
Conversores Estáticos Com Controle Digital Para Aplicações Em Sistemas Monofásicos

Talvanes Meneses Oliveira

Tese de Doutorado submetida à Coordenação dos Cursos de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal da Paraíba - Campus II, como parte dos requisitos necessários para obtenção do grau de Doutor em Ciências no Domínio da Engenharia Elétrica.

Área de Concentração: Processamento da energia

Cursino Brandão Jacobina, Dr.Ing - UFPb.
Orientador

Campina Grande, Paraíba, Brasil
©Talvanes Meneses Oliveira, Dezembro de 2001



48C

Oliveira, Talvanes Meneses

Conversores Estáticos com Controle Digital para Aplicações em Sistemas Monofásicos/ Talvanes Meneses Oliveira. - Campina Grande - PB: UFPB, 2001.

193p.: il.

**Tese de Doutorado - UFPB/CCT- Engenharia Elétrica
Inclui Bibliografia**

1.Eletrônica Industrial 2. Conversores Estáticos 3.Sistemas Monofásicos 4. Controle Digital I. Título

CDU: 681.322

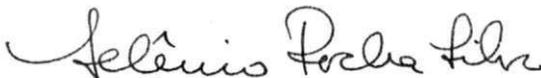
**CONVERSORES ESTÁTICOS COM CONTROLE DIGITAL PARA APLICAÇÕES
EM SISTEMAS MONOFÁSICOS**

TALVANES MENEZES OLIVEIRA

Tese Aprovada em 06.12.2001



PROF. CURSINO BRANDÃO JACOBINA, Dr.Ing., UFPB
Orientador



PROF. SELÊNIO ROCHA SILVA, D.Sc., UFMG
Componente da Banca



PROF. ANDRÉS ORTIZ SALAZAR, Dr., UFRN
Componente da Banca



PROF. EDISON ROBERTO CABRAL DA SILVA, Dr.Ing, UFPB
Componente da Banca



PROF. ANTONIO MARCUS NOGUEIRA LIMA, Dr., UFPB
Componente da Banca

CAMPINA GRANDE – PB
Dezembro - 2001

Dedicatória

Dedico este trabalho aos meus pais José e Iolanda e à minha esposa Maiza (Luiza)

Agradecimentos

Agradeço ao professor Cursino Brandão Jacobina pela valiosa orientação, necessária para a realização deste trabalho.

Agradeço aos professores Benedito Antonio Luciano, Edison Roberto Cabral da Silva e Antonio Marcus Nogueira Lima por suas atenções e esclarecimentos sempre pertinentes.

Agradeço aos meus amigos Alexandre, Christian, Edgar, Gustavo, Levi, Luiz Alberto, Marcelo, Márcio, Maurício, Ricardo Pinheiro, Ricardo Ribeiro e Reginaldo pelo muito que aprendi nesses anos de agradável convivência.

Agradeço aos colegas de Departamento pela amizade e confiança.

Resumo

Este trabalho trata de estratégias de controle de conversores estáticos para sistemas elétricos monofásicos. As estratégias de controle propostas são baseadas num modelo vetorial do sistema monofásico. Essas estratégias de controle incluem malhas de controle de corrente e controle de tensão que garantem alto fator de potência e minimizam a distorção harmônica. O desenvolvimento do modelo vetorial requer a introdução de um circuito monofásico virtual para criação do eixo em quadratura da formulação vetorial. Conversores estáticos dos tipos ca/cc e $ca/cc/ca$, reversíveis, foram considerados nesse trabalho. São investigadas as características de regime transitório e de regime permanente dos sistemas de conversão. No estudo de regime permanente considera-se a influência dos valores dos parâmetros dos elementos passivos (resistências e indutâncias) no controle do fator de potência e no controle da tensão no elo cc . No caso dos conversores ca/cc e $ca/cc/ca$ o estudo de regime permanente inclui uma avaliação das correntes nos capacitores e dos harmônicos introduzidos pela tensão modulada nos terminais das chaves. Para diminuir o custo do sistema de conversão, investiga-se, para o caso $ca/cc/ca$, o conceito de compartilhamento de um braço. O braço compartilhado é utilizado tanto do lado do retificador de entrada quanto do lado dos inversores que alimentam as cargas. A geração dos sinais de comando das chaves estáticas é feita através de técnicas de modulação por largura de pulso do tipo escalar ou vetorial, desenvolvidas para cada uma das configurações estudadas. O trabalho apresenta resultados obtidos por simulações digitais bem como resultados obtidos em laboratório numa plataforma experimental na qual foram implementadas as estratégias de controle e as configurações estudadas. Os resultados experimentais são satisfatórios e comprovam a validade da formulação proposta.

Abstract

This work deals with control strategies of static converters for single-phase systems. The proposed strategies are based on a vector model for representing the single-phase system. These strategies include the current control and the voltage control that provide high power factor and minimize the harmonic distortion. The development of the vector model has required the introduction of a virtual single-phase circuit to create the quadrature axis of the vector framework. Reversible AC/AC and AC/DC/AC static converters have been considered in this work. The transient and steady-state characteristics of the conversion systems have been investigated. In the steady-state characteristics, the influence of the values of the parameters of the passive elements (resistances and inductances) over the power factor control and the control of the voltage of the DC link bus was studied. In the case of the AC/DC and AC/DC/AC converters, the steady-state also includes the evaluation of the capacitor current and the harmonic components resulting from the modulation of the switch voltage. To reduce the cost of the conversion system based on the AC/DC/AC converter, the concept of sharing one leg is investigated. The shared leg is used either by the input rectifier and the output inverters employed to supply the loads. The generation of the gating signals is done using scalar and vector pulse width modulation techniques conceived for each one of the configurations being studied. The work presents results obtained from digital simulation as well experimental results obtained with a laboratory prototype in which all the proposed strategies were for all the configurations. The experimental results were satisfactory and demonstrate the correctness of the proposed methodology.

Lista de Símbolos

- C capacitor
- D relação cíclica de chaveamento
- $\frac{d}{dt}$ derivada com relação ao tempo
- E tensão total no barramento cc
- e_l força contra-eletromotriz da carga
- fp fator de potência
- $G_{C_I}(s)$, $G_{C_{II}}(s)$ e $G_{C_{III}}(s)$ funções de transferências dos controladores I , II e III no domínio de Laplace
- $G_s(s)$ função de transferência do circuito composto pela fonte, indutância e conversor no domínio de Laplace
- h ordem do harmônico
- h_a período de amostragem
- H_v bloco de identificação da amplitude e da fase da tensão da fonte
- I amplitude do vetor corrente resultante
- i^a vetor corrente resultante
- \tilde{i}^a termo de corrente de perturbação
- i^+ vetor corrente de seqüência positiva no referencial síncrono
- i^- vetor corrente de seqüência negativa no referencial síncrono
- i_d^a corrente do circuito de eixo d
- I_h amplitude em *rms* da corrente harmônica de ordem h

- i_o corrente instantânea na fonte
- I_o amplitude em *rms* da corrente na fonte
- \mathbf{I}_o vetor corrente na fonte
- i_{oc} corrente instantânea correspondente à contribuição do barramento da fonte ao capacitor
- \bar{i}_{oc} corrente média correspondente à contribuição do barramento da fonte ao capacitor
- \tilde{i}_{oc} corrente alternada devido ao chaveamento correspondente à contribuição do barramento da fonte ao capacitor
- I_{oh} amplitude em *rms* da corrente harmônica na fonte
- I_{o1} amplitude em *rms* da corrente fundamental na fonte
- i_{lc} corrente instantânea correspondente a contribuição do barramento da carga ao capacitor
- \bar{i}_{lc} corrente média correspondente à contribuição do barramento da carga ao capacitor
- \tilde{i}_{lc} corrente alternada devido ao chaveamento correspondente à contribuição do barramento da carga ao capacitor
- i_q^s corrente do circuito de eixo q
- i_l corrente instantânea na carga
- I_1 amplitude em *rms* da corrente fundamental
- i_c corrente instantânea no capacitor
- \bar{i}_c corrente média no elo capacitivo
- i_{c1} corrente instantânea no capacitor superior do banco de capacitores
- i_{c2} corrente instantânea no capacitor inferior do banco de capacitores
- i_{q_a} corrente instantânea na chave q_a
- i_{q_r} corrente instantânea na chave q_r

- $i_{q_{ij}}$ corrente instantânea na chave q_{ij} , $j = 1, \dots, n$
- i_{q_i} corrente instantânea na chave q_i , $i = 1, 2, \dots, 8$
- j variável que representa o enésimo conversor
- K constante adimensional que representa a relação entre os valores *rms* das componentes fundamentais das tensões nos terminais de entrada do retificador e da fonte ca
- k_a , k_b e k_c ganhos dos Controladores *II* e *III*
- k_i ganho integral
- k_p ganho proporcional
- k_p^+ , k_i^+ , k_p^- e k_i^- ganhos das partes positiva e negativa dos controladores
- L_d indutância do circuito
- l_l indutância da carga
- L_o indutância de filtro
- L_q indutância do circuito fictício
- L_s indutância interna da fonte
- m conversor genérico
- m_a índice de modulação
- P controlador proporcional
- P_{ca} potência entregue à carga
- PI controlador proporcional integrativo
- PID controlador proporcional integral derivativo
- P_o potência ativa fornecida pela fonte
- p_o^* potência ativa fornecida da fonte para o banco de capacitores
- p_l^* potência ativa recebida pela carga do banco de capacitores
- PWM modulação de largura de pulso

- Q potência reativa
- Q_o potência reativa fundamental
- $q_1, q_2, \dots, q_8, q_a, q_r, q_{lj}$, chaves estáticas
- R_{ci} bloco do controlador de corrente
- R_d resistência do circuito
- r_l resistência da carga
- R_o resistência que representa as perdas ôhmicas entre a fonte e a entrada do retificador
- R_q resistência do circuito fictício
- s_L pólo do sistema conversor
- S_o potência aparente fornecida pela fonte
- S potência complexa
- s_1 e s_2 zeros do Controlador I
- t tempo
- T tempo total de chaveamento
- T_o período de um ciclo completo da tensão da fonte
- $TDH\%$ taxa de distorção harmônica percentual
- t_{on} tempo em que a chave permanece fechada durante um ciclo de chaveamento
- u^r vetor tensão resultante
- u^+ vetor tensão de seqüência positiva no referencial síncrono
- u^- vetor tensão de seqüência negativa no referencial síncrono
- u^{+*}, u^{-*} e u^{s*} são as tensões estacionárias de referências positiva e negativa
- u_d^s tensão da fonte de eixo d
- u_q^s tensão da fonte de eixo q

- \tilde{V} amplitude do vetor tensão de perturbação
- v^* tensão de referência
- v_c tensão instantânea no capacitor
- V_{c1} amplitude da tensão no banco de capacitores superiores
- V_{c2} amplitude da tensão no banco de capacitores inferiores
- v_{i0} tensão instantânea entre os pontos i e 0 do conversor, (tensão de pólo)
- v_{ij} tensão instantânea na j ésima carga
- V_{md} amplitude máxima da tensão da fonte do circuito real
- V_{mq} amplitude máxima da tensão da fonte do circuito fictício
- v_o tensão instantânea na fonte
- V_o amplitude em *rms* da tensão na fonte
- $\angle v_o$ fase da tensão da fonte
- v_r tensão instantânea nos terminais do retificador
- V_r amplitude em *rms* da tensão nos terminais de entrada do retificador
- V_h amplitude em *rms* da tensão harmônica de ordem h
- V_o vetor da componente fundamental da tensão da fonte
- V_L vetor da componente fundamental da tensão da indutância de filtro
- V_r vetor da componente fundamental da tensão nos terminais do retificador
- V_{R_o} vetor da componente fundamental da tensão na resistência de perdas
- ω_e frequência angular da fonte
- ω_h frequência angular do harmônico de ordem qualquer
- ω_l frequência angular da carga
- x_a^s e x_b^s variáveis de estado relacionadas com as partes real e imaginária do controlador no referencial estacionário

- x^+ e x^- variáveis de estado associadas com a parte integral positiva e negativa dos controladores
- X_o reatância do filtro indutivo
- Z_o impedância do circuito do filtro
- δ_e ângulo de fase do vetor tensão
- Δi_l amplitude em *rms* da ondulação da corrente na carga
- Δv_l amplitude em *rms* da ondulação da tensão no elo capacitivo
- ξ^s erro estacionário
- ϵ^s vetor força contra-eletromotriz resultante
- ϵ_d^s força contra-eletromotriz de eixo d
- ϵ_q^s força contra-eletromotriz do circuito fictício
- \tilde{v}^s termo de tensão de perturbação
- Ξ amplitude de seqüência positiva da fonte de tensão desbalanceada
- $\tilde{\Xi}$ amplitude de seqüência negativa da fonte de tensão desbalanceada
- η rendimento
- π variável pi
- θ ângulo de fase da tensão nos terminais do retificador (ângulo de carga)
- ϕ ângulo de fase da corrente da fonte
- τ_1, τ_2, τ_3 e τ_4 larguras dos pulsos
- μ fator de distribuição das larguras de pulsos
- μ_r e μ_i fator de distribuição específico para retificador e para inversor, respectivamente

