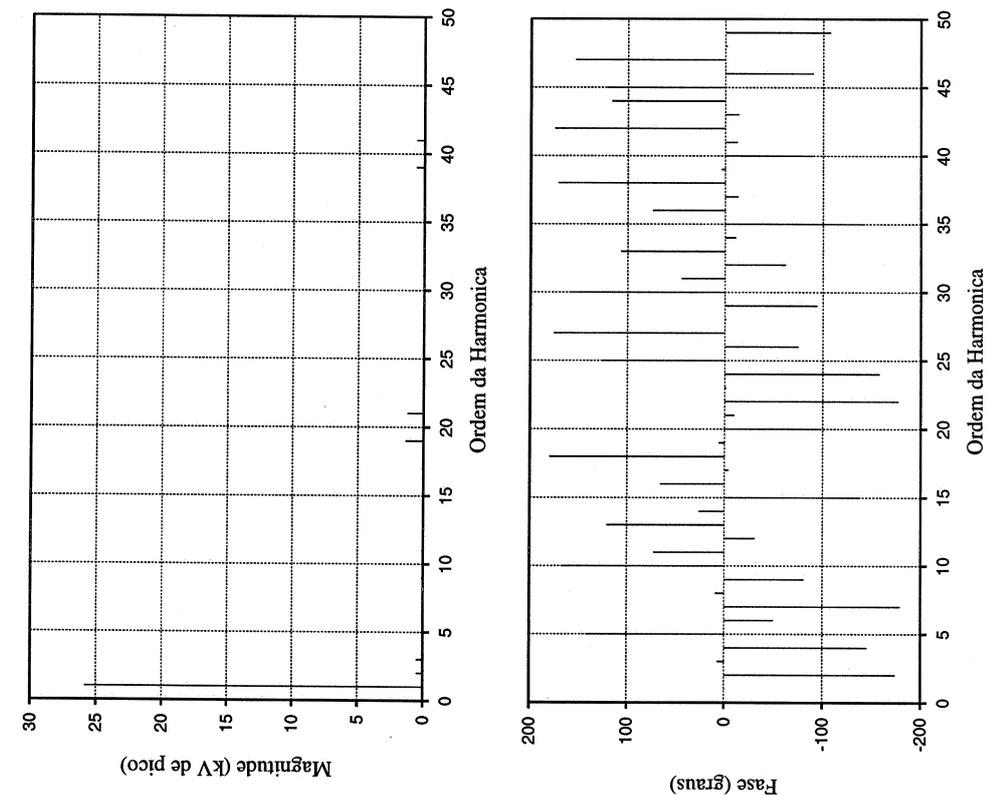


Fig. A18(b): Espectro (magnitude e fase) da tensão do capacitor V_{capa} para o conversor com controlador tipo vetorial. S0.

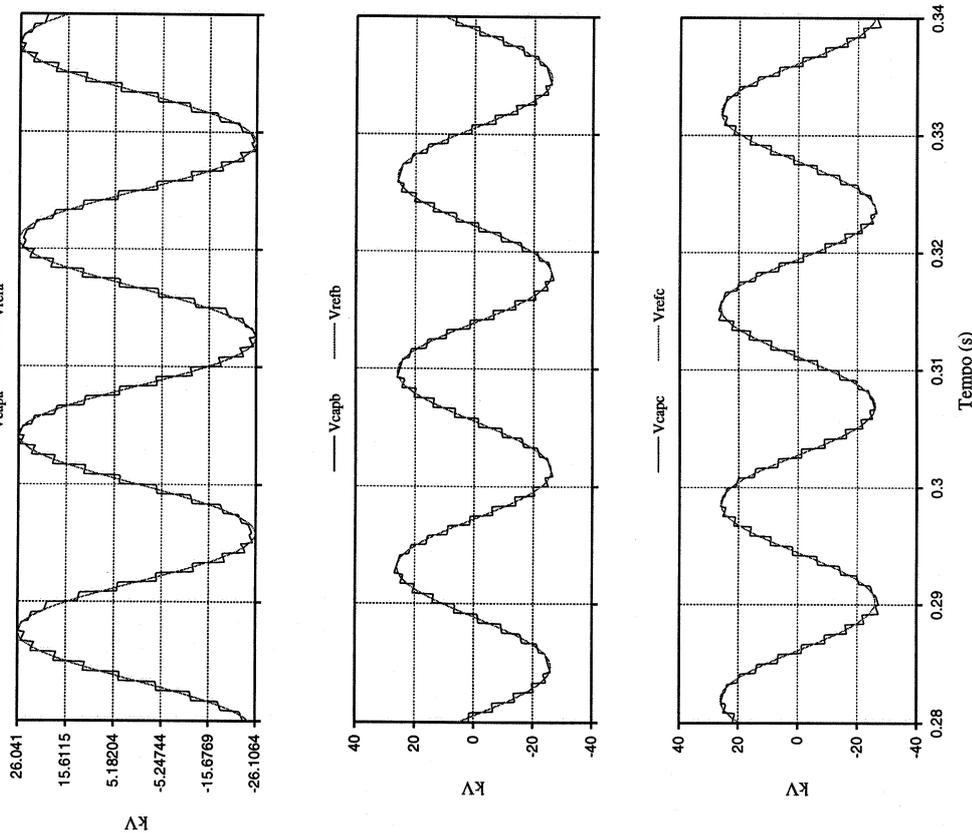


Fig. A18(a): Tensões dos capacitores (de fase) para o conversor com controlador tipo vetorial. THD(%)=8,3%. S0.

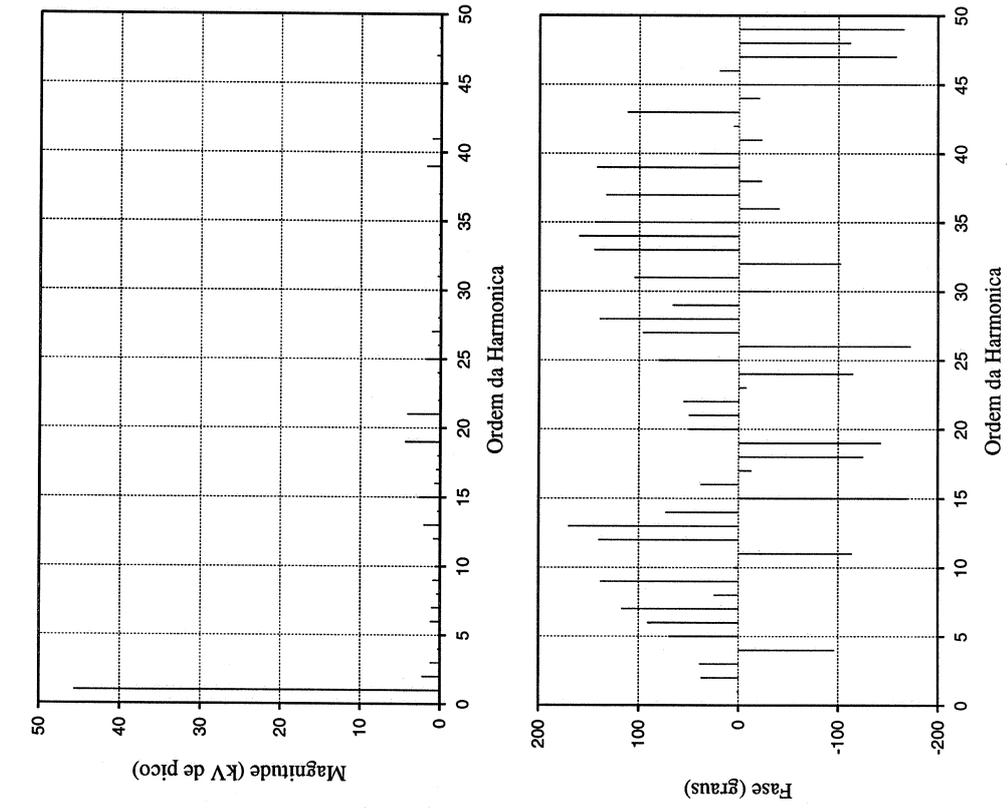


Fig. A19(b): Espectro (magnitude e fase) da tensão de linha V_{ab} para o conversor com controlador tipo vetorial. S2.