Lista de Figuras

2.1	Circuito monofásico composto de fonte e carga $RL\epsilon$	13
2.2	Sistemas de eixos para modelo vetorial dq	14
2.3	Modelo vetorial para o circuito monofásico: a) circuito monofásico real; b) circuito monofásico fictício.	15
2.4	Diagrama de bloco de um controlador de corrente de seqüência positiva e negativa para sistemas monofásicos com emulação do eixo q: a) no referencial síncrono, controlador A ; b) no referencial estacionário, controlador B	22
2.5	Diagrama de bloco do controlador de corrente de seqüência positiva e negativa para sistemas monofásicos no referencial estacionário com mesmos ganhos k_i^+ e k_i^- (Controladores I , II e III)	23
2.6	Diagrama do sistema em malha-fechada	24
2.7	Características do sistema operando com Controlador I , com cancelamento exato: a) lugar de raízes; b) diagrama de Bode; c) erro para resposta ao degrau.	28
2.8	Características do sistema operando com Controlador I , com erro de cancelamento por falta: a) lugar de raízes; b) diagrama de Bode; c) erro para resposta ao degrau.	30
2.9	Características do sistema operando com Controlador I , com erro de cancelamento por excesso: a) lugar de raízes; b) diagrama de Bode; c) erro para resposta ao degrau.	31
2.10	Características do sistema operando com Controlador II , com cancelamento exato: a) lugar de raízes; b) diagrama de Bode; c) erro para resposta ao degrau.	33
2.11	Características do sistema operando com Controlador II , com erro de cancelamento por falta: a) lugar de raízes; b) diagrama de Bode; c) erro para resposta ao degrau.	34

2.12	Características do sistema operando com Controlador <i>II</i> , com erro de cancelamento por excesso: a) lugar de raízes; b) diagrama de Bode; c) erro para resposta ao degrau.	35
2.13	Características do sistema operando com Controlador <i>III</i> , com cancelamento perfeito: a) lugar de raízes; b) diagrama de Bode; c) erro para resposta ao degrau.	37
2.14	Características do sistema operando com Controlador <i>III</i> , com erro de cancelamento por falta: a) lugar de raízes; b) diagrama de Bode; c) erro para resposta ao degrau.	38
2.15	Características do sistema operando com Controlador <i>III</i> , com erro de cancelamento por excesso: a) lugar de raízes; b) diagrama de Bode; c) erro para resposta ao degrau.	39
2.16	Diagrama de blocos do controlador de corrente na frequência fundamental e harmônica.	40
2.17	Características do sistema operando com dois controladores, um de fundamental e outro de 5° harmônico: a) lugar de raízes; b) diagrama de Bode; c) erro para resposta ao degrau.	42
2.18	Erro para resposta à excitação senoidal em degrau composta de fundamental e de 5° harmônico com sistema utilizando somente o Controlador <i>I</i>	43
3.1	Ponte retificadora a diodos	47
3.2	Utilização de interface	48
3.3	Conversor elevador de tensão	49
3.4	Curvas de ganho	49
3.5	Retificador com chaves controladas	50
3.6	Ponte retificadora com chaves controladas - Configuração em ponte completa	53
3.7	Retificador com chaves controladas - Configuração em meia ponte	53
3.8	Diagramas elétrico e vetorial para o sistema conversor desprezando as perdas resistivas: a) diagrama elétrico monofásico equivalente; b) diagrama fasorial.	55
3.9	Varição de f_p versus potência ativa da fonte para valores constantes K e $X_o = 0,2pu$	57
3.10	Varição de f_p versus potência ativa da fonte para valores constantes de X_o e $K = 1$	58

3.11	Diagramas elétrico e vetorial para o sistema conversor considerando as perdas resistivas não nulas: a) diagrama elétrico monofásico equivalente; b) diagrama fasorial.	59
3.12	Variação de f_p versus potência ativa da fonte para valores constantes de R_o com $K = 1$ e $X_o = 0,2pu$	62
3.13	Variação de f_p versus potência ativa da fonte para valores constantes de X_o com $K = 1$ e $R_o = 0,1pu$	62
3.14	Variação de f_p versus potência ativa da fonte para valores constantes de X_o com $K = 1,1$ e $R_o = 0,1pu$	63
3.15	Ponte retificadora com chaves controladas - Configuração em ponte completa	64
3.16	Largura dos pulsos τ_1 e τ_2 para retificador ponte completa	66
3.17	Retificador com chaves controladas - Configuração em meia ponte	69
3.18	Largura do pulso τ_1 para retificador meia ponte	70
3.19	Diagrama de blocos de controle do retificador através do controle do ângulo da tensão do conversor.	73
3.20	Diagrama de blocos de controle do retificador com controle de corrente.	73
3.21	Curvas de desempenho da tensão na entrada do retificador.	75
3.22	Resultados de simulação com controle de fase. Características de operação em regime permanente com retificador em meia ponte: a) Curvas de tensão e de corrente na fonte ca ; b) Tensões nos capacitores e tensão total no barramento cc	77
3.23	Resultados de simulação com controle de fase. Características de desempenho para operação em regime permanente com retificador em meia ponte: a) fator de forma, fator de potência e rendimento; b) Espectro dos sinais de tensão e de corrente na fonte ca	78
3.24	Resultados de simulação com Controlador O . Características de operação em regime permanente com retificador em ponte completa: a) Curvas de tensão e de corrente na fonte ca ; b) Tensões nos capacitores e tensão total no barramento cc ; c) Erro de corrente.	80
3.25	Resultados de simulação com Controlador O . Características de desempenho para operação em regime permanente com retificador em ponte completa: a) Fator de forma, fator de potência e rendimento; b) Espectro dos sinais de tensão e de corrente na entrada do retificador.	81

3.26	Resultados de simulação com Controlador <i>I</i> . Características de operação em regime permanente com retificador em ponte completa: a) Curvas de tensão e de corrente na fonte <i>ca</i> ; b) Tensões nos capacitores e tensão total no barramento <i>cc</i> ;	81
3.27	Resultados de simulação com Controlador <i>I</i> . Características de desempenho para operação em regime permanente com retificador em ponte completa: a) Fator de forma, fator de potência e rendimento; b) Espectro dos sinais de tensão e de corrente na fonte <i>ca</i>	82
3.28	Resultados de simulação com Controlador <i>I</i> . Características de desempenho para operação em regime permanente com retificador em meia ponte: a) Espectro dos sinais de tensão e de corrente na fonte <i>ca</i>	83
3.29	Resultados experimentais com controle de fase. Características de operação em regime permanente com retificador em meia ponte: a) Curvas de tensão e de corrente na fonte <i>ca</i> ; b) Tensões nos capacitores e tensão total no barramento <i>cc</i>	84
3.30	Resultados experimentais com controle de fase. Características de desempenho para operação em regime permanente com retificador em meia ponte: Fator de forma, fator de potência e rendimento.	85
3.31	Resultados experimentais com controle de fase. Características de operação em regime permanente com retificador em ponte completa: a) Curvas de tensão e de corrente na fonte <i>ca</i> ; b) Tensões nos capacitores e tensão total no barramento <i>cc</i>	86
3.32	Resultados experimentais com controle de fase. Características de desempenho para operação em regime permanente com retificador em ponte completa: a) Fator de forma, fator de potência e rendimento; b) Espectro dos sinais de tensão e de corrente na fonte <i>ca</i>	87
3.33	Resultados experimentais com Controlador <i>O</i> . Características de operação em regime permanente com retificador em ponte completa: a) Curvas de tensão e de corrente na fonte <i>ca</i> ; b) Tensões nos capacitores e tensão total no barramento <i>cc</i> ; c) Erro de corrente.	88
3.34	Resultados experimentais com Controlador <i>O</i> . Características de desempenho para operação em regime permanente com retificador em ponte completa: a) Fator de forma, fator de potência e rendimento; b) Espectro dos sinais de tensão e de corrente na fonte <i>ca</i>	89

3.35	Resultados experimentais com Controlador <i>O</i> . Características de operação em regime transitório com retificador em ponte completa: a) Curvas de tensão e de corrente na fonte <i>ca</i> ; b) Tensões nos capacitores e tensão total no barramento <i>cc</i> ; c) Erro de tensão; d) Corrente de carga.	90
3.36	Resultados experimentais com Controlador <i>O</i> . Características de desempenho para operação em regime transitório com retificador em ponte completa, curva de <i>fp</i>	91
3.37	Resultados experimentais com Controlador <i>O</i> . Características de desempenho para operação em regime permanente com retificador em meia ponte: a) Rendimento; b) Espectro do sinal de corrente na fonte <i>ca</i> . . .	91
3.38	Resultados experimentais com Controlador <i>O</i> . Características de operação em regime transitório com retificador em meia ponte: a) Curvas de tensão e de corrente na fonte <i>ca</i> ; b) Tensões nos capacitores e tensão total no barramento <i>cc</i>	92
3.39	Resultados experimentais com Controlador <i>O</i> . Características de desempenho para operação em regime transitório com retificador em meia ponte, curva de <i>fp</i>	93
3.40	Resultados experimentais com Controlador <i>I</i> . Características de operação em regime permanente com retificador em ponte completa: a) Curvas de tensão e de corrente na fonte <i>ca</i> ; b) Tensões nos capacitores e tensão total no barramento <i>cc</i> ; c) Erro de corrente.	94
3.41	Resultados experimentais com Controlador <i>I</i> . Características de desempenho para operação em regime permanente com retificador em ponte completa: a) Fator de forma, fator de potência e rendimento; b) Espectro dos sinais de tensão e de corrente na fonte <i>ca</i>	95
3.42	Resultados experimentais com Controlador <i>I</i> . Características de operação em regime transitório com retificador em ponte completa: a) Curvas de tensão e de corrente na fonte <i>ca</i> ; b) Tensões nos capacitores e tensão total no barramento <i>cc</i>	96
3.43	Resultados experimentais com Controlador <i>I</i> . Características de desempenho para operação em regime transitório com retificador em ponte completa, curva de <i>fp</i>	96
3.44	Resultados experimentais com Controlador <i>I</i> para corrente. Características de operação em regime permanente com retificador em meia ponte: a) Curvas de tensão e de corrente na entrada do retificador; b) Tensões nos capacitores e tensão total no barramento <i>cc</i>	97

3.45	Resultados experimentais com Controlador <i>I</i> para corrente. Características de desempenho para operação em regime permanente com retificador em meia ponte: a) Fator de forma, fator de potência e rendimento.	98
3.46	Resultados experimentais com Controlador <i>I</i> para corrente. Características de operação em regime transitório com retificador em meia ponte: a) Curvas de tensão e de corrente na entrada do retificador; b) Tensões nos capacitores e tensão total no barramento cc; c) Erro de tensão; d) Corrente de carga.	99
3.47	Resultados experimentais com Controlador <i>IV</i> . Características de operação em regime permanente com retificador em meia ponte: a) Curvas de tensão e de corrente na fonte <i>ca</i> ; b) Tensões nos capacitores e tensão total no barramento cc; c) Erro de corrente.	100
3.48	Resultados experimentais com Controlador <i>IV</i> . Características de desempenho para operação em regime permanente com retificador em meia ponte: a) Fator de forma, fator de potência e rendimento; b) Espectro dos sinais de tensão e de corrente na fonte <i>ca</i> .	101
3.49	Resultados experimentais com Controlador <i>IV</i> . Características de operação em regime transitório com retificador em meia ponte: a) Curvas de tensão e de corrente na fonte <i>ca</i> ; b) Tensões nos capacitores e tensão total no barramento cc.	102
3.50	Resultados experimentais com Controlador <i>IV</i> . Características de desempenho para operação em regime transitório com retificador em meia ponte: fator de potência e rendimento.	102
4.1	Diagrama do sistema retificador/inversor: a) com retificador não controlado; b) com retificador controlado.	108
4.2	Diagrama de bloco do sistema retificador/inversor.	108
4.3	Diagrama de circuito do conversor retificador/inversor com quatro braços.	109
4.4	Diagrama de circuito do conversor retificador/inversor monofásico com dois braços.	110
4.5	Diagrama de circuito do conversor retificador/inversor monofásico com três braços.	110
4.6	Largura dos pulsos τ_1 e τ_2 para o sistema conversor com dois braços.	113
4.7	Diagrama de circuito do conversor retificador/inversor monofásico com três braços.	115
4.8	Vetores gerados pelo conversor: a) Espaço vetorial tridimensional; b) Definição de vetores.	117

4.9	Largura dos pulsos τ_1 , τ_2 e τ_3 : a) com $\mu = 1$ para o retificador; b) com $\mu = 0,5$ para o retificador.	118
4.10	Diagrama de circuito do conversor retificador/inversor com quatro braços	124
4.11	Largura dos pulsos τ_1 , τ_2 , τ_3 e τ_4 : a) com $\mu_r = 1$ e $\mu_i = 1$; b) com $\mu_r = 0,5$ e $\mu_i = 0,66$	127
4.12	Diagrama de blocos de controle para o sistema retificador + inversor.	131
4.13	Curvas de desempenho da tensão para conversores em meia ponte e em ponte completa..	133
4.14	Resultados de simulação com Controlador <i>O</i> . Características de operação em regime permanente para conversor <i>ca/cc/ca</i> com três braços: a) Curvas de tensão e de corrente na entrada; b) Tensão no barramento <i>cc</i> ; c) Erro de tensão <i>cc</i> ; d) Erro de corrente <i>ca</i>	135
4.15	Resultados de simulação com Controlador <i>I</i> . Características de operação em regime permanente para conversor <i>ca/cc/ca</i> com três braços: a) Curvas de tensão e de corrente na entrada; b) Tensão no barramento <i>cc</i> ; c) Erro de tensão <i>cc</i> ; d) Erro de corrente <i>ca</i>	137
4.16	Resultados de simulação com Controlador <i>I</i> . Características de desempenho para operação em regime permanente para conversor <i>ca/cc/ca</i> com três braços: a) Fator de potência e rendimento; b) Espectro dos sinais de tensão e de corrente <i>ca</i>	138
4.17	Resultados de simulação com Controlador <i>IV</i> . Características de operação em regime permanente para conversor <i>ca/cc/ca</i> com três braços: a) Curvas de tensão e de corrente na entrada; b) Tensão no barramento <i>cc</i> ; c) Erro de tensão <i>cc</i> ; d) Erro de corrente <i>ca</i>	140
4.18	Resultados de simulação com Controlador <i>IV</i> . Características de desempenho para operação em regime permanente para conversor <i>ca/cc/ca</i> com três braços: a) Fator de potência e rendimento; b) Espectro dos sinais de tensão e de corrente na entrada do conversor.	141
4.19	Resultados experimentais com Controlador <i>O</i> . Características de operação em regime permanente para conversor <i>ca/cc/ca</i> : a) Erro de tensão; b) Erro de corrente.	142
4.20	Resultados experimentais com Controlador <i>I</i> . Características de operação em regime permanente para conversor <i>ca/cc/ca</i> com dois braços: a) Curvas de tensão e de corrente na entrada; b) Tensão no barramento <i>cc</i> ; c) Erro de tensão <i>cc</i> ; d) Erro de corrente <i>ca</i>	143