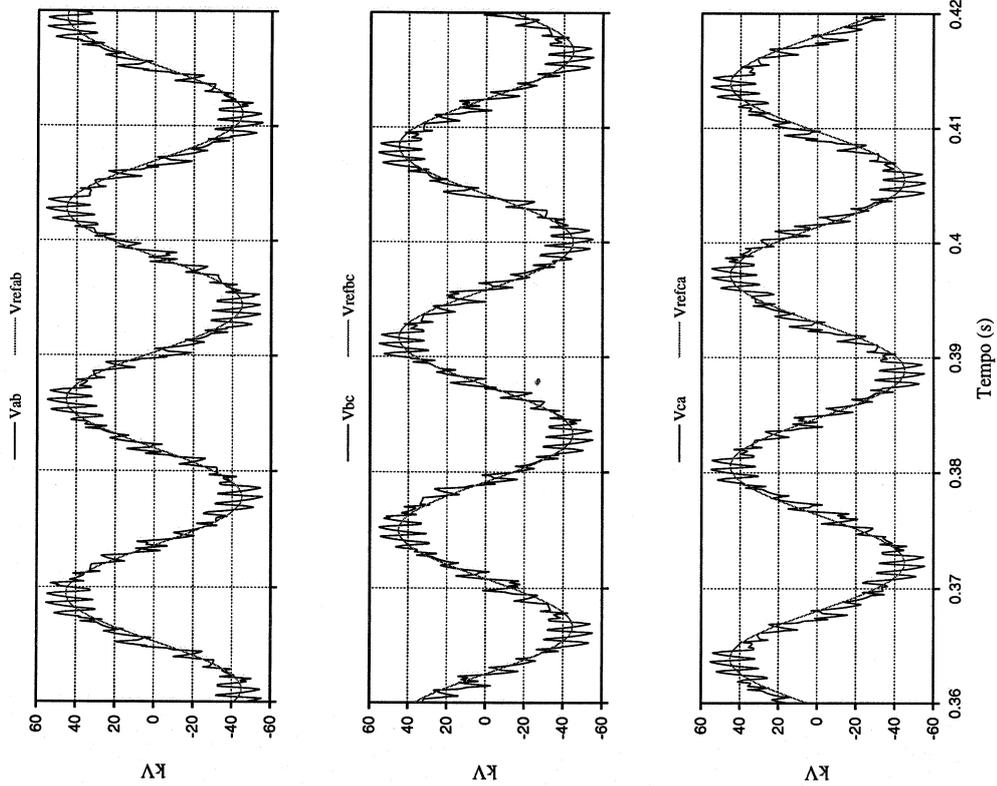


Fig. A19(a): Tensões de linha para o conversor com controlador tipo vetorial. S2.

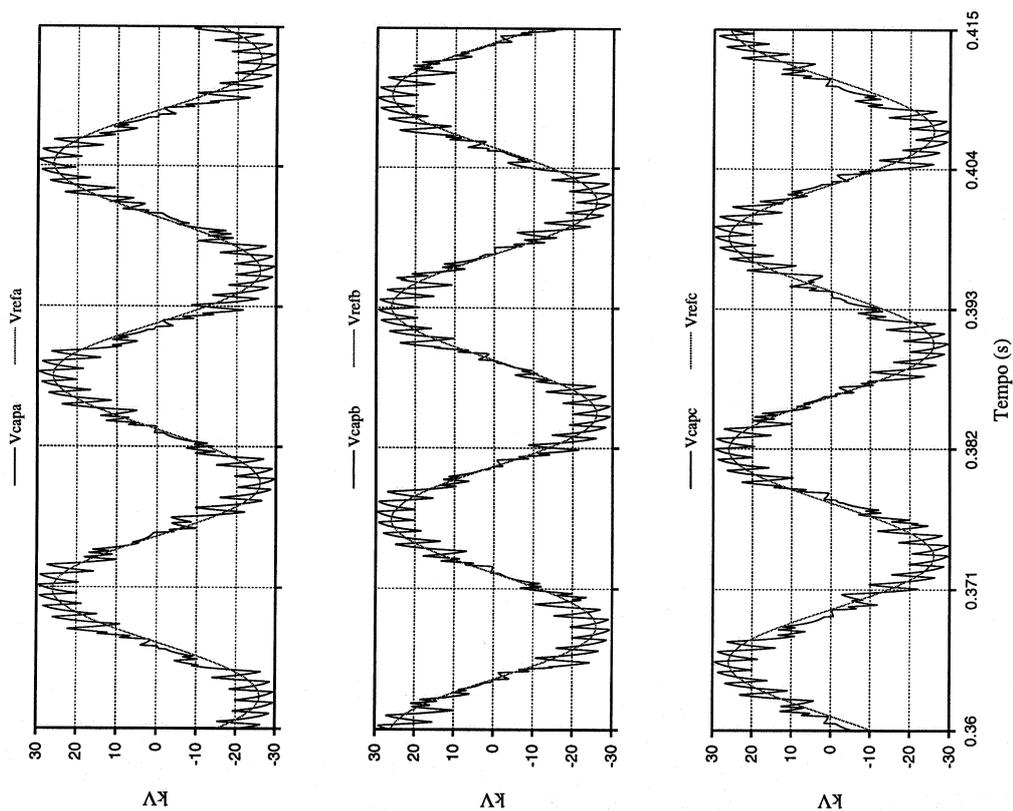


Fig. A20(a): Tensões dos capacitores (de fase) para o conversor com controlador tipo vetorial. S2.

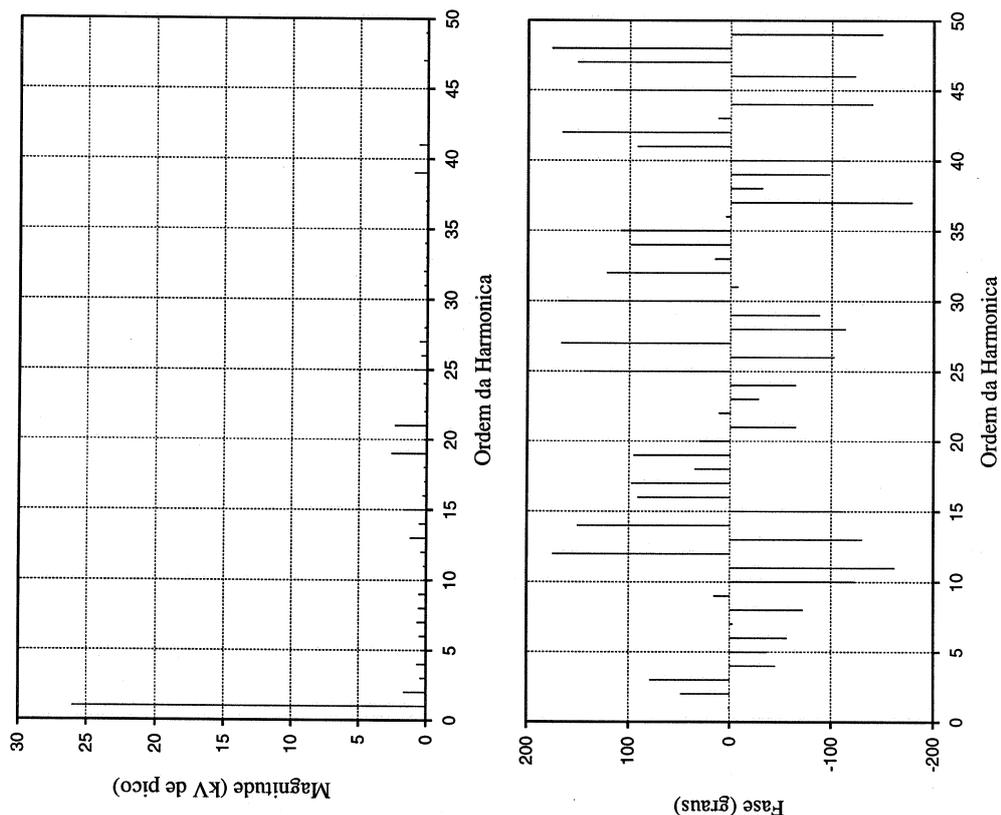


Fig. A20(b): Espectro (magnitude e fase) da tensão do capacitor V_{capa} para o conversor com controlador tipo vetorial. S2.

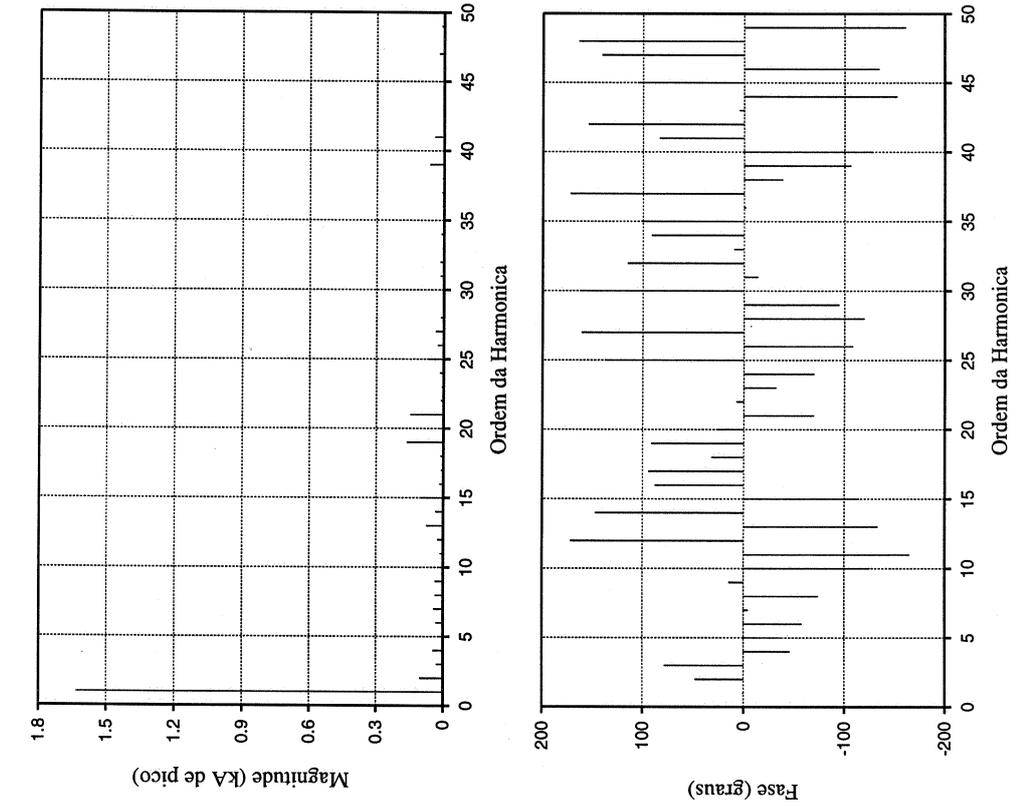


Fig. A21(b): Espectro (magnitude e fase) da corrente de linha i_{ca} para o conversor com controlador tipo vetorial. S2.

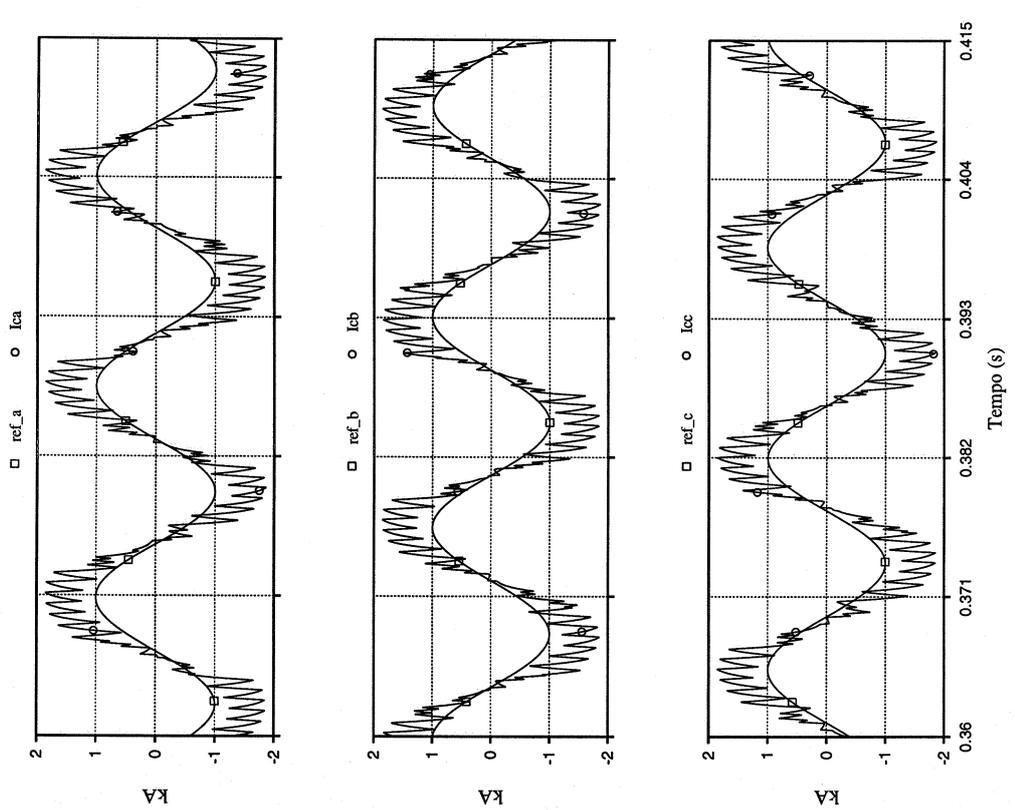


Fig. A21(a): Correntes de linha para o conversor com controlador tipo vetorial. S2.

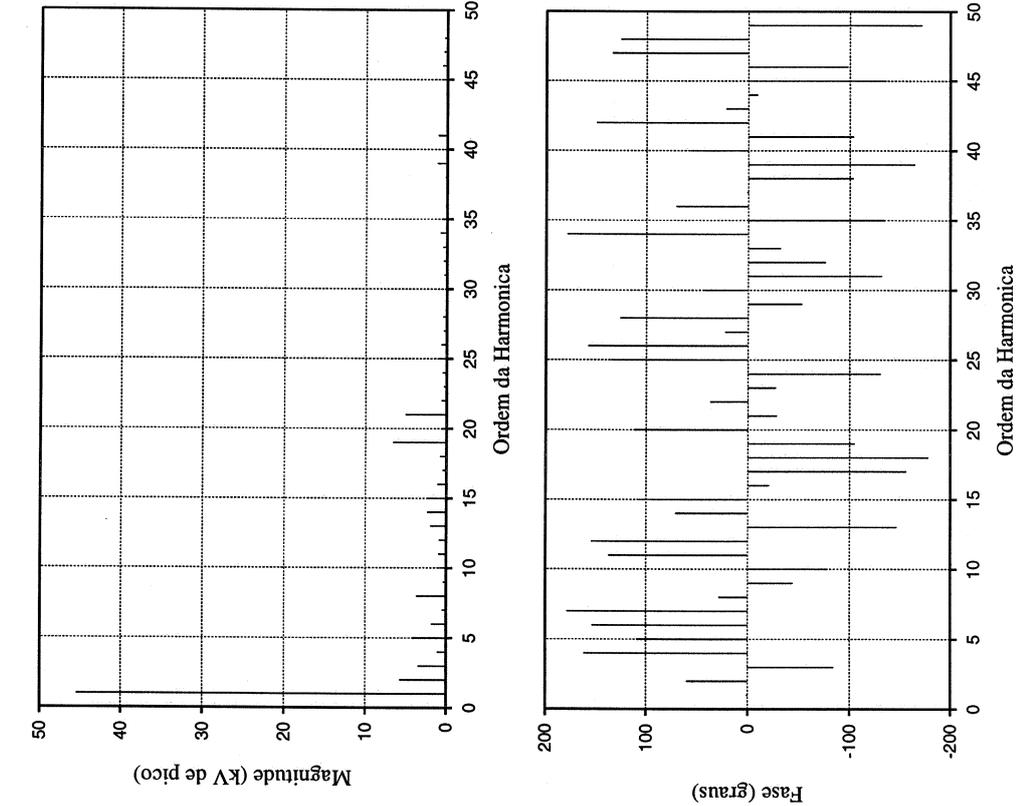


Fig. A22(b): Espectro (magnitude e fase) da tensão de linha V_{ab} para o conversor com controlador tipo vetorial. S3.

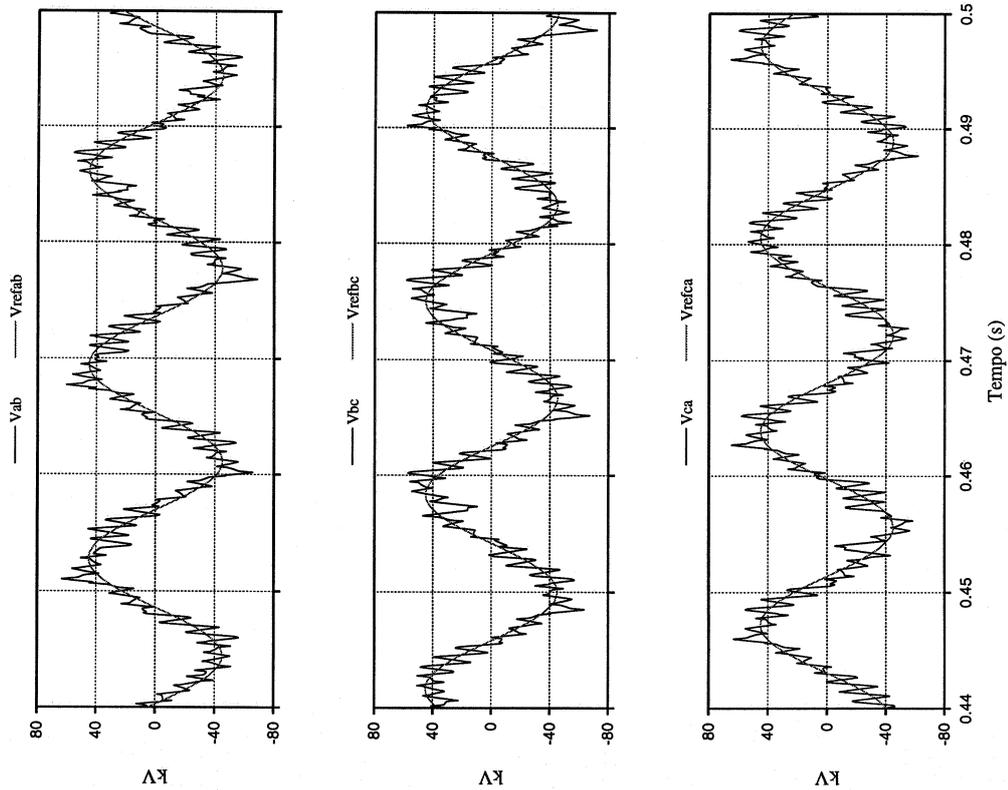


Fig. A22(a): Tensões de linha para o conversor com controlador tipo vetorial. S3.