4.21	Resultados experimentais com Controlador <i>I</i> . Características de desempenho para operação em regime permanente para conversor <i>ca/cc/ca</i> com dois braços: Fator de potência e rendimento.	144
4.22	Resultados experimentais com Controlador <i>I</i> . Características de operação em regime permanente para conversor <i>ca/cc/ca</i> com três braços: a) Curvas de tensão e de corrente na entrada; b) Tensão no barramento <i>cc</i> ; c) Erro de tensão <i>cc</i> ; d) Erro de corrente <i>ca</i>	145
4.23	Resultados experimentais com Controlador <i>I</i> . Características de desempenho para operação em regime permanente para conversor <i>ca/cc/ca</i> com três braços: Fator de potência e rendimento.	146
4.24	Resultados experimentais com Controlador <i>I</i> . Características de operação em regime permanente para conversor <i>ca/cc/ca</i> com quatro braços: a) Curvas de tensão e de corrente na entrada; b) Tensão no barramento <i>cc</i> ; c) Erro de tensão <i>cc</i> ; d) Erro de corrente <i>ca</i>	147
4.25	Resultados experimentais com Controlador <i>I</i> . Características de desempenho para operação em regime permanente para conversor <i>ca/cc/ca</i> com quatro braços: Fator de potência e rendimento.	148
4.26	Resultados experimentais com Controlador <i>IV</i> . Características de operação em regime permanente para conversor <i>ca/cc/ca</i> com três braços: a) Curvas da corrente <i>ca</i> , real e de referência; b) Erro de corrente <i>ca</i>	149
4.27	Resultados experimentais com Controlador <i>IV</i> . Características de desempenho para operação em regime permanente para conversor <i>ca/cc/ca</i> com três braços: a) Fator de potência e rendimento; b) Espectro dos sinais de tensão e de corrente na entrada do conversor.	150
4.28	Curvas das correntes no capacitor: a) conversor com três braços; b) conversor com quatro braços.	151
4.29	Curva da corrente no capacitor para conversor com dois braços	152
4.30	Resultados experimentais com Controlador <i>I</i> . Características de operação em regime permanente para conversor <i>ca/cc/ca</i> com três braços alimentando um motor de indução: a) tensão no barramento <i>cc</i> ; b) Corrente <i>ca</i> de referência e medida; c) Erro de corrente <i>ca</i> ; d) Corrente de carga.	153
5.1	Sistema com múltiplos inversores monofásicos, configuração <i>A</i>	157
5.2	Sistema com múltiplos inversores monofásicos, configuração <i>B</i>	158
5.3	Sistema com múltiplos inversores monofásicos, configuração padrão.	158
5.4	Larguras de pulsos τ_r , τ_{11} , τ_{12} e τ_a ; a) Fixando ($\mu_r = 1$). b) Roda livre aplicada ($\mu_r = 0,8$) para o lado da carga.	162

5.5	Resultados de simulação do sistema conversor <i>ca/cc/ca</i> com múltiplas cargas. Características de regime permanente: a) Curvas de tensão e de corrente na entrada; b) Tensão no barramento <i>cc</i> ; c) Corrente no motor 1; d) Corrente no motor 2.	167
5.6	Resultados de simulação do sistema conversor <i>ca/cc/ca</i> com múltiplas cargas. Características de regime permanente: a) Curvas de corrente de referência e medida na entrada do conversor; b) Erro de tensão <i>cc</i> ; c) Erro de corrente <i>ca</i>	169
5.7	Resultados experimentais do sistema conversor <i>ca/cc/ca</i> com múltiplas cargas. Características de regime permanente: a) Curvas de tensão e de corrente na entrada; b) Tensão no barramento <i>cc</i> ; c) Corrente no motor 1; d) Corrente no motor 2.	170
5.8	Resultados de simulação do sistema conversor <i>ca/cc/ca</i> com múltiplas cargas. Características de regime permanente: a) Curvas de corrente de referência e medida na entrada do conversor; b) Erro de tensão <i>cc</i> ; c) Erro de corrente <i>ca</i>	171
7.1	Tensão da fonte em vazio: curva da tensão e espectro dos harmônicos do sinal	182
7.2	Características com corrente resistiva	185
7.3	Características com corrente senoidal	186

Lista de Tabelas

3.1	Harmônicos de retificadores a diodos	47
7.1	Amplitude dos harmônicos do sinal de potência e valor médio da potência	186

Sumário

1	INTRODUÇÃO GERAL	5
2	CONTROLADORES MONOFÁSICOS	11
2.1	INTRODUÇÃO	11
2.2	MODELO VETORIAL PARA SISTEMAS MONOFÁSICOS	12
2.3	ESTRATÉGIAS DE CONTROLE	16
2.3.1	Análise de Sistemas Desbalanceados	16
2.3.2	Controladores de Corrente	19
2.4	PROJETO DOS CONTROLADORES	26
2.4.1	Caracterização do Controlador	27
2.4.2	Compensação de Harmônicos - Controlador <i>IV</i>	40
2.5	CONCLUSÕES	43
3	CONVERSORES <i>ca/cc</i>	45
3.1	INTRODUÇÃO	45
3.2	SISTEMA DE CONVERSÃO <i>ca/cc</i>	47
3.2.1	Parâmetros de Desempenho	51
3.2.2	Retificador em Ponte Completa e em Meia Ponte	52
3.3	ANÁLISE DE REGIME PERMANENTE DOS RETIFICADORES	54
3.3.1	Equações de regime permanente - Desprezando os efeitos das resistências parasitas	54
3.3.2	Equações de regime permanente - Com resistência parasita equivalente não nula	58
3.4	RETIFICADOR EM PONTE COMPLETA	63
3.4.1	Modelo do Retificador	63
3.4.2	Controle da tensão <i>PWM</i>	65
3.4.3	Corrente no capacitor	67
3.5	RETIFICADOR EM MEIA PONTE	69

3.5.1	Modelo do retificador	69
3.5.2	Controle da tensão <i>PWM</i>	70
3.5.3	Correntes nos Capacitores	70
3.6	CONTROLE DA TENSÃO NO ELO <i>cc</i> E DO FATOR DE POTÊNCIA DOS RETIFICADORES	72
3.7	RESULTADOS DE SIMULAÇÃO	74
3.7.1	Análise da Distorção harmônica dos Conversores <i>ca/cc</i>	74
3.7.2	Análise da Operação em Malha Fechada	76
3.8	RESULTADOS EXPERIMENTAIS	83
3.8.1	Operação com Controle de Fase	84
3.8.2	Operação com Controlador <i>O</i>	86
3.8.3	Operação com Controlador <i>I</i>	93
3.8.4	Operação com o Controlador <i>IV</i>	98
3.9	CONCLUSÕES	103
4	CONVERSORES <i>ca/cc/ca</i>	105
4.1	INTRODUÇÃO	105
4.2	SISTEMA DE CONVERSÃO <i>ca/cc/ca</i>	107
4.3	CONVERSOR COM DOIS BRAÇOS	111
4.3.1	Modelamento Dinâmico do Conversor	111
4.3.2	Controle das Tensões <i>PWM</i>	112
4.3.3	Correntes nos Capacitores	112
4.4	CONVERSOR COM TRÊS BRAÇOS	114
4.4.1	Modelamento Dinâmico do Conversor	114
4.4.2	Controle das Tensões <i>PWM</i>	116
4.4.3	Corrente no Braço Compartilhado	122
4.4.4	Corrente no Capacitor	123
4.5	CONVERSOR COM QUATRO BRAÇOS	124
4.5.1	Modelamento Dinâmico do Conversor	124
4.5.2	Controle das Tensões <i>PWM</i>	125
4.5.3	Corrente no Capacitor	129
4.6	CONTROLE DA TENSÃO NO ELO <i>cc</i> E DO FATOR DE POTÊNCIA	131
4.7	RESULTADOS DE SIMULAÇÕES	132
4.7.1	Análise da Distorção Harmônica - Conversores <i>ca/cc/ca</i>	132
4.7.2	Análise da Operação em Malha Fechada	133
4.8	RESULTADOS EXPERIMENTAIS	139

4.8.1	Operação com Controlador O	141
4.8.2	Operação com Controlador I	142
4.8.3	Conversor com Três Braços Usando Controlador I e Alimentando um Motor de Indução	152
4.9	CONCLUSÕES	154
5	CONVERSORES $ca/cc/ca$ MULTINVERSORES	156
5.1	INTRODUÇÃO	156
5.2	SISTEMA CONVERSOR	157
5.3	CONTROLE PWM DA CONFIGURAÇÃO A	158
5.3.1	Tensões Geradas Pelos Conversores	158
5.3.2	Controle das Tensões PWM	159
5.3.3	Corrente no Capacitor	159
5.4	CONTROLE PWM DA CONFIGURAÇÃO B	160
5.4.1	Tensões Geradas Pelos Conversores	160
5.4.2	Controle das Tensões PWM	160
5.4.3	Modulação baseada na tensão de fase	164
5.4.4	Capacidade de Tensão	165
5.4.5	Corrente no Braço Compartilhado	165
5.4.6	Corrente no Capacitor	166
5.5	DISTORÇÃO HARMÔNICA	166
5.6	RESULTADOS DE SIMULAÇÃO	166
5.7	RESULTADOS EXPERIMENTAIS	168
5.8	CONCLUSÕES	172
6	CONCLUSÕES GERAIS E TRABALHOS FUTUROS	174
7	APÊNDICE	180
7.1	DEFINIÇÃO DA FORMA DE ONDA DA CORRENTE	181

Capítulo 1

INTRODUÇÃO GERAL

A eletrônica de potência recebeu um grande impulso a partir de 1957, quando foi lançado no mercado o primeiro *SCR* (Retificador Controlado de Silício) desenvolvido pela *General Electric Company*. Passados mais de quarenta anos, outros dispositivos semicondutores foram introduzidos disponibilizando, para o mercado, novas chaves estáticas, mais rápidas e mais eficientes que as suas antecessoras, contribuindo para o aparecimento de uma quantidade significativa de topologias de conversores estáticos. A combinação das características de velocidade e eficiência com o aumento da capacidade de manuseio de tensão e de corrente, além da facilidade cada vez maior de controle do estado de condução e bloqueio das chaves estáticas, tem contribuído para a proliferação de sistemas estáticos de potência.

Esta utilização, que a cada dia fica quantitativamente mais expressiva, tem gerado um impacto potencial negativo sobre a rede de distribuição, devido às fontes de distúrbios inerentes à operação dos conversores, assim como o conversor estático, muitas vezes, é sensível aos distúrbios da rede. Este trabalho foca seu estudo em técnicas de controle e conversores estáticos monofásicos e tem duas metas principais que podem ser assim enumeradas: 1) Por meio de técnicas de controle, aqui propostas, reduzir a sensibilidade do conversor aos distúrbios e ruídos inerentes ao seu funcionamento, provenientes da rede; e 2) Por meio da modulação da largura dos pulsos, definida a partir de algoritmos propostos, reduzir a distorção harmônica dos sinais de tensão e corrente da rede, causada na operação do conversor.

Em casas e escritórios, que são normalmente usuários de redes de distribuições monofásicas, o exame de suas cargas mostra um número crescente de eletrodomésticos que operam com baixo fator de potência e empregam conversores para controle da amplitude da tensão de saída e da frequência, [1]. Um modo de minimizar ou prevenir os efeitos da interferência eletromagnética dos conversores estáticos é a utilização

de interfaces e o projeto adequado de equipamentos de eletrônica de potência. Várias opções para melhoramento de interfaces monofásicas em eletrônica de potência já foram discutidas na literatura. Uruganti *et al.* [2], Qian *et al.* [3], Srinivasan e Uruganti [4], Rajagopalan *et al.* [5], Braga e Barbi [6] e Takeshita *et al.* [7] propuseram técnicas de controle para chaveamento em topologias de circuitos conversores *ca/cc* (*ca* - corrente alternada e *cc* - corrente contínua), retificadores, que operam com fator de potência próximo da unidade, com alto rendimento e com baixa distorção harmônica. Ao barramento *cc* do retificador, normalmente composto de capacitores, é possível conectar um conversor *cc/ca*, (inversor), para alimentação de cargas monofásicas que necessitem ou não do controle da amplitude da tensão e/ou da frequência. Sistemas conversores que têm as estruturas compostas de retificador e de inversor, são denominados conversores *ca/cc/ca*, ou conversores *ca/ca* indiretos.