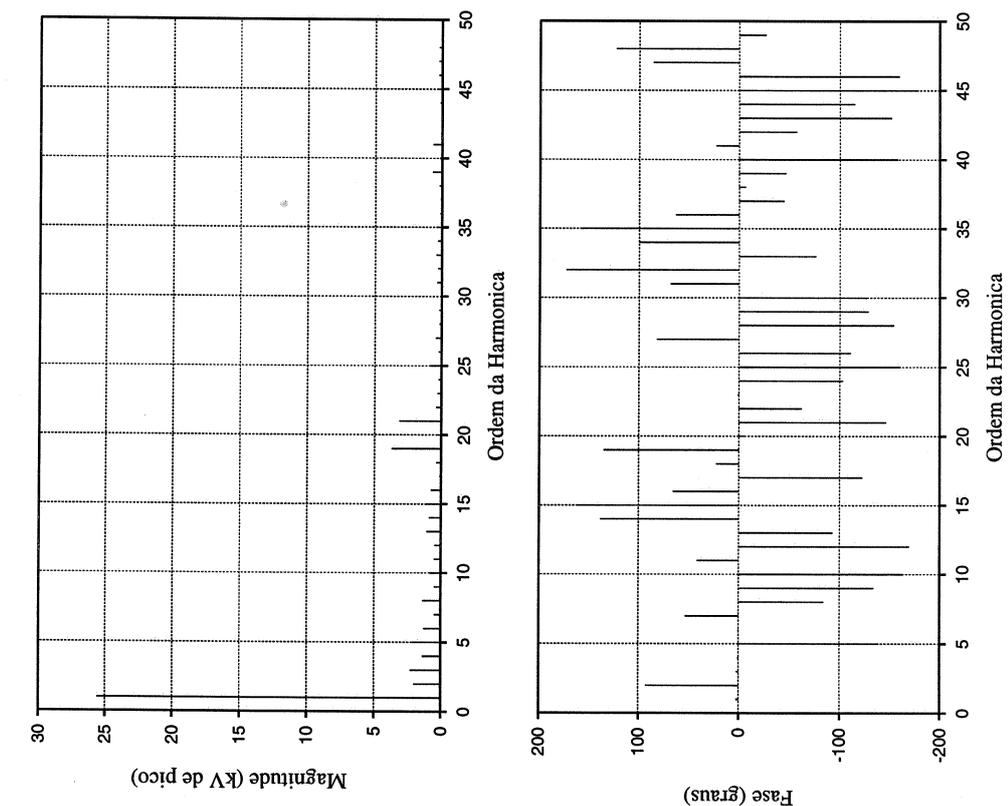


Fig. A23(b): Espectro (magnitude e fase) da tensão do capacitor V_{capa} para o conversor com controlador tipo vetorial. S3.

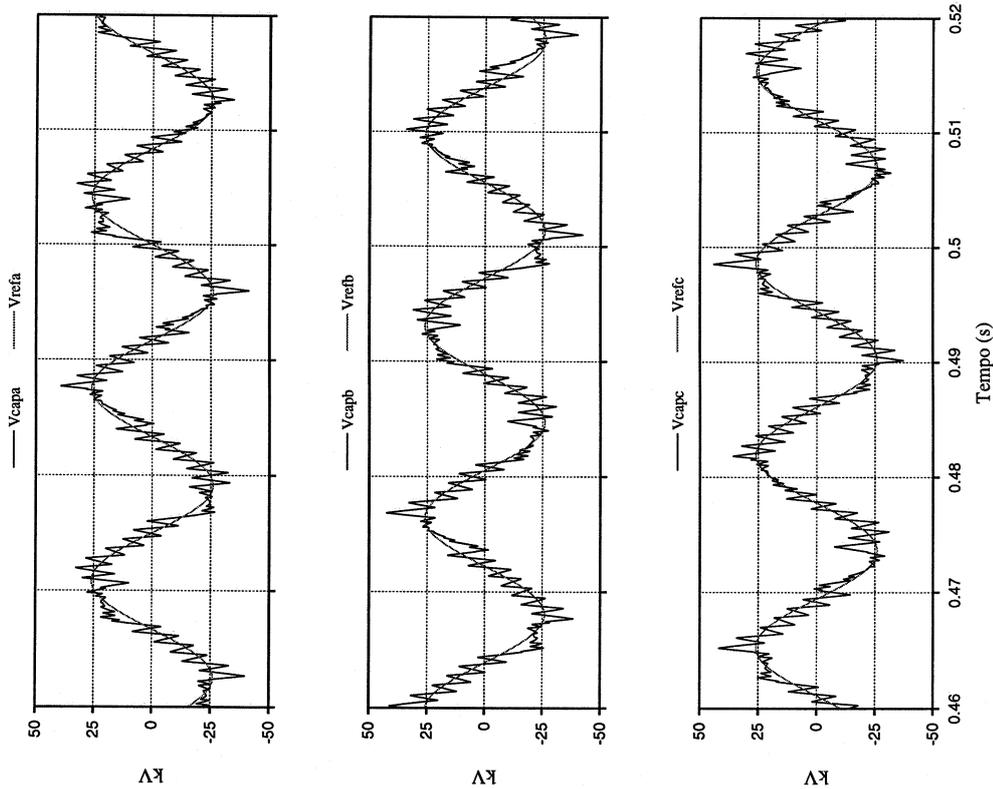


Fig. A23(a): Tensões dos capacitores (de fase) para o conversor com controlador tipo vetorial. S3.

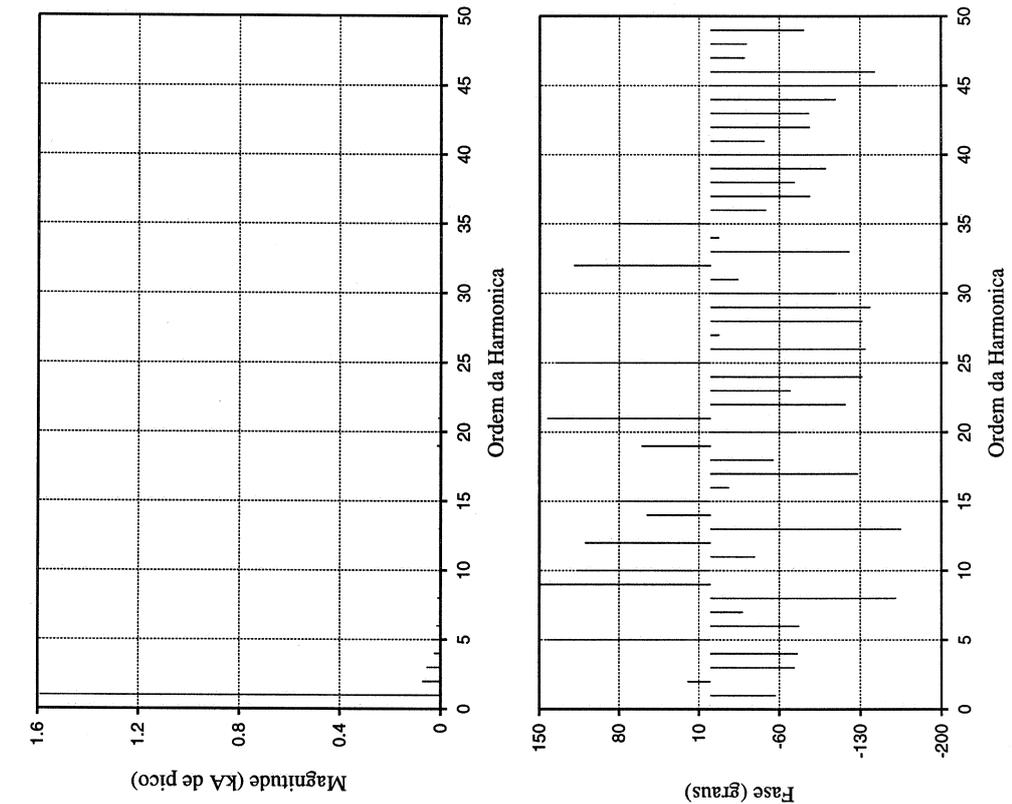


Fig. A24(b): Espectro (magnitude e fase) da corrente de linha i_{ca} para o conversor com controlador tipo vetorial. S3.

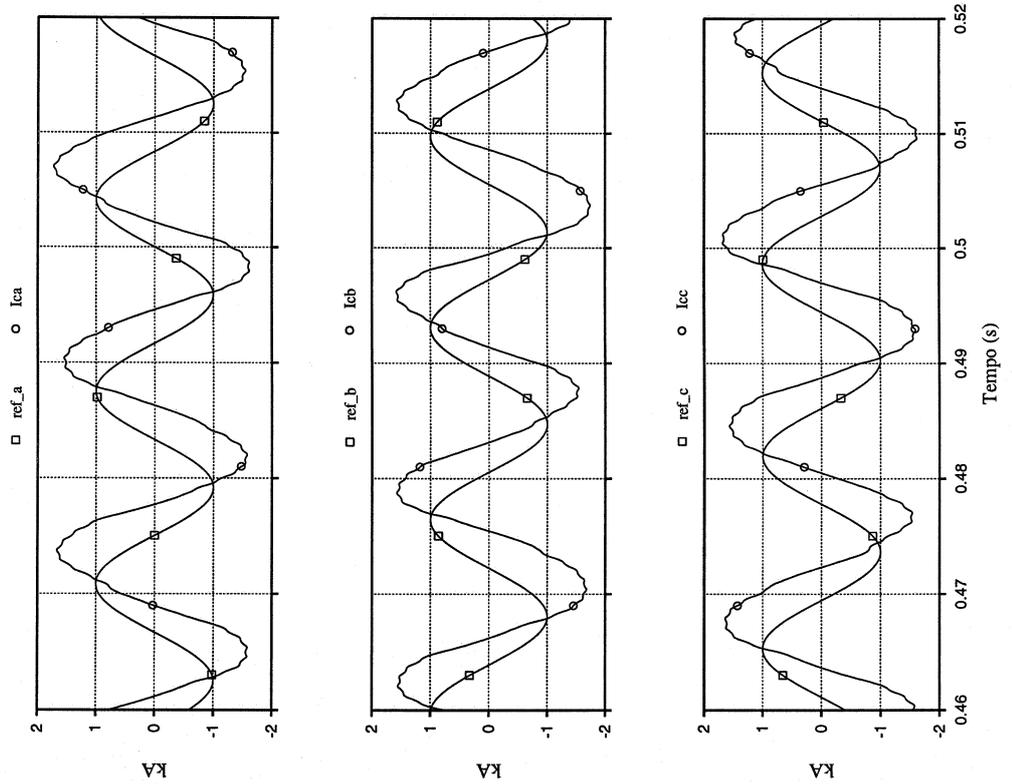


Fig. A24(a): Correntes de linha para o conversor com controlador tipo vetorial. S3.

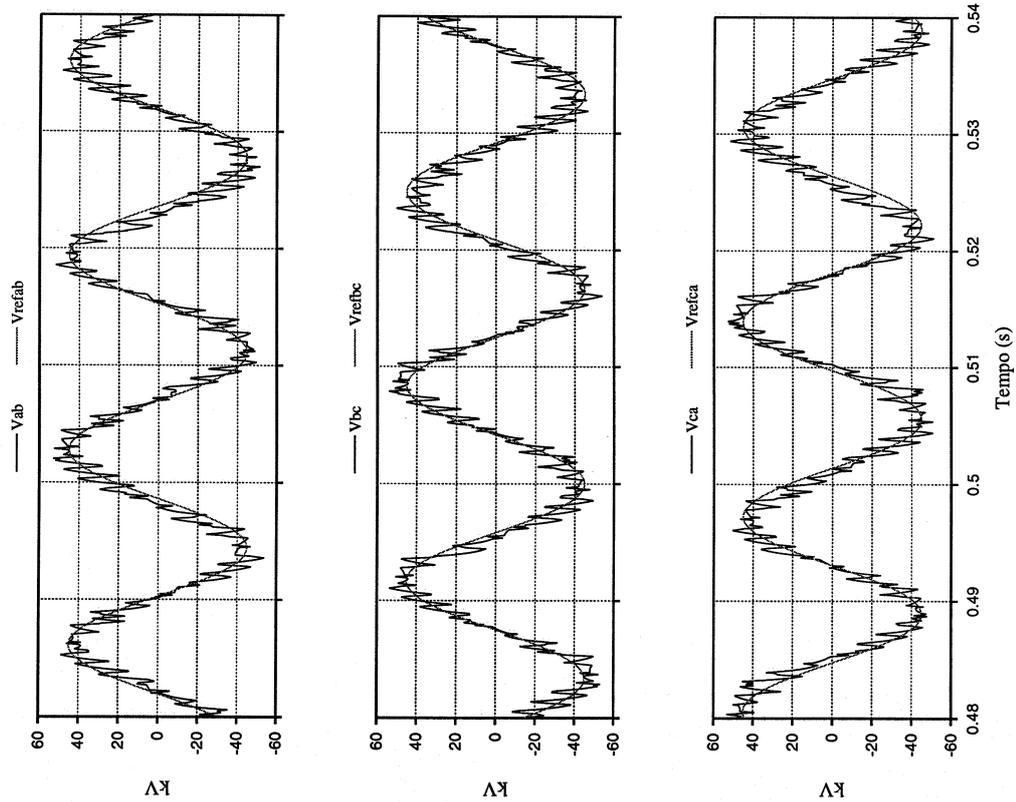


Fig. A25(a): Tensões de linha para o conversor com controlador tipo vetorial. S4.

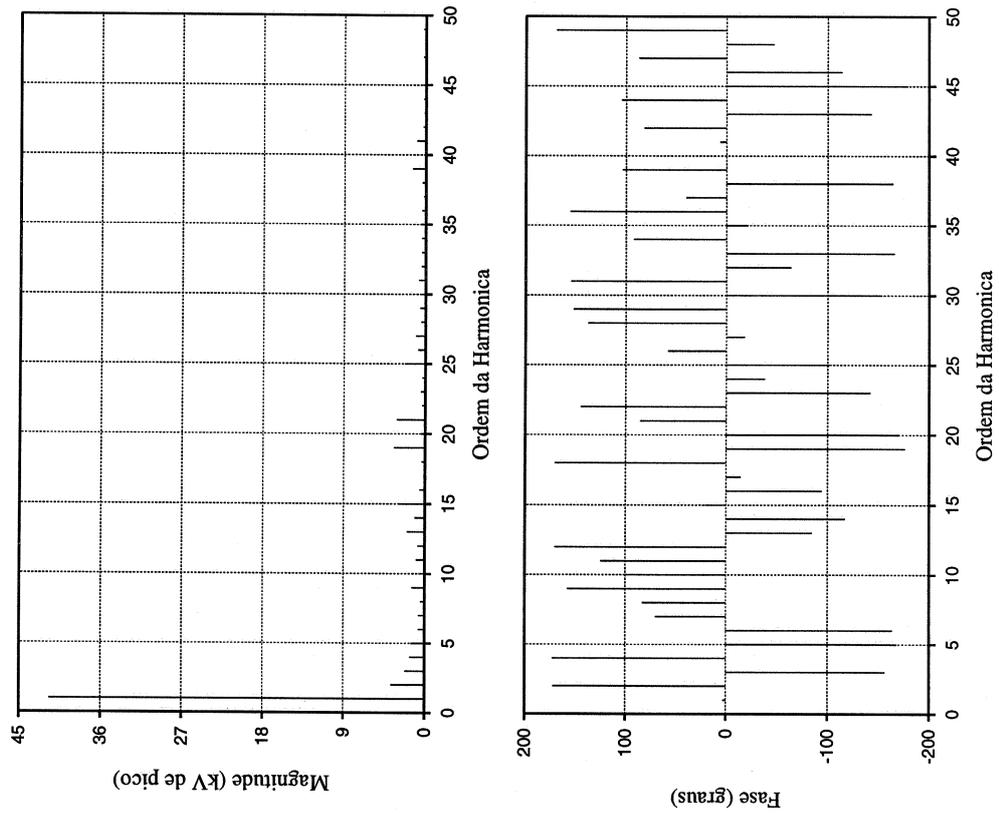


Fig. A25(b): Espectro (magnitude e fase) da tensão de linha V_{ab} para o conversor com controlador tipo vetorial. S4.

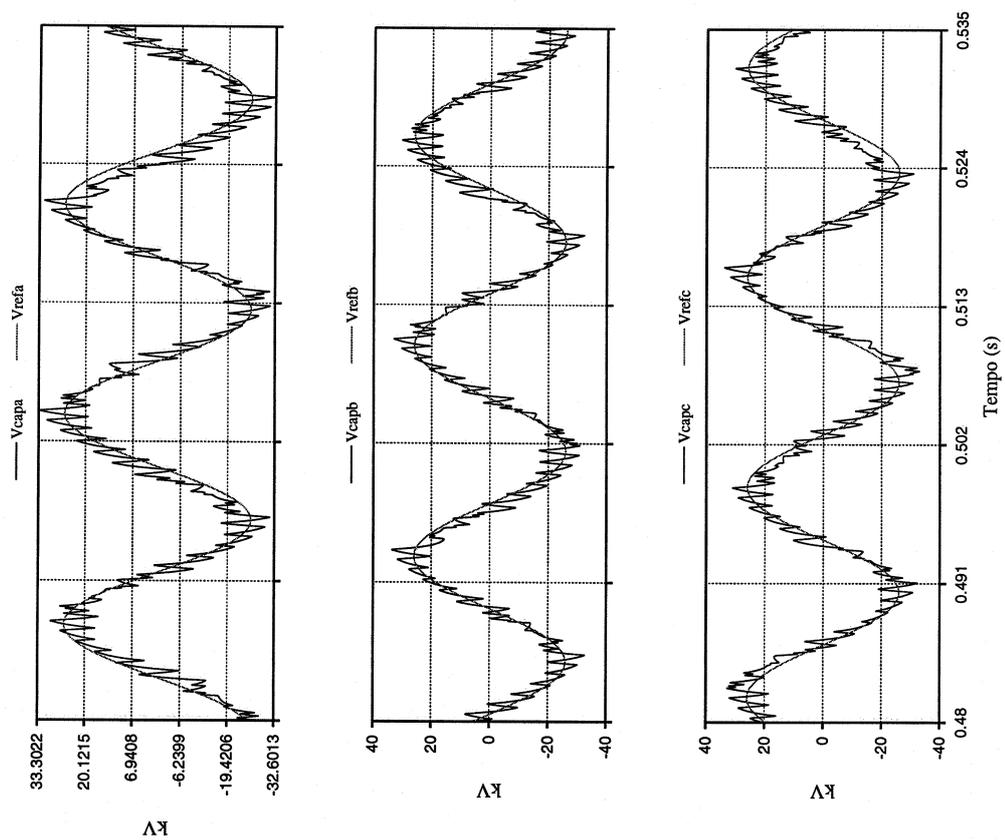


Fig. A26(a): Tensões dos capacitores (de fase) para o conversor com controlador tipo vetorial. S4.