Individualmente, o retificador ou o inversor pode apresentar-se na topologia em ponte completa ou em meia ponte. A estrutura padrão do conversor *ca/cc/ca*, em ponte completa, utiliza quatro braços totalizando oito chaves. Nesse caso, ambos, retificador e inversor, operam com topologia em ponte completa e de modo independentes. Na estrutura do conversor *ca/cc/ca* em meia ponte, retificador e inversor formam duas topologias em meia ponte usando dois braços, (quatro chaves), o que resulta numa estrutura com número reduzido de dispositivos. Nesta estrutura existe um ponto comum, para retificador e inversor situado no ponto intermediário do banco de capacitores que formam o elo *cc*. Uma terceira estrutura pode ser obtida quando se usam as características de número reduzido de chaves e operação com duas pontes completas, utilizando três braços. Neste caso, o ponto comum entre retificador e inversor é realizado com a utilização do terceiro braço, daí a sua denominação de braço compartilhado. Desse modo, durante a operação do conversor *ca/cc/ca* com três braços, o braço compartilhado serve simultaneamente a ambos, retificador e inversor. Porém, quando o terceiro braço compõe somente a estrutura do retificador (retificador em ponte completa) ou somente a do inversor (inversor em ponte completa), implica que o inversor ou o retificador está operando, respectivamente, somente em meia ponte, e a conexão ao ponto intermediário do capacitor é necessária.

As três estruturas de conversores *ca/cc/ca* monofásicos descritos anteriormente, têm aplicações bastante difundidas como *UPS* (*Uninterruptible Power Supply*), [8, 9, 10, 11, 12] e [12] ou como circuito de alimentação para lâmpadas fluorescentes com partida eletrônica [13]. Num artigo recente, Jacobina e Oliveira [14] apresentaram uma proposta de aplicação destes conversores para alimentação de cargas monofásicas genéricas, verificando que a estrutura com número reduzido de braços, (quando o ter-

ceiro braço é compartilhado), possui características de operação superiores às de dois braços. A aplicação do algoritmo ali proposto permitiu a otimização da operação do conversor com três braços de modo que este apresente características próximas às da estrutura com quatro braços, inclusive a operação com distorção harmônica baixa.

Por outro lado, é de interesse de todos que a estratégia de controle utilizada no controle do conversor tenha o mínimo de sensibilidade às interferências existentes na rede. Jacobina e Oliveira [14], propõem o uso do controlador de seqüência para a corrente, em cascata com um controlador *PI* (proporcional integral) para a tensão *cc*. Isto resulta na operação dos conversores *ca/cc/ca* ali apresentados com fator de potência próximo da unidade, controle da corrente da fonte e controle da tensão no barramento *cc*, mesmo na presença de um sinal de tensão da rede contaminado por ruído e distorção. Como é bem conhecido da teoria de componentes simétricas, em regime permanente, sistemas trifásicos desbalanceados podem ser estudados por meio de sua decomposição em componentes de seqüências positiva e negativa. Esta decomposição inspira a aplicação de controladores de seqüência positiva e negativa em sistemas trifásicos, como nos trabalhos apresentados por Hsu e Behnke, [15], e Song e Nam, [16].

Sistemas trifásicos desbalanceados [17, 18] e sistemas bifásicos desbalanceados, tais como em motores monofásicos [19, 20], são bastantes comuns em sistemas de potência. A partir do conhecimento das componentes de fase destes sistemas, a definição do modelo de seqüência positiva e negativa é uma tarefa que requer um conjunto de transformações relativamente simples. Observa-se também que em sistemas trifásicos ou bifásicos a partir dos modelos dos circuitos de fase, o modelo vetorial *dq* é obtido diretamente. No entanto, em um sistema monofásico, o modelo que descreve o circuito é baseado numa única equação, o que impossibilita a definição de um modelo vetorial *dq*.

Com o modelo composto por uma única equação, a função de transferência que descreve este modelo é escalar, e a utilização de fontes senoidais gera dificuldade quando se deseja realizar controle em malha fechada. A utilização de controlador do tipo proporcional (*P*), proporcional integral (*PI*) e proporcional integral derivativo (*PID*) neste modelo, não garante erro nulo de regime permanente. Como proposta para eliminação da pulsação existente nos sistemas monofásicos é definido um circuito fictício em quadratura com o circuito real, possibilitando a definição de um modelo vetorial *dq*. A escolha do referencial adequado, no qual se deseja observar as grandezas elétricas tensão e corrente, permite o tratamento destas grandezas como constantes. Todavia, o modelo do circuito fictício definido não é simétrico com o de eixo *d* real, uma vez

que os parâmetros de eixo d não são totalmente conhecidos. Como consequência, um sistema bifásico desbalanceado é definido, e o conceito de componentes de seqüências positiva e negativa é aplicado.

As principais contribuições deste trabalho são: desenvolvimento de técnicas de controle de variáveis em conversores ca/cc e $ca/cc/ca$ monofásicos; modelagem vetorial de um sistema monofásico com auxílio de um modelo vetorial de eixo q ; desenvolvimento de controladores próprios para o controle em sistemas monofásicos; desenvolvimento de algoritmos para controle da tensão modulada nos terminais de conversores $ca/cc/ca$ monofásicos, usando técnicas de modulação na versão escalar ou por fase (vetorial); aplicação do conceito de fator de distribuição em conversores ca/cc e $ca/cc/ca$ monofásicos, usando topologias com quantidade reduzida de componentes, para redução de harmônicos na tensão modulada; avaliação do efeito das resistências parasitas, entre o barramento da fonte e os terminais de entrada do conversor ca/cc , sobre o fator de potência do sistema conversor; e, a extensão do estudo de braço compartilhado para aplicações com multi-conversores em estruturas de conversores com número reduzido de componentes.

A apresentação dos estudos e dos resultados obtidos neste trabalho é distribuída em seis capítulos. Neste primeiro capítulo é apresentada uma disposição geral do estado da arte, que é complementada na introdução de cada um dos outros capítulos, e as sínteses dos temas abordados nos quatro capítulos seguintes.

No segundo capítulo é mostrado o desenvolvimento de uma nova estratégia de controle para sistemas monofásicos em corrente alternada. Os controladores propostos e investigados são baseados nos controladores de seqüência positiva e negativa [21]. São propostos controladores no referencial síncrono e estacionário que usam a emulação do eixo em quadratura e também controladores estacionários sem emulação do eixo em quadratura. A função deles é amplificada para levar em conta também a presença de harmônicos no sistema.

No terceiro capítulo são estudadas duas estruturas de retificadores bidirecionais em potência, com o controle do fator de potência e da amplitude da tensão no elo cc . A primeira utiliza a topologia em ponte completa e é composta por quatro chaves unidirecionais em tensão e bidirecionais em corrente formando dois braços. A segunda, utiliza topologia em meia ponte, com número reduzido de chaves, ou seja, apenas duas.

São apresentadas as equações e os ábacos que descrevem as características de operação de regime permanente assim como as equações que descrevem a operação de regime dinâmico do conversor. O controle do fator de potência próximo da unidade e da tensão no elo cc é obtido por meio do controle do tempo de condução das chaves,

definindo um padrão de modulação de largura de pulso (*PWM*) específico. O procedimento de definição de largura de pulso é apresentado no algoritmo proposto neste trabalho o qual utiliza os conceitos de fator de distribuição para redução da distorção harmônica causada pela modulação.

Dois esquemas de controle são investigados para o conversor: (a) controle da tensão no elo *cc* em cascata com o controle de fase da tensão de entrada do conversor; (b) controle da tensão no elo *cc* em cascata com o controle de corrente instantânea no retificador. No esquema (b) o controle da corrente instantânea é realizado utilizando um controlador do tipo *PI* idêntico ao usado para o controle da tensão ou os controladores estacionários sem emulação do eixo em quadratura propostos no capítulo 2.

No quarto capítulo são estudadas três estruturas monofásicas que realizam conversão *ca/cc/ca*, duas delas com número reduzido de chaves. A primeira estrutura estudada possui oito chaves e têm a operação do retificador e do inversor numa configuração em duas pontes completas. A segunda topologia estudada utiliza seis chaves, de modo que um dos braços que compõe o conversor *ca/cc/ca* é compartilhado pelo retificador e pelo inversor. A terceira estrutura estudada possui quatro chaves e têm a operação do retificador e do inversor numa configuração em duas meias pontes.

Para as configurações estudadas é mostrado que elas permitem fluxo bidirecional de potência, controle de fator de potência, controle da tensão no elo *cc* e controle da tensão *PWM* nos terminais do retificador, além de permitir operação com tensão e frequência na carga, diferente da tensão e frequência da rede. Para controle em malha fechada do retificador utilizado no conversor *ca/cc/ca* é usado o esquema de controle (b) ou seja o controle da tensão *cc* em cascata com o controle de corrente instantânea no retificador, sendo definido o padrão *PWM*. O procedimento para definição do intervalo de condução de cada chave é apresentado no algoritmo proposto neste trabalho quando se aplica modulação escalar ou modulação baseada na tensão de fase. Em ambos os casos os conceitos de fator de distribuição e de fator de deslocamento são adicionados no algoritmo proposto para redução na distorção harmônica nos terminais do retificador e do inversor.

O algoritmo proposto para o conversor com três braços apresenta, ainda, a otimização da utilização da tensão do barramento *cc*, empregando como princípio a fixação da maior tensão de pólo dentre as três existentes. Isto permite ampliar os limites das tensões *PWM* aplicadas nos terminais do retificador e do inversor, aproximando, em alguns casos, os limites de operação do conversor com três braços aos de quatro braços. É mostrado que o conversor com braço compartilhado é mais simples que o conversor com quatro braços e apresenta desempenho superior ao conversor com dois braços,

quando se leva em consideração as características da corrente no capacitor, taxa de distorção harmônica e controle das tensões máximas do retificador e do inversor.

No quinto capítulo são investigadas estruturas de conversores *ca/cc/ca* que têm um único retificador alimentando pelo elo *cc* múltiplos inversores que têm tensões e frequências próprias definidas pela carga. As estruturas usam topologias em ponte completa e em meia ponte, resultando em três estruturas multicargas. Desse modo, são apresentadas as expressões para cálculo dos intervalos usados no *PWM*, quando se utiliza modulação vetorial ou modulação baseada na tensão de fase, observando que os algoritmos propostos também têm caráter genérico.

Do segundo ao quinto capítulo são apresentados os resultados de simulações e experimentais. A partir desses resultados são avaliadas as técnicas de controle, as características de operações dos conversores em regime permanente e em regime dinâmico além das características de desempenho, como rendimento, fator de potência, fator de forma, rendimento e taxa de distorção harmônica.

No sexto capítulo são apresentadas as conclusões gerais deste trabalho e as propostas de continuidade dos estudos.

Capítulo 2

CONTROLADORES MONOFÁSICOS

2.1 INTRODUÇÃO

Sistemas trifásicos desbalanceados [17, 18] e sistemas bifásicos desbalanceados, tais como motores monofásicos [19, 20], são bastante comuns em sistemas elétricos de potência.

Como é bem conhecido da teoria de componentes simétricas, em regime permanente, sistemas trifásicos desbalanceados podem ser estudados por meio de sua decomposição em componentes de seqüências positiva e negativa. Para compensar este desbalanceamento alguns autores propuseram técnicas de compensação específica, com é o caso dos trabalhos apresentados por Hsu e Behnke [15], Song e Nam [16], Kim et al. [22] e Ribeiro [23]. Em [15] o controle da tensão trifásica sobre uma carga trifásica desbalanceada é realizado por controladores de seqüências positiva e negativa. Em [16] o controle da corrente num sistema retificador trifásico é obtido pelo uso de controladores de seqüências positiva e negativa. Em [22] o desbalanceamento é modelado como um termo de perturbação que pode ser compensado por um controlador. Em [23] um controlador de seqüência positiva e negativa foi usado em um sistema de acionamento sem sensor de posição, baseado na injeção de um sinal de alta freqüência.

Nos sistemas monofásicos o modelo que descreve a função de transferência é escalar, composto por uma única equação. A utilização de fontes senoidais em sistemas monofásicos gera uma dificuldade quando se deseja a realização de controle em malha fechada, pois a utilização de controladores do tipo P (proporcional), do tipo PI , (proporcional integral) ou do tipo PID (proporcional integral derivativo) não garantem erro nulo de regime permanente. Como proposta para eliminação da pulsação existente

nos sistemas monofásicos é definido um circuito fictício, em quadratura com o circuito real, possibilitando a definição de um modelo vetorial dq . Deste modo, a escolha do referencial no qual se deseja observar as grandezas elétricas tensão e corrente do circuito real, (denominado circuito de eixo direto (d)) e do circuito fictício (denominado circuito de eixo em quadratura (q)) possibilita o tratamento destas como grandezas contínuas.

Todavia, o desconhecimento do modelo exato das componentes de eixo d leva a proposição de um circuito fictício inexato e, em consequência, um sistema desbalanceado é definido.

Neste capítulo, são investigados controladores aplicados em sistemas monofásicos, usando um esquema de controle de corrente com controladores de seqüências positiva e negativa tal como apresentado em [24, 21]. Com esta proposta são apresentados controladores aplicados a circuitos conversores monofásicos, tais como retificadores e conversores *ca/cc/ca*.

A caracterização dos controladores apresentados é realizada por meio dos gráficos de lugar de raízes, diagrama de Bode e curva de resposta à aplicação de uma fonte senoidal ao sistema, denominada simplesmente resposta ao degrau de senoide.

Para cada controlador usado, são investigadas três condições de sintonia do controlador: cancelamento exato, quando o valor do zero do controlador é escolhido de modo a anular o pólo do sistema conversor; erro de cancelamento por falta, quando o valor do zero escolhido para anular o pólo do sistema conversor possui o seu valor em módulo inferior ao usado para o cancelamento exato; e erro de cancelamento por excesso, quando o valor do zero escolhido para anular o pólo do sistema conversor possui o seu valor em módulo superior ao usado para o cancelamento exato. Também, é investigada a utilização de controladores de corrente no referencial estacionário operando em paralelo e sintonizados em freqüências diferentes, objetivando a rejeição aos harmônicos de ordem baixa do sistema.

2.2 MODELO VETORIAL PARA SISTEMAS MONOFÁSICOS

O circuito monofásico que representa a entrada do circuito retificador é mostrado na figura 2.1 e tem como expressão para tensão,

$$u_d^s = R_d i_d^s + L_d \frac{di_d^s}{dt} + e_d^s \quad (2.1)$$

Esta expressão caracteriza o modelo escalar do sistema monofásico, onde R_d e L_d representam resistência e indutância do circuito, ε_d é a força contra-eletromotriz e o índice s indica referencial estático. u_d^s representa a tensão num barramento monofásico que no caso ideal tem seu modelo expresso por,

$$u_d^s = V_{md} \cos(\omega_e t) \quad (2.2)$$

onde V_{md} e ω_e representam amplitude máxima e frequência angular da tensão da fonte. A partir do modelo escalar, a análise do sistema monofásico é realizada com as grandezas elétricas variantes no tempo, qualquer que seja o referencial escolhido.

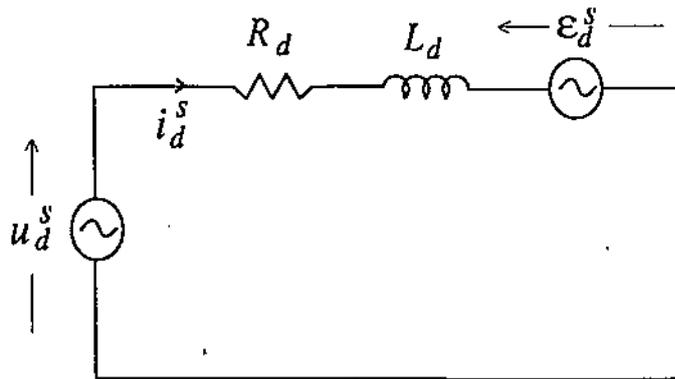


Figura 2.1: Circuito monofásico composto de fonte e carga $RL\varepsilon$.

No entanto, em algumas situações, como por exemplo na aplicação de controladores, é interessante se ter grandezas elétricas contínuas. Neste caso, é necessária a definição de um modelo vetorial adequado. Na figura 2.2 é mostrado o modelo vetorial dq , resultante da definição dos eixos d e q posicionados em quadratura. Para este modelo os vetores resultantes x^+ e \tilde{x} são os vetores de seqüências positiva e negativa, respectivamente, e quando o sistema é balanceado $\tilde{x} = (x^+)^*$ (conjugado complexo de x^+). As amplitudes destes vetores podem ser vistas como constantes quando observados no referencial girante a frequência angular ω_e , no sentido horário e anti-horário, respectivamente.

Seguindo este paradigma, é possível a obtenção de um modelo vetorial dq para o sistema monofásico quando se define um circuito q fictício em quadratura como mostrado na figura 2.3. A aplicação da lei de Kirchhoff para a tensão na figura 2.3a resulta na equação (2.1) enquanto para o circuito da figura 2.3b

$$u_q^s = R_q i_q^s + L_q \frac{di_q^s}{dt} + \varepsilon_q^s \quad (2.3)$$

onde R_q , L_q e ε_q^s são os parâmetros do modelo fictício q , e são definidos por

$$R_q = \hat{R}_d$$

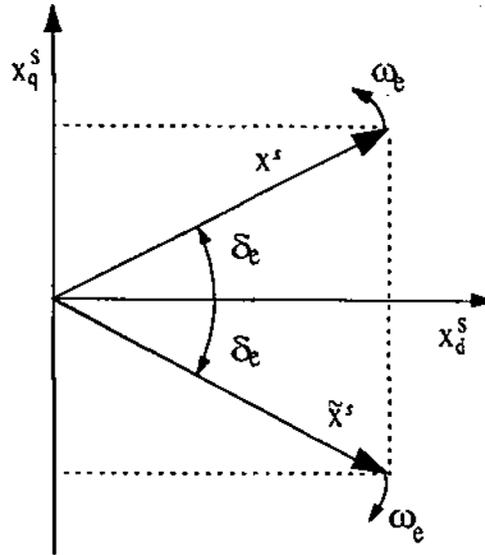


Figura 2.2: Sistemas de eixos para modelo vetorial dq

$$L_q = \tilde{L}_d$$

As estimações dos parâmetros do circuito real, eixo d , podem ser realizadas a partir de medições *off line*, com o sistema fora de operação, ou *on line*, com o sistema em operação. Em ambos os processos erros são acarretados resultando no desconhecimento dos valores verdadeiros destes parâmetros. Este desconhecimento resulta na definição de parâmetros do circuito fictício R_q e L_q diferentes dos valores verdadeiros dos de eixo d . Os vetores complexos são definidos em termos da componente d dado na equação (2.1) e da componente q dado pela equação (2.3). Portanto, o modelo vetorial é expresso por

$$\mathbf{u}^s = R\mathbf{i}^s + L\frac{d\mathbf{i}^s}{dt} + \boldsymbol{\varepsilon}^s + \tilde{\mathbf{v}}^s \quad (2.4)$$

com

$$\mathbf{u}^s = u_d^s + ju_q^s$$

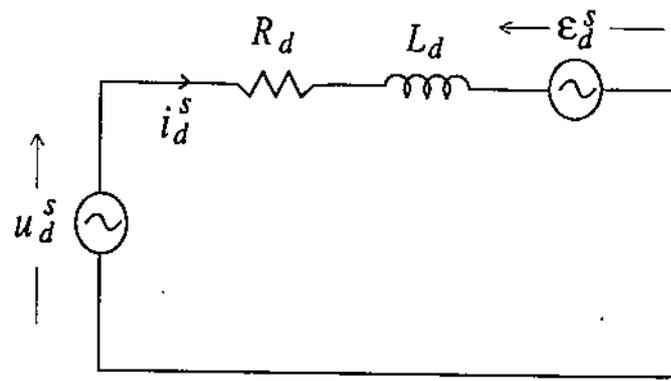
$$\mathbf{i}^s = i_d^s + ji_q^s$$

onde

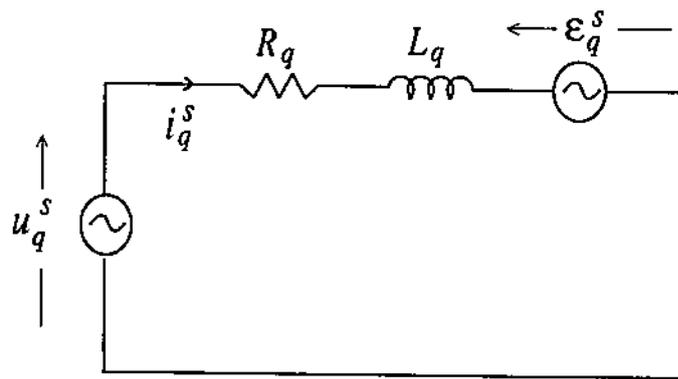
$$\tilde{\mathbf{v}}^s = \tilde{R}\mathbf{i}^s + \tilde{L}\frac{d\mathbf{i}^s}{dt} \quad (2.5)$$

$$\tilde{\mathbf{i}}^s = i_d^s - ji_q^s \quad (2.6)$$

$$R = \frac{R_d + R_q}{2} \quad (2.7)$$



(a)



(b)

Figura 2.3: Modelo vetorial para o circuito monofásico: a) circuito monofásico real; b) circuito monofásico fictício.

$$\tilde{R} = \frac{R_d - R_q}{2} \quad (2.8)$$

$$L = \frac{L_d + L_q}{2} \quad (2.9)$$

e

$$\tilde{L} = \frac{L_d - L_q}{2} \quad (2.10)$$

Observa-se que o modelo dado em (2.4) e (2.5) representa também um sistema genérico bifásico desbalanceado, onde o termo de perturbação \tilde{v}^s tende para zero quando R_q e L_q tendem para R_d e L_d , respectivamente.

Considera-se que o esquema de controle é implementado em um ambiente baseado em um microprocessador, equipado com cartões de interfaces adequados para interagir com o sistema elétrico de potência. Assim, o modelo dado por (2.3) é descrito na forma discreta e simulado no microcomputador. A simulação em tempo real fornece a componente requerida de eixo q junto com a componente medida de eixo d para o circuito real, o que permite definir o modelo vetorial.

2.3 ESTRATÉGIAS DE CONTROLE

Considere-se o sistema da figura 2.3 no qual uma carga RLe é alimentada por fontes u_d^s e u_q^s . Quando a carga é balanceada, um controlador PI no referencial síncrono pode ser empregado para controlar a corrente dq do circuito apresentado por Rowan e Kerkman, [25]. Contudo, como será mostrado em seguida, o uso de um único referencial síncrono não é a melhor escolha quando se tem sistemas desbalanceados.

O modelo vetorial proposto para o circuito monofásico é naturalmente desbalanceado uma vez que o modelo em quadratura emulado q , tem parâmetros diferentes do modelo real, d , e os parâmetros do modelo real, na prática, não são completamente conhecidos.

2.3.1 Análise de Sistemas Desbalanceados

O modelo vetorial dado pelas equações (2.4) e (2.5) pode ser usado para explicar a expectativa de comportamento da malha de controle de corrente sob condições de desbalanceamento. Supondo-se que o vetor de corrente deva ser controlado de modo que $i^s = Ie^{j\omega_e t}$ (i.e., um vetor de seqüência positiva com amplitude constante I girando com freqüência angular constante ω_e) com $e^s = \Xi e^{j\omega_e t} + \tilde{\Xi} e^{-j\omega_e t}$ (i.e., uma fonte de tensão desbalanceada onde Ξ e $\tilde{\Xi}$ são amplitudes das seqüências positiva e negativa,

respectivamente). Nestas condições e dadas as equações (2.4) e (2.5), o vetor de tensão \mathbf{u}^s de regime permanente deve ser

$$\mathbf{u}^s = \overbrace{[(R + j\omega_e L) I + \Xi] e^{j\omega_e t}}^+ + \overbrace{\tilde{\Xi} e^{-j\omega_e t} + \tilde{\mathbf{v}}^s}^- \quad (2.11)$$

onde

$$\tilde{\mathbf{v}}^s = (\tilde{\mathbf{R}} - j\omega_e \tilde{\mathbf{L}}) I e^{-j\omega_e t} = \tilde{\mathbf{V}} e^{-j\omega_e t}$$

Deste modo, o controlador deverá prover \mathbf{u}^s que, junto com o termo de seqüência positiva dado por $[(R + j\omega_e L) I + \Xi] e^{j\omega_e t}$, deverá apresentar um termo de seqüência negativa dado por $(\tilde{\Xi} + \tilde{\mathbf{V}}) e^{-j\omega_e t}$.

Usando uma transformação de coordenadas do tipo

$$e^{j\delta_e} = \cos \delta_e + j \operatorname{sen} \delta_e$$

os vetores dq de \mathbf{u}^s , \mathbf{i}^s e $\boldsymbol{\epsilon}^s$ podem ser projetados para o referencial síncrono positivo (i.e., $\mathbf{u}^s = e^{j\delta_e} \mathbf{u}^+$, $\boldsymbol{\epsilon}^s = e^{j\delta_e} \boldsymbol{\epsilon}^+$, $\mathbf{i}^s = e^{j\delta_e} \mathbf{i}^+$ com $\delta_e = \omega_e t$). Com estas transformações, o modelo dado pela equação (2.4) tem suas variáveis expressas no referencial síncrono, denotado pelo expoente +, tal que

$$\mathbf{u}^+ = R \mathbf{i}^+ + L \frac{d\mathbf{i}^+}{dt} + j\omega_e L \mathbf{i}^+ + \boldsymbol{\epsilon}^+ + \tilde{\mathbf{v}}^+ \quad (2.12)$$

onde

$$\tilde{\mathbf{v}}^+ = e^{-j\delta_e} \tilde{\mathbf{v}}^s \quad (2.13)$$

Deste mesmo modo, a análise feita para a malha de controle de corrente nos termos dos vetores dq estacionários pode ser repetida com as variáveis no referencial síncrono positivo. Admitindo-se que o vetor de corrente pode ser controlado, tem-se,

$$\mathbf{i}^+ = I \quad (2.14)$$

com

$$\boldsymbol{\epsilon}^+ = \Xi + \tilde{\Xi} e^{-j2\omega_e t} \quad (2.15)$$

e

$$\tilde{\mathbf{v}}^+ = \tilde{\mathbf{V}} e^{-j2\omega_e t} \quad (2.16)$$

Neste caso o vetor de tensão é dado por

$$\mathbf{u}^+ = (R + j\omega_e L) I + \Xi + (\tilde{\Xi} + \tilde{\mathbf{V}}) e^{-j2\omega_e t} \quad (2.17)$$

Observa-se que \mathbf{u}^+ tem um termo *cc* dado por $(R + j\omega_e L) I + \Xi$, que pode ser facilmente gerado por um controlador *PI* síncrono de seqüência positiva, e um termo

oscilante dado por $(\tilde{\Xi} + \tilde{V})e^{-j2\omega_e t}$, que não pode ser gerado pelo controlador síncrono de seqüência positiva.

Usando-se a transformação de coordenadas $e^{-j\delta_e}$, os vetores dq de u^s , i^s e ϵ^s podem ser transformados para o referencial síncrono negativo (i.e., $u^s = e^{-j\delta_e}u^-$, $\epsilon^s = e^{-j\delta_e}\epsilon^-$, $i^s = e^{-j\delta_e}i^-$). Com estas transformações, o modelo dado pela equação (2.4), tem suas variáveis expressas no referencial síncrono negativo e é denotado pelo expoente $-$, de modo que

$$u^- = Ri^- + L\frac{di^-}{dt} - j\omega_e Li^- + \epsilon^- + \tilde{v}^- \quad (2.18)$$

onde

$$\tilde{v}^- = e^{j\delta_e}\tilde{v}^s \quad (2.19)$$

Em conseqüência, a mesma análise, feita para a malha de controle de corrente em termos dos vetores dq estacionários e, também, em termos das variáveis escritas para o referencial síncrono positivo, pode ser repetida para as variáveis no referencial síncrono negativo. Neste referencial, o vetor de corrente a ser controlado é

$$i^- = Ie^{j2\omega_e t} \quad (2.20)$$

com

$$\epsilon^- = \Xi e^{j2\omega_e t} + \tilde{\Xi} \quad (2.21)$$

e

$$\tilde{v}^- = \tilde{V} \quad (2.22)$$

Neste caso, o termo cc do vetor de tensão u^- é dado por $\tilde{\Xi} + \tilde{V}$ e pode ser facilmente gerado por um controlador PI de seqüência negativa.