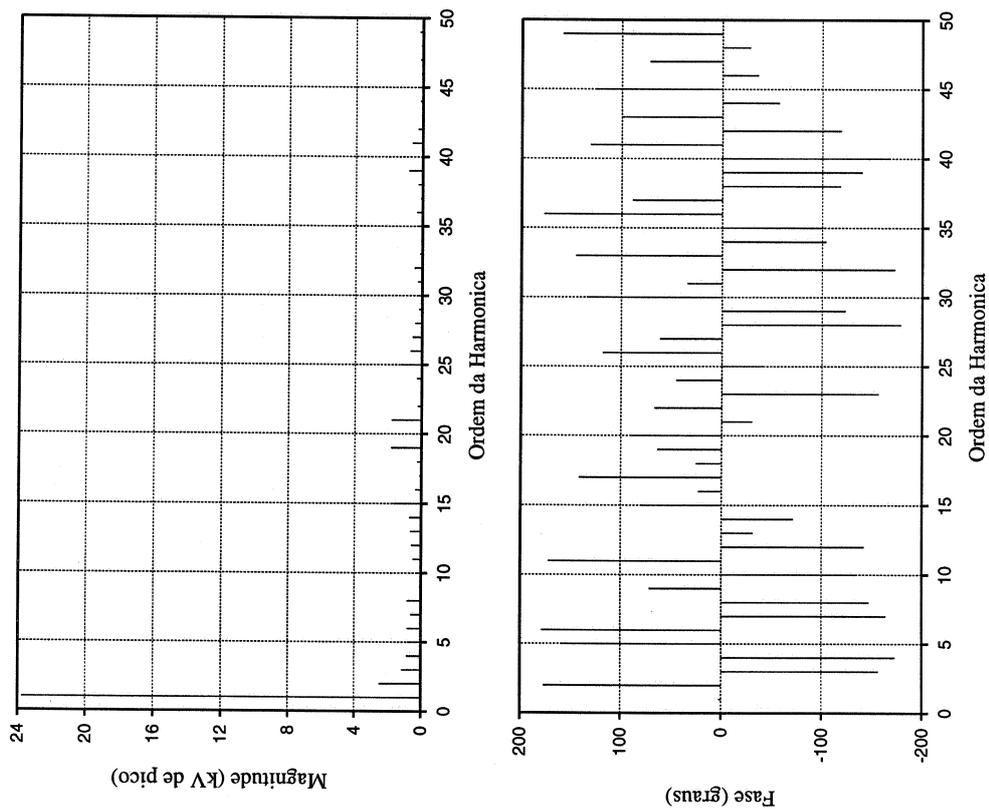


Fig. A26(b): Espectro (magnitude e fase) da tensão do capacitor V_{capa} para o conversor com controlador tipo vetorial. S4.

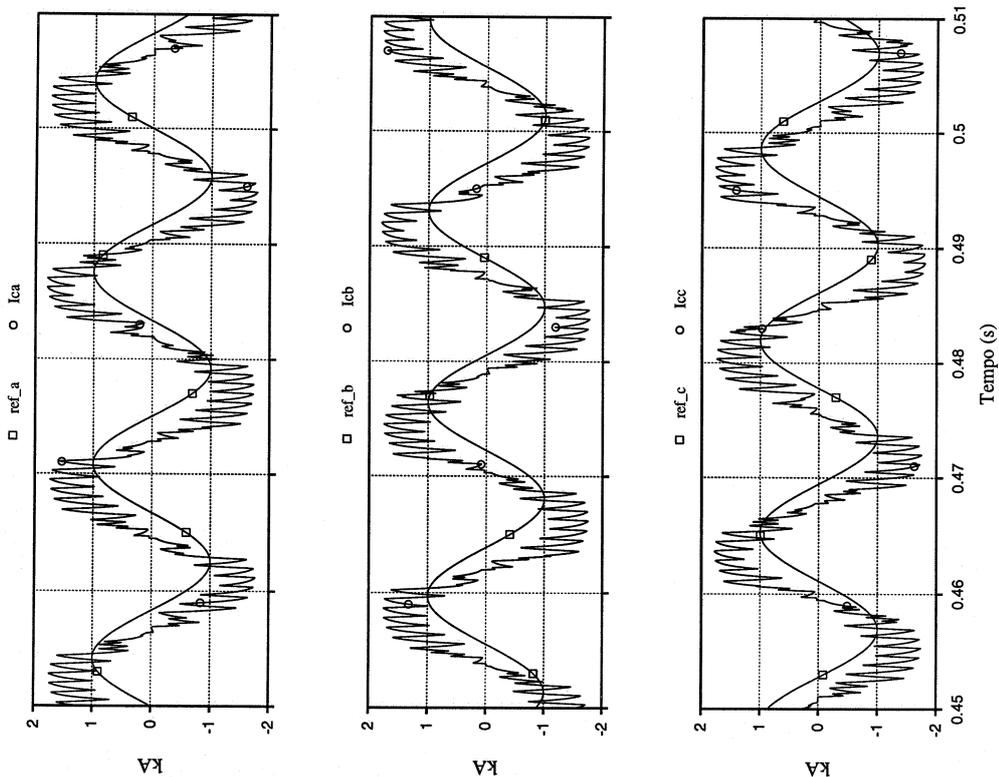


Fig. A27(a): Correntes de linha para o conversor com controlador tipo vetorial. S4.

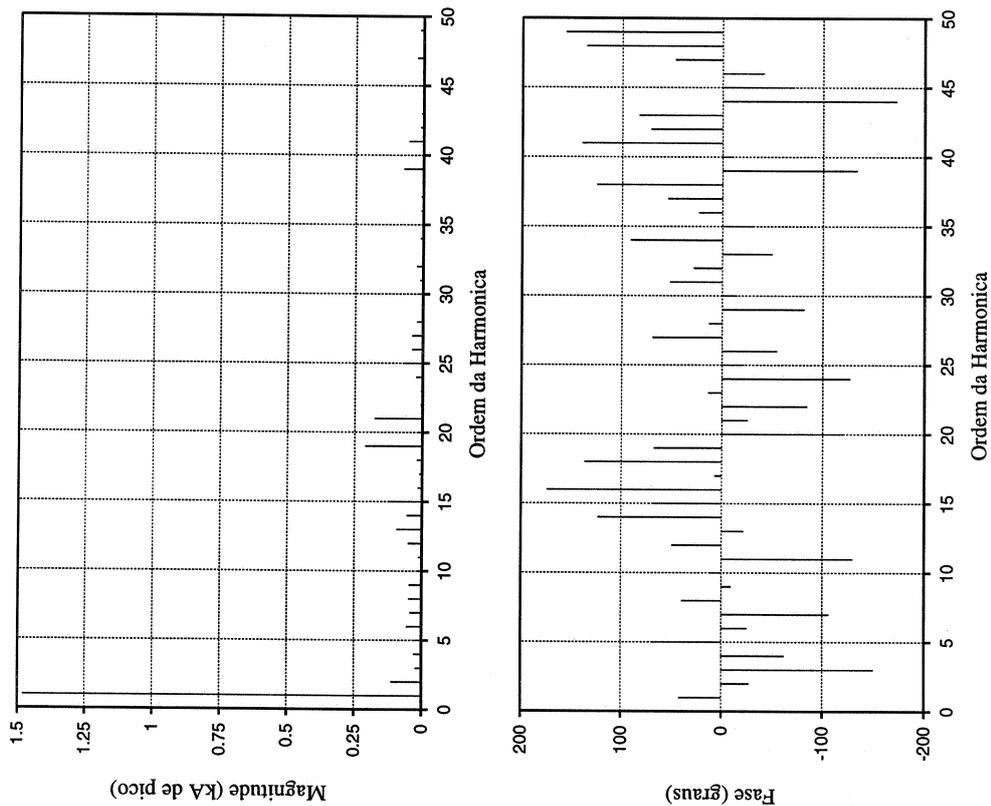


Fig. A27(b): Espectro (magnitude e fase) da corrente de linha i_{ca} para o conversor com controlador tipo vetorial. S4.