Deste modo, a combinação de um controlador no referencial síncrono positivo junto com um controlador síncrono de seqüência negativa pode gerar o vetor tensão complexo composto de termos de seqüências positiva e negativa. No entanto, a definição de $\delta_e = \omega_e t$ mostra que é necessário o conhecimento da freqüência angular para se ter o conhecimento da posição do vetor complexo no tempo. Para os sistemas monofásicos examinados neste trabalho, a freqüência angular ω_e é determinada a partir do conhecimento da freqüência da tensão da rede, obtida em cada ciclo.

Pode-se, a partir deste conhecimento, definir estruturas de controladores baseadas na utilização de dois controladores síncronos diferentes:

- o controlador síncrono de seqüência positiva (girando com velocidade angular $+\omega_e$);

- e o controlador síncrono de seqüência negativa (girando com velocidade angular $-\omega_e$).

Ambos os controladores operam simultaneamente e suas saídas são adicionadas.

É importante salientar que o emprego da estrutura de controle com dois controladores síncronos resulta na operação dos controladores com sinais *cc*, o que não ocorre com o controlador *PI*.

2.3.2 Controladores de Corrente

Controlador *O*

O controlador *O*, definido aqui neste texto, é o controlador *PI* e tem suas equações de estado escritas na forma

$$\frac{dx^s}{dt} = k_i \xi^s \quad (2.23)$$

$$u^{s*} = x^s + k_p \xi^s \quad (2.24)$$

cuja função de transferência é

$$G_o(s) = \frac{k_i + k_p s}{s} = \frac{k_p (s + k_i/k_p)}{s} \quad (2.25)$$

Sua aplicação é mais específica para controle de grandezas *cc* porque possui ganho infinito na freqüência zero. É possível se realizar o aumento dos ganhos, de modo a se aumentar a banda de passagem do controlador, favorecendo a sua aplicação em sistemas de corrente alternada. Entretanto, isto não garante erro zero na freqüência de operação diferente de zero, este limite sendo transposto com a utilização de controladores de seqüências positiva e negativa.

Controladores com emulação (*A* e *B*)

Os controladores *A* e *B* são definidos controladores de seqüências positiva e negativa com emulação do eixo *q*. O controlador *A* é definido para o referencial síncrono enquanto o Controlador *B* é definido para o referencial estacionário.

Escrevendo a lei de controle no espaço de estado para os controladores de seqüências positiva e negativa que compõe o Controlador *A*, tem-se

$$\xi^+ = e^{-j\delta_e} \xi^s \quad (2.26)$$

$$\frac{dx^+}{dt} = k_i^+ \xi^+ \quad (2.27)$$

$$u^{+*} = x^+ + k_p^+ \xi^+ \quad (2.28)$$

$$\xi^- = e^{j\delta_e} \xi^s \quad (2.29)$$

$$\frac{dx^-}{dt} = k_i^- \xi^- \quad (2.30)$$

$$u^{-*} = x^- + k_p^- \xi^- \quad (2.31)$$

$$u^{s*} = e^{j\delta_e} u^{-*} + e^{-j\delta_e} u^{-*} \quad (2.32)$$

onde: $\xi^s = i^{s*} - i^s$ é o erro de corrente no referencial estacionário; x^+ e x^- são variáveis de estados associadas com a parte integral positiva e negativa dos controladores; u^{+*} , u^{-*} e u^{s*} são as tensões positiva e negativa e tensão no referencial estacionário; e k_p^+ , k_i^+ , k_p^- e k_i^- são os ganhos das partes de seqüências positiva e negativa dos controladores. Nestes símbolos, o expoente * indica a variável de referência. As funções de transferências dos controladores de seqüências positiva (2.27 e 2.28) e negativa (2.30 e 2.31) são

$$\frac{u^+(s)}{\xi^+(s)} = \frac{k_p^+ s + k_i^+}{s} \quad (2.33)$$

$$\frac{u^-(s)}{\xi^-(s)} = \frac{k_p^- s + k_i^-}{s} \quad (2.34)$$

Aplicando-se um segurador de ordem zero e incluindo o erro do controlador síncrono de seqüência positiva e negativa o equivalente discreto das equações (2.26) a (2.32), se torna

$$\xi^+(k-1) = e^{-j\delta_e(k-1)} \xi^s(k-1) \quad (2.35)$$

$$x^+(k) = x^+(k-1) + h_a k_i^+ \xi^+(k-1) \quad (2.36)$$

$$u^{+*}(k) = x^+(k) + k_p^+ \xi^+(k) \quad (2.37)$$

$$\xi^-(k-1) = e^{j\delta_e(k-1)} \xi^s(k-1) \quad (2.38)$$

$$x^-(k) = x^-(k-1) + h_a k_i^- \xi^-(k-1) \quad (2.39)$$

$$u^{-*}(k) = x^-(k) + k_p^- \xi^-(k) \quad (2.40)$$

$$u^{s*}(k) = e^{j\delta_e(k)} u^{+*}(k) + e^{-j\delta_e(k)} u^{-*}(k) \quad (2.41)$$

onde $k = 0, 1, 2, \dots$, representa o instante discreto kh_a , h_a sendo o período de amostragem. Para freqüência angular constante ω_e a transformação de coordenada $e^{j\delta_e(k)}$ e $e^{-j\delta_e(k)}$ pode ser calculada mais facilmente pelo uso de $e^{j\delta_e(k)} = e^{j\delta_e(k-1)} e^{j\omega_e h_a}$, desde que $e^{j\omega_e h_a}$ seja constante.

O esquema de controladores positivo e negativo no referencial síncrono requer o uso de transformação de coordenadas $e^{j\delta_e}$ e $e^{-j\delta_e}$. O controlador pode ser emulado no referencial estacionário de modo a evitar a transformação, como proposto por Rowan e Kerkman, [25] para um controlador síncrono de seqüência positiva apenas.

Com a introdução de $\mathbf{x}_+^s = e^{j\delta_c} \mathbf{x}^+$, $\mathbf{x}_-^s = e^{-j\delta_c} \mathbf{x}^-$ e $k_p = k_p^+ + k_p^-$ e usando as equações (2.26)-(2.32), as leis de controle para as equações contínuas no tempo num controlador positivo e negativo estacionário ('Controlador B') podem ser escritas como

$$\frac{d\mathbf{x}_+^s}{dt} = j\omega_c \mathbf{x}_+^s + k_i^+ \xi^s \quad (2.42)$$

$$\frac{d\mathbf{x}_-^s}{dt} = -j\omega_c \mathbf{x}_-^s + k_i^- \xi^s \quad (2.43)$$

$$\mathbf{u}^{s*} = \mathbf{x}_+^s + \mathbf{x}_-^s + k_p \xi^s \quad (2.44)$$

cuja função de transferência pode ser expressa na forma

$$\frac{\mathbf{u}^s(s)}{\xi^s(s)} = \frac{k_i^+}{s - j\omega_c} + \frac{k_i^-}{s + j\omega_c} + k_p \quad (2.45)$$

resultando em

$$\frac{\mathbf{u}^s(s)}{\xi^s(s)} = \frac{k_p s^2 + (k_i^+ + k_i^-)s + k_p \omega_c + j\omega_c (k_i^+ - k_i^-)}{s^2 + \omega_c^2} \quad (2.46)$$

Neste caso a versão discreta do Controlador B é dada por

$$\mathbf{x}_+^s(k) = e^{j\omega_c h_a} \mathbf{x}_+^s(k-1) + jk_i^+ \left(\frac{1 - e^{j\omega_c h_a}}{\omega_c} \right) \xi^s(k-1) \quad (2.47)$$

$$\mathbf{x}_-^s(k) = e^{-j\omega_c h_a} \mathbf{x}_-^s(k-1) + jk_i^- \left(\frac{1 - e^{-j\omega_c h_a}}{\omega_c} \right) \xi^s(k-1) \quad (2.48)$$

$$\mathbf{u}^s(k) = \mathbf{x}_+^s(k) + \mathbf{x}_-^s(k) + k_p \xi^s(k) \quad (2.49)$$

A carga computacional para um dado modelo discreto no tempo, pode ser estimado pelo número de adições e multiplicações requeridas para implementá-lo. A carga computacional para a versão discreta do Controlador B (dado por (2.47)-(2.49)) com ω_c variável é bastante inferior à carga computacional do Controlador A (dado por (2.35)-(2.41)). Entretanto, para ω_c constante, os parâmetros do controlador são invariáveis no tempo e esta comparação é ainda mais favorável para o controlador B.

Os diagramas de blocos dos Controladores A e B são mostrados nas figuras 2.4a e b, respectivamente. Na figura 2.4a, o tratamento das grandezas do circuito real é mostrado. Neste caso, observa-se a necessidade de realizações de transformações de coordenadas, enquanto que no diagrama do Controlador B estas transformações não são necessárias. Em ambos os diagramas são indicados os blocos de simulações. Estes blocos de simulações representam o cálculo do modelo discreto para o circuito fictício.

Controladores sem emulação (I, II e III)

Os Controlados A e B são definidos para ganhos k_i^+ e k_i^- diferentes. O uso dos mesmos ganhos k_i^+ e k_i^- possibilita a simplificação do modelo do controlador quando este é

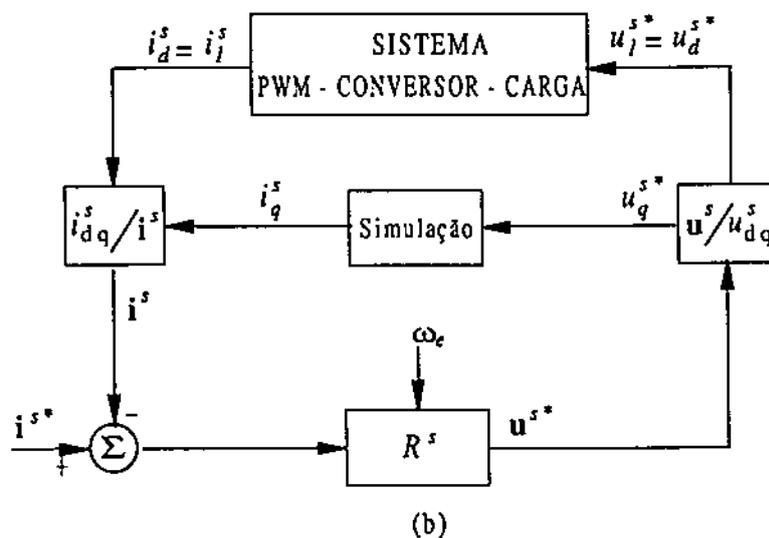
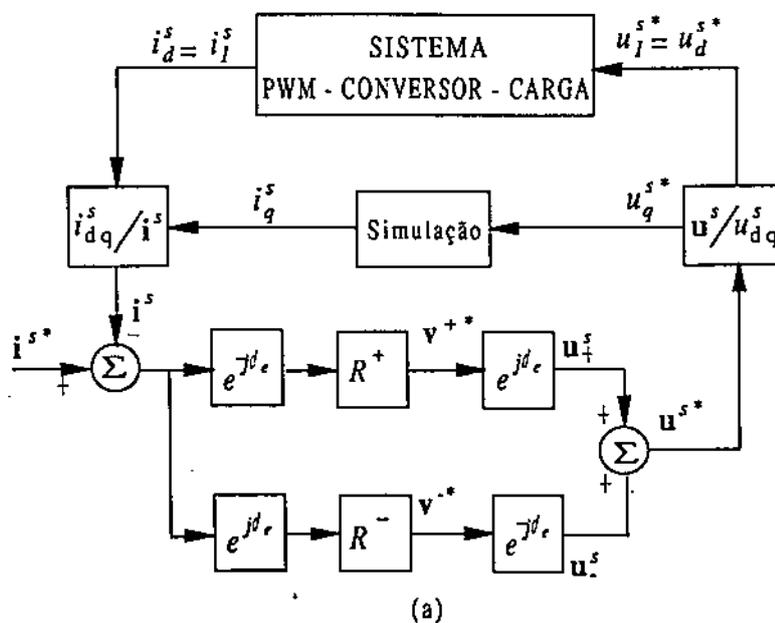


Figura 2.4: Diagrama de bloco de um controlador de corrente de seqüência positiva e negativa para sistemas monofásicos com emulação do eixo q: a) no referencial síncrono, controlador A ; b) no referencial estacionário, controlador B.

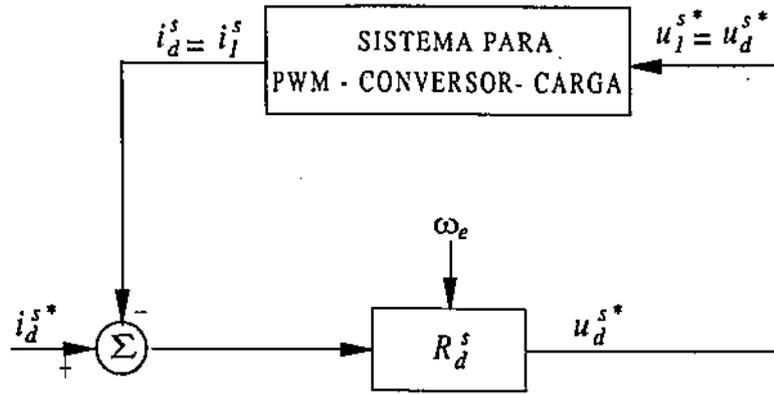


Figura 2.5: Diagrama de bloco do controlador de corrente de seqüência positiva e negativa para sistemas monofásicos no referencial estacionário com mesmos ganhos k_i^+ e k_i^- (Controladores I, II e III)

empregado no referencial estacionário, (ver equação (2.47)). De fato, das equações (2.43)-(2.45) para $k_i = k_i^+ = k_i^-$ pela introdução das novas variáveis $x_a^s = x_+^s + x_-^s$ e $x_b^s = j\omega_e(x_+^s - x_-^s)$ são obtidas as equações do controlador positivo e negativo simplificado (aqui chamado de 'Controlador I'), tal que

$$\frac{dx_a^s}{dt} = 2k_i\xi^s + x_b^s \quad (2.51)$$

$$\frac{dx_b^s}{dt} = -\omega_e^2 x_a^s \quad (2.52)$$

$$u^{s*} = x_a^s + k_p\xi^s \quad (2.53)$$

Portanto, a evolução do Controlador B para o Controlador I é vantajosa visto que a lei de controle do Controlador I é mais simples, como pode ser observado nas equações (2.51) a (2.53). O exame destas equações mostra que, com a transformação é obtido o desacoplamento entre as equações de eixos d e q . Isto é bastante adequado para controle de sistemas monofásicos, uma vez que, naturalmente, eles só apresentam o circuito de eixo d , e, conseqüentemente, não mais existe a necessidade de simulação do circuito de eixo q , para realização da ação de controle.

A figura 2.5 ilustra o diagrama de bloco para o Controlador I. Neste, são realizadas simplificações com relação ao diagrama de blocos da figura 2.4b, (Controlador B). Verifica-se a inexistência do bloco relativo ao circuito fictício (bloco de simulação). Em conseqüência, a corrente utilizada para determinação do erro na entrada do controlador é somente a corrente lida do circuito real ($i_d^{s*} - i_d^s$). Existe a redução da carga computacional na implementação da versão discreta do Controlador I.

Aplicando-se um segurador de ordem, o equivalente discreto das equações (2.51) a

(2.53)) se torna

$$x_a^s(k) = \cos(\omega_e h_a) x_a^s(k-1) + \frac{1}{\omega_e} \text{sen}(\omega_e h_a) x_b^s(k-1) \quad (2.54)$$

$$+ 2k_i \frac{1}{\omega_e} \text{sen}(\omega_e h_a) \xi^s(k-1)$$

$$x_b^s(k) = -\omega_e \text{sen}(\omega_e h_a) x_a^s(k-1) + \cos(\omega_e h_a) x_b^s(k-1) \quad (2.55)$$

$$+ 2k_i [\cos(\omega_e h_a) - 1] \xi^s(k-1)$$

$$u^{*s}(k) = x_a^s(k) + k_p \xi^s(k) \quad (2.56)$$

O diagrama de blocos para um sistema composto por controlador e conversor é ilustrado na figura 2.6. Neste diagrama, $G_s(s)$ é a função de transferência do sistema a ser controlado, (ilustrado nos diagramas da figura 2.3) e $G_c(s)$ é a função de transferência do controlador.

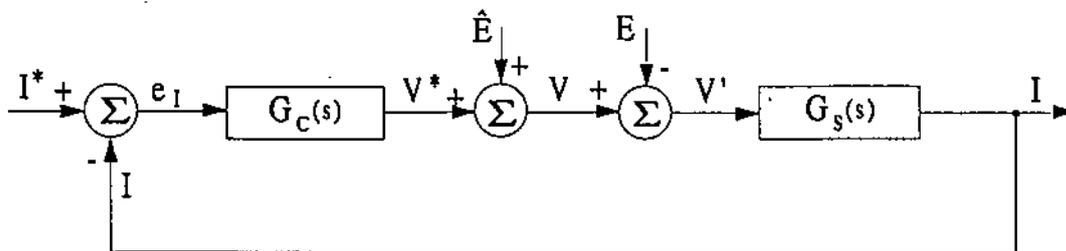


Figura 2.6: Diagrama do sistema em malha-fechada

Deste modo, pode-se escrever, para o sistema a ser controlado (eixo d), a função de transferência

$$G_s(s) = \frac{k_L}{s - s_L} \quad (2.57)$$

onde k_L e s_L são obtidos dos elementos passivos resistência e indutância, tal que

$$k_L = \frac{1}{L_d} \quad (2.58)$$

$$s_L = -\frac{R_d}{L_d}$$

A função de transferência do Controlador I é

$$G_{C_I}(s) = \frac{k_p (s^2 + \frac{k_i}{k_p} s + \omega_e^2)}{s^2 + \omega_e^2} = \frac{k_p (s - s_1)(s - s_2)}{s^2 + \omega_e^2} \quad (2.59)$$

onde

$$s_1 = \frac{-\frac{k_i}{k_p} + \sqrt{\left(\frac{k_i}{k_p}\right)^2 - 4\omega_e^2}}{2}$$

$$s_2 = \frac{-\frac{k_i}{k_p} - \sqrt{\left(\frac{k_i}{k_p}\right)^2 - 4\omega_e^2}}{2}$$

observando-se que o mesmo possui dois zeros e um ganho infinito nas frequências $\pm j\omega_c$.

Para cálculo do Controlador *I* é desejável que exista o cancelamento do pólo do sistema descrito pela equação (2.57) com um dos zeros do controlador, ou seja

$$s_2 = s_L$$

Este cancelamento resulta na seguinte função de transferência de malha-aberta

$$G_{oI}(s) = \frac{k_L k_p (s - s_1)}{s^2 + \omega_c^2} \quad (2.60)$$

com

$$s_1 = \frac{\omega_c^2}{s_L} \quad (2.61)$$

e

$$\frac{k_i}{k_p} = - \left(\frac{\omega_c^2 + s_L^2}{s_L} \right) \quad (2.62)$$

o que resulta na função de transferência do sistema em malha-fechada

$$G_I(s) = \frac{k_L k_p (s - s_1)}{s^2 + k_L k_p (s - s_1) + \omega_c^2} \quad (2.63)$$

Briz et al., [26], apresentam um controlador para seqüência positiva com um zero em zero. Expandindo-se este controlador para incluir a seqüência negativa, um outro controlador (Controlador *II*) pode ser definido pela seguinte função de transferência

$$G_{CII}(s) = \frac{k_a s^2 + k_b s}{s^2 + \omega_c^2} \quad (2.64)$$

Suas equações de estado contínuas são dadas por

$$\frac{dx_a^s}{dt} = x_b^s + k_b \xi^s \quad (2.65)$$

$$\frac{dx_b^s}{dt} = -\omega_c^2 x_a^s - \omega_c^2 k_a \xi^s \quad (2.66)$$

$$u^{s*} = x_a^s + k_a \xi^s \quad (2.67)$$

E a solução discreta no tempo desse controlador é

$$\begin{aligned} x_a^s(t + h_a) = & \cos(\omega_c h_a) x_a^s(t) + \frac{\text{sen}(\omega_c h_a)}{\omega_c} x_b^s(t) + \left[\frac{k_b \text{sen}(\omega_c h_a)}{\omega_c} \right. \\ & \left. - (1 - \cos(\omega_c h_a)) k_a \right] \xi^s(t) \end{aligned} \quad (2.68)$$

$$\begin{aligned} x_b^s(t + h_a) = & -\omega_c \text{sen}(\omega_c h_a) x_a^s(t) + \cos(\omega_c h_a) x_b^s(t) + [(\cos(\omega_c h_a) - 1) k_b \\ & - \omega_c \text{sen}(\omega_c h_a) k_a] \xi^s(t) \end{aligned} \quad (2.69)$$

$$u^{s*}(t) = x_a^s(t) + k_a \xi^s(t) \quad (2.70)$$

Comparando-se o Controlador *I* com o *II* observa-se que o Controlador *II* não possui o termo independente de s (ω_c^2) no numerador. Deste modo, a inserção de um ganho ao termo independente de "s" do numerador da equação (2.59) favorece uma generalização do numerador. O controlador com termo no numerador genérico é denominado Controlador *III*, e sua função de transferência é

$$G_{C_{III}}(s) = \frac{k_a s^2 + k_b s + k_c}{s^2 + \omega_c^2} \quad (2.71)$$

Este controlador tem um grau de liberdade a mais, quando comparado com *I* e *II*, pois possui um ganho k_c suplementar. Os controladores *I* e *II* são, portanto, casos particulares do controlador *III*: $k_a = k_p$, $k_b = k_i$ e $k_c = \omega_c^2 k_p$ fornece o controlador *I*; e $k_a = k_p$, $k_b = k_i$ e $k_c = 0$ fornece o Controlador *II*. Suas equações de estado contínuas são dadas por

$$\frac{dx_a^s}{dt} = x_b^s + k_b \xi^s \quad (2.72)$$

$$\frac{dx_b^s}{dt} = -\omega_c^2 x_a^s + k_c' \xi^s \quad (2.73)$$

$$u^{s*} = x_a^s + k_a \xi^s \quad (2.74)$$

onde $k_c' = k_c - \omega_c^2 k_a$.

E a solução discreta no tempo desse controlador é

$$\begin{aligned} x_a^s(t + h_a) &= \cos(\omega_c h_a) x_a^s(t) + \frac{\text{sen}(\omega_c h_a)}{\omega_c} x_b^s(t) + \left[\frac{k_b \text{sen}(\omega_c h_a)}{\omega_c} \right. \\ &\quad \left. + \frac{1 - \cos(\omega_c h_a)}{\omega_c^2} k_c' \right] \xi^s(t) \end{aligned} \quad (2.75)$$

$$\begin{aligned} x_b^s(t + h_a) &= -\omega_c \text{sen}(\omega_c h_a) x_a^s(t) + \cos(\omega_c h_a) x_b^s(t) + [(\cos(\omega_c h_a) - 1) k_b \\ &\quad + \frac{\text{sen}(\omega_c h_a)}{\omega_c} k_c'] \xi^s(t) \end{aligned} \quad (2.76)$$

$$u^{s*}(t) = x_a^s(t) + k_a \xi^s(t) \quad (2.77)$$

Como foi mencionado anteriormente, os controladores no referencial estacionário são mais simples que os controladores no referencial síncrono, porque eles não requerem nenhuma transformação de coordenadas nem necessitam emular o eixo em quadratura. Entretanto, quando se deseja ter vantagem da alta capacidade da frequência de chaveamento, como proposto por Jacobina, [27], o uso do controlador no referencial síncrono pode ser preferível.

2.4 PROJETO DOS CONTROLADORES

A técnica de projeto do controlador baseado no cancelamento de pólos e zeros pode ser uma boa alternativa quando se pretende compensar alguma constante de tempo lenta

do sistema em malha aberta e alocar os pólos de malha fechada de modo a obter um sistema mais rápido que o sistema em malha aberta original.

No caso do sistema monofásico RLE , (resistência, indutância e fem - força contraeletromotriz), pretende-se compensar os pólos do sistema com os zeros do controlador, facilitando o cálculo do controlador e dos pólos de malha-fechada. A dificuldade da utilização desta abordagem é que os parâmetros do sistema devem ser bem conhecidos ou o controlador deve ser suficientemente estável para manter um desempenho aceitável apesar das variações paramétricas que possam ocorrer.

A resposta transitória de um sistema em malha fechada é determinada pelos pólos de malha-fechada. No projeto desse sistema podem-se ajustar os pólos, zeros e ganhos da malha-aberta de modo a se alocar os pólos e zeros nas posições desejadas do plano s . Nos casos a serem estudados, os ganhos dos controladores serão determinados a partir do gráfico de lugar de raízes, posicionando-se os pólos do sistema formado pelo controlador e conversor próximos ao ponto de amortecimento crítico.

2.4.1 Caracterização do Controlador

A caracterização dos controladores apresentados é realizada por meio dos gráficos de lugar de raízes, diagrama de Bode e curva de resposta à aplicação de uma fonte senoidal ao sistema, denominada simplesmente resposta ao degrau de senoide, considerando-se o sistema do diagrama de blocos da figura 2.6.

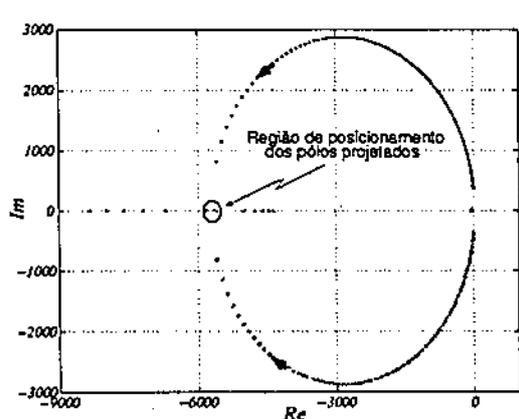
Para obtenção destas características são consideradas três condições de operação do controlador: (i) cancelamento exato do pólo do sistema, quando o valor do zero do controlador é escolhido de modo a anular o pólo do sistema conversor; (ii) erro de cancelamento do pólo por falta, quando o valor do zero escolhido para anular o pólo do sistema conversor possui o seu valor em módulo inferior ao usado para o cancelamento exato; e (iii) erro de cancelamento do pólo por excesso, quando o valor do zero escolhido para anular o pólo do sistema conversor possui o seu valor em módulo superior ao usado para o cancelamento exato. Em resumo, no caso (i) quando é realizado o cancelamento exato, a ordem do sistema em malha-aberta é reduzida e nos casos (ii) e (iii), os zeros do controlador não anulando o pólo do sistema conversor.