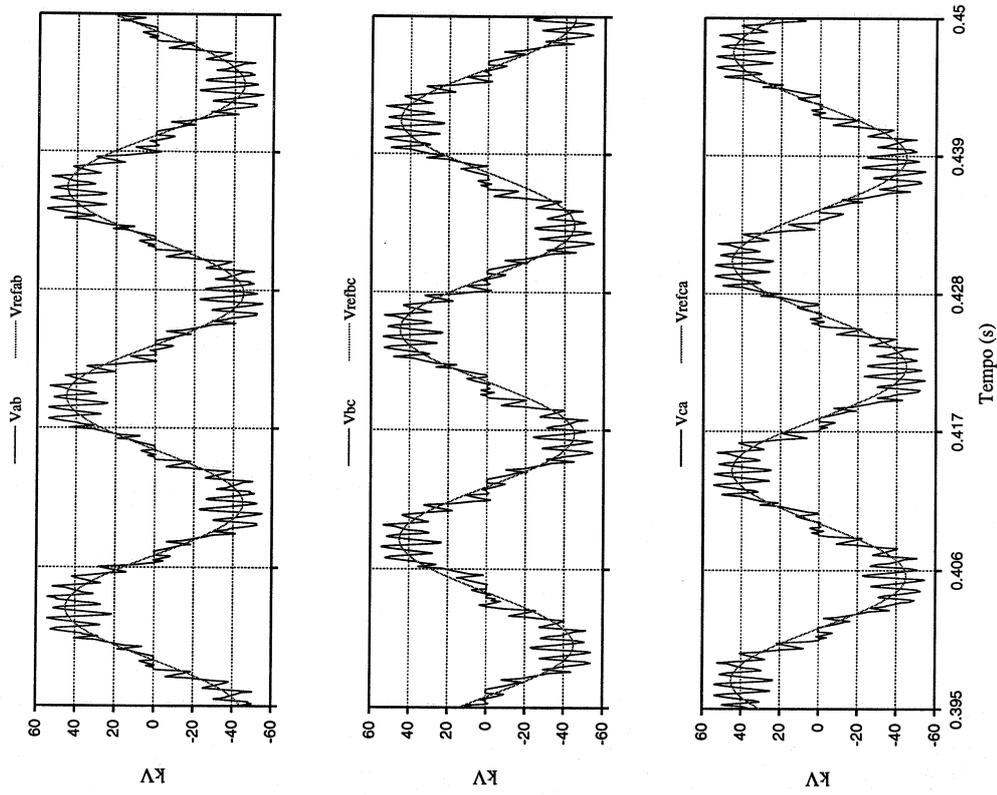


Fig. A28(a): Tensões de linha para o conversor com controlador tipo vetorial. S5.

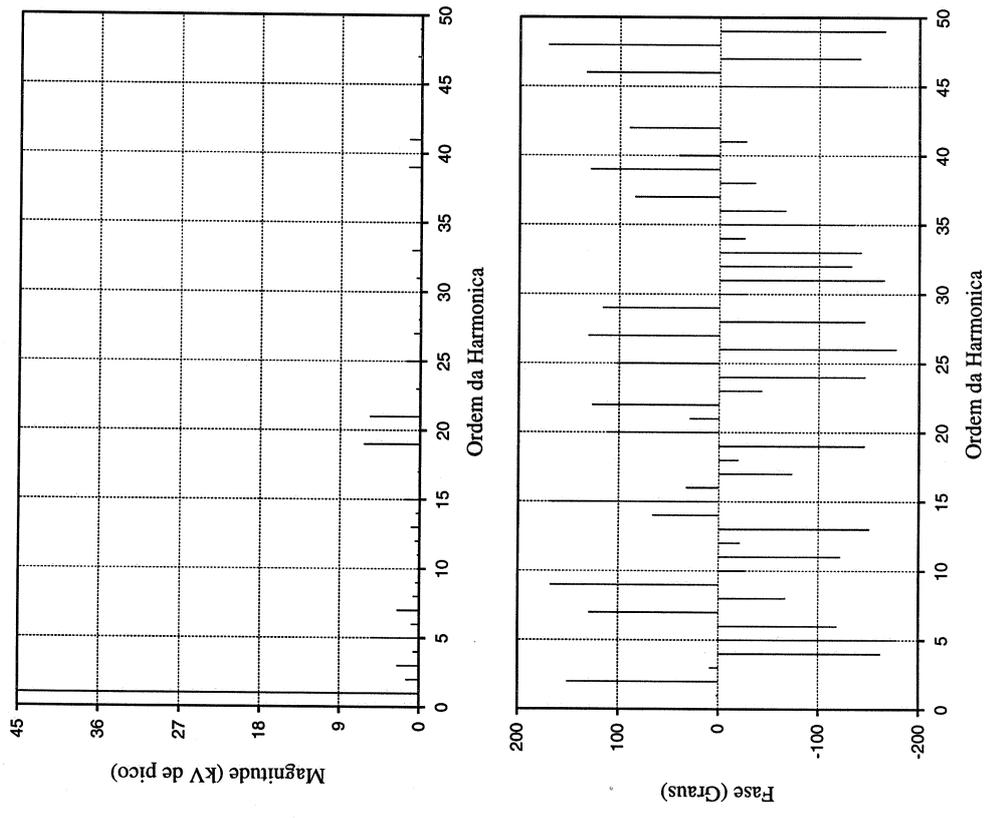


Fig. A28(b): Espectro (magnitude e fase) da tensão de linha v_{ab} para o conversor com controlador tipo vetorial. S5.

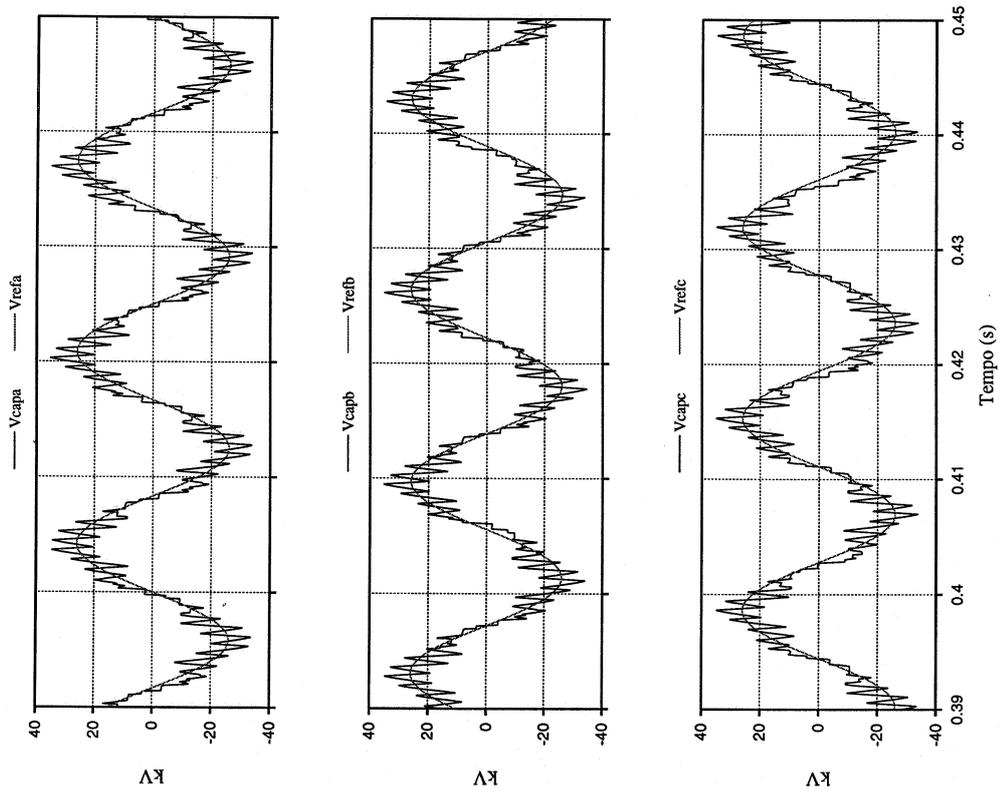


Fig. A29(a): Tensões dos capacitores (de fase) para o conversor com controlador tipo vetorial. S5.

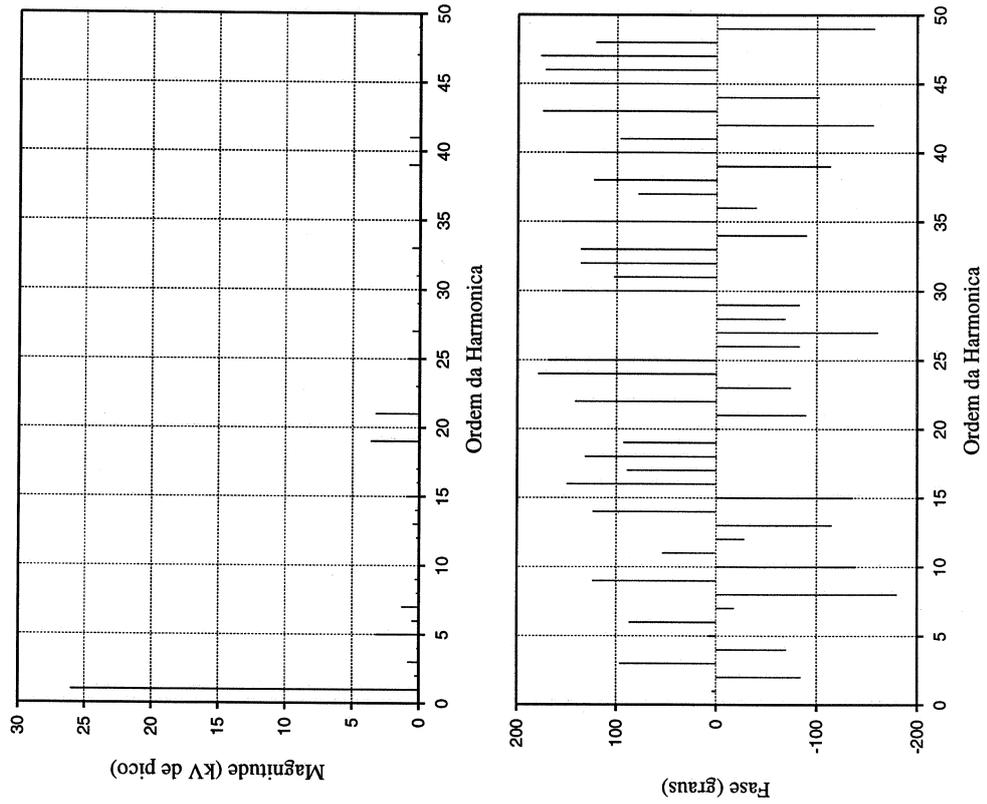


Fig. A29(b): Espectro (magnitude e fase) da tensão do capacitor V_{capa} para o conversor com controlador tipo vetorial. S5.

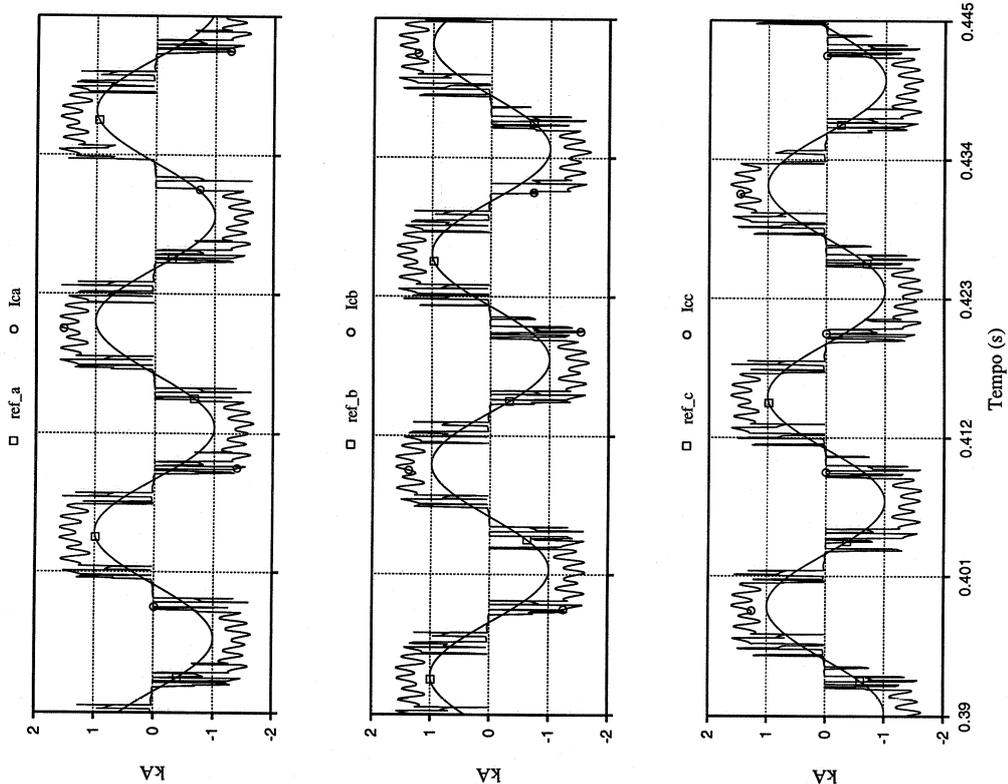


Fig. A30(a): Correntes de linha para o conversor com controlador tipo vetorial. S5.

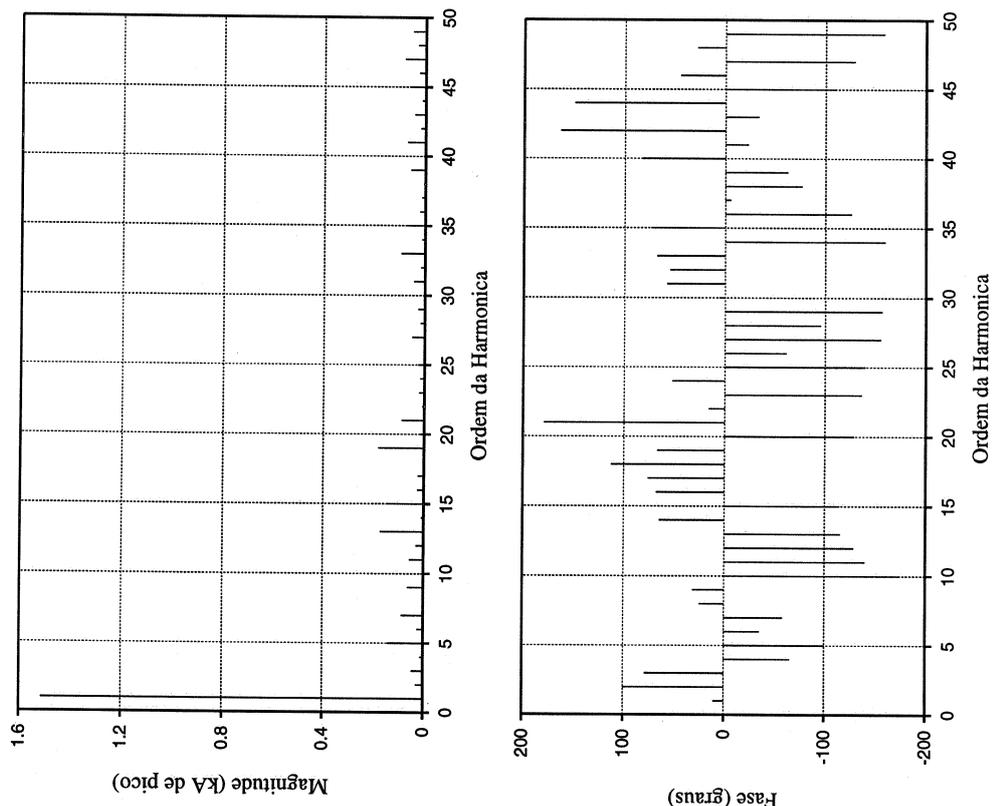


Fig. A30(b): Espectro (magnitude e fase) da corrente de linha i_{ca} para o conversor com controlador tipo vetorial. S5.



UNIVERSIDADE DE SÃO PAULO
ESCOLA POLITÉCNICA

TERMO DE JULGAMENTO
DE
DEFESA DE TESE DE DOUTORAMENTO

Aos 08 dias do mês de fevereiro de 1999, às 13:30 horas, no Departamento de Engenharia de Energia e Automação Elétricas da Escola Politécnica da Universidade de São Paulo, presente a Comissão Julgadora, integrada pelos Senhores Professores Doutores Walter Kaiser, Orientador do candidato, Lineu Belico dos Reis, Lourenço Matakas Júnior, Azauri Albano de Oliveira Júnior e Edson Hirokazu Watanabe iniciou-se a Defesa de Tese de Doutorado do Senhor **WISON KOMATSU**.

Título da Tese: "CONVERSORES AUTO-COMUTADOS APLICADOS EM DERIVAÇÕES DE SISTEMAS DE TRANSMISSÃO DE CORRENTE CONTÍNUA E ALTA TENSÃO".

Concluída a argüição, procedeu-se ao julgamento na forma regulamentar, tendo a Comissão Julgadora considerada o candidato:

Prof.Dr.Walter Kaiser.....(APROVADO)
Prof.Dr.Lineu Belico dos Reis.....(APROVADO)
Prof.Dr.Lourenço Matakas Júnior.....(APROVADO)
Prof.Dr.Azauri Albano de Oliveira.....(APROVADO)
Prof.Dr.Edson Hirokazu Watanabe.....(APROVADO)

Para constar, é lavrado o presente termo, que vai assinado pela Comissão Julgadora e pela Secretária da Seção de Pós-Graduação.

São Paulo, 08 de fevereiro de 1999.

A Comissão Julgadora:

Walter Kaiser

Lineu Belico dos Reis

Lourenço Matakas Júnior

Azauri Albano de Oliveira

Edson Hirokazu Watanabe

Secretária: Elisabete Ap^a F.S.Ramos

Obs: Resolução 4476, de 17-9-1997 Altera dispositivos do Regimento Geral da USP Art.109 - Imediatamente após o encerramento da argüição da dissertação ou da tese cada examinador expressará seu julgamento em sessão secreta, considerando o candidato **aprovado** ou **reprovado**.

Homologado pela C.P.G. em reunião realizada a ___/___/___.