Controlador I

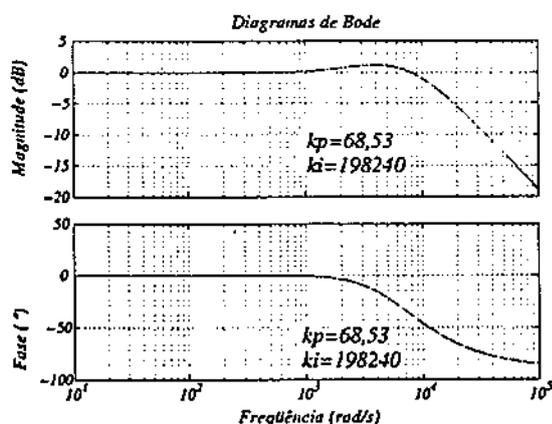
Inicialmente é analisado o Controlador I considerando-se a realização do cancelamento exato, caso (i). Para este caso, o cálculo do controlador é realizado satisfazendo as condições impostas pelas equações (2.61) e (2.62). Na efetivação desta análise, k_p é

variado numa faixa de valores e k_i é obtido da relação dada pela equação (2.62), de modo que seja satisfeita a condição de eliminação do pólo do sistema.

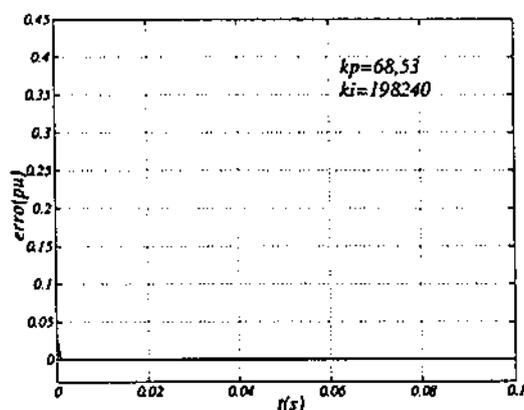
Na figura 2.7a é ilustrado o gráfico de lugar das raízes do sistema em malha fechada. Observa-se que para ganhos $k_p > 0$ o sistema é estável, garantindo-se pólos reais de malha-fechada para k_p crescente e acima de determinados valores, que são dependendes das constantes R_d e L_d do sistema de conversão. Considerando-se o caso em que $R_d = 0,3\Omega$ e $L_d = 6mH$, o par $k_p = 68,5$ e $k_i = 198.240$ permite a alocação dos pólos com o sistema operando superamortecido, próximo ao ponto de amortecimento crítico.



(a)



(b)



(c)

Figura 2.7: Características do sistema operando com Controlador I , com cancelamento exato: a) lugar de raízes; b) diagrama de Bode; c) erro para resposta ao degrau.

Na figura 2.7b é ilustrado o diagrama de Bode, magnitude e fase, para k_p e k_i admitidos anteriormente. Observa-se que o ganho é unitário para a frequência de

operação que é $\approx 377\text{rad/s}$ e tende a zero na banda de passagem acima de 10.000rad/s .

A análise do comportamento transitório do sistema é verificado com a resposta à aplicação da excitação senoidal em degrau. O gráfico que expressa o erro de resposta é mostrado na figura 2.7c. Como esperado, o erro de regime permanente é nulo.

Uma vez que a determinação dos valores exatos dos parâmetros R_d e L_d não é possível, devido a não linearidade do sistema conversor, foram efetivadas diversas análises considerando outros pares de ganhos, e examinou-se os diagramas de Bode e a resposta ao degrau. Observou-se, com isso, que a escolha de k_p e k_i maiores não é interessante, uma vez que a alocação de pólos tendendo a $-\infty$ torna o sistema muito rápido (banda de passagem maior), o que dificulta o controle quando a relação sinal/ruído é baixa. Isto foi observado analiticamente por meio de simulação e comprovado posteriormente quando da realização experimental do sistema. Para k_p e k_i menores, passam a existir pólos complexos alocados próximos ao zero real, resultando numa banda de passagem mais estreita e o erro de resposta ao degrau assume a estabilidade, com erro nulo, para períodos maiores. Isto mostra a viabilidade de utilização de uma faixa ampla de ganhos com condições de controlar corretamente o sistema.

O estudo de simulação realizado considerando cancelamento exato com aplicação do Controlador I mostra a viabilidade de sua implementação. Entretanto, é interessante observar a resposta do sistema quando o controlador não é sintonizado no ponto exato, caso (ii) e caso (iii).

Na figura 2.8 são mostradas as características do Controlador I , tendo em conta o caso (ii), quando ocorre erro por falta no cancelamento do pólo. Considerando a relação k_i/k_p em 30% do valor que causa cancelamento exato de pólo, a equação (2.62) fica na forma,

$$\frac{k_i}{k_p} = -0,3 \left(\frac{\omega^2 + s_L^2}{s_L} \right) \quad (2.78)$$

A figura 2.8a ilustra o lugar de raízes. Verifica-se que os pólos em malha-fechada do sistema estão posicionados mais próximos do zero e o ponto de amortecimento crítico ocorre para o par $[k_p; k_i] \sim [20; 17.900]$. Nesta posição o sistema de controle opera de modo mais lento, o que pode ser verificado na figura 2.8c, observando-se que o valor de pico do erro é superior, quando comparado ao caso (i). O diagrama de Bode da figura 2.8b possibilita concluir que apesar do ganho ser ligeiramente diferente da unidade para frequências inferiores a 400rad/s este é unitário na frequência de operação desejada, que é $376,99\text{rad/s}$. Ainda nesta figura, a avaliação da curva de magnitude possibilita concluir que a banda de frequência que apresenta magnitude de ganhos próximos da unidade é mais estreita que a apresentada na figura 2.7c, quando se avaliou o caso i.

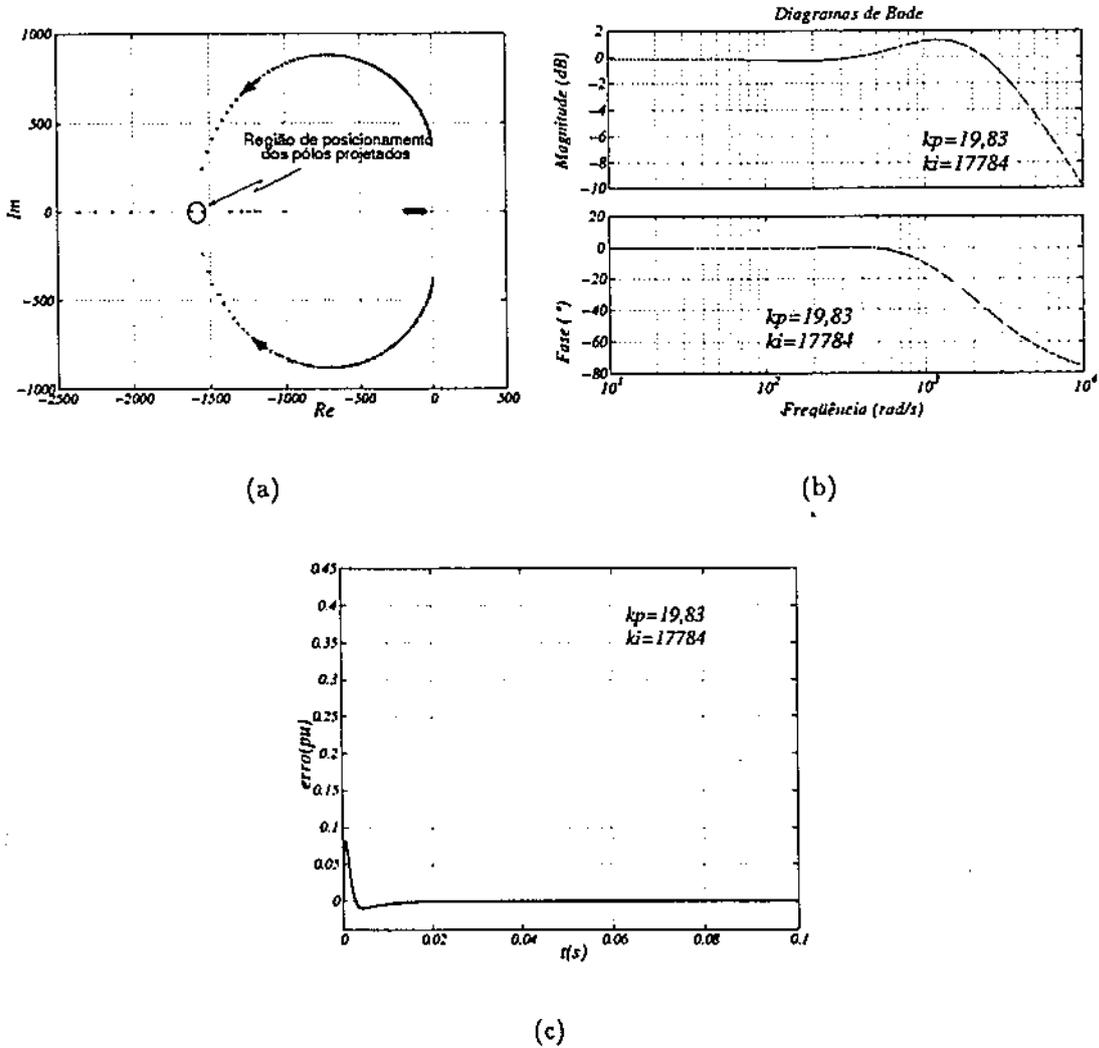
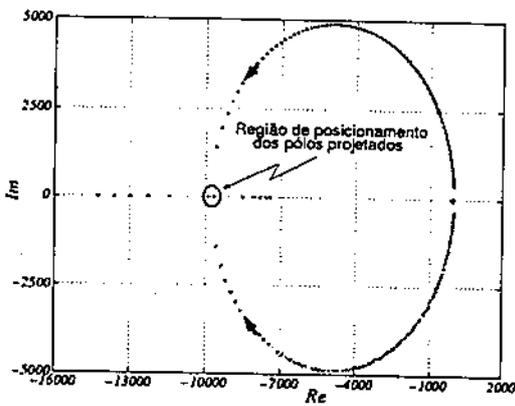
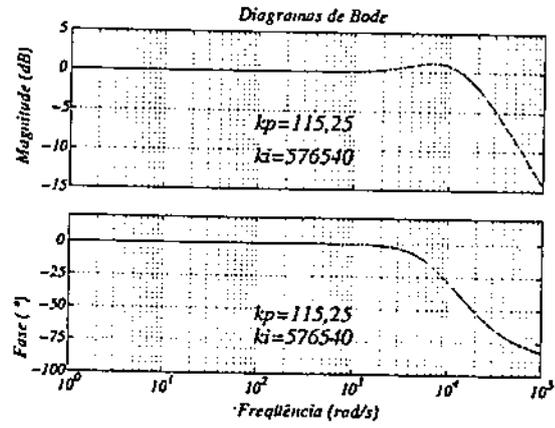


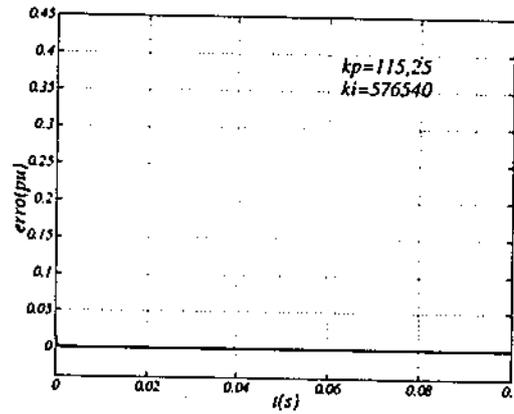
Figura 2.8: Características do sistema operando com Controlador I , com erro de cancelamento por falta: a) lugar de raízes; b) diagrama de Bode; c) erro para resposta ao degrau.



(a)



(b)



(c)

Figura 2.9: Características do sistema operando com Controlador I , com erro de cancelamento por excesso: a) lugar de raízes; b) diagrama de Bode; c) erro para resposta ao degrau.

Na curva da figura 2.8c identifica-se um subamortecimento causado pela escolha de k_p e k_i que resultam na alocação de pólos complexos em malha-fechada. Entretanto, estes pólos se situam próximos ao ponto onde o sistema opera como criticamente amortecido.

As características do sistema, considerando o caso (iii) para o Controlador I, são ilustradas na figura 2.9. Para este caso a equação (2.62) é dada por:

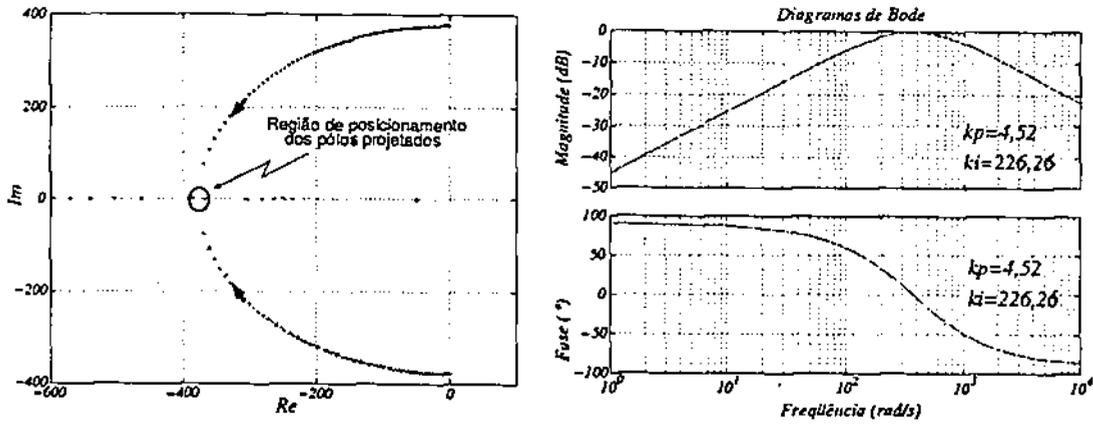
$$\frac{k_i}{k_p} = -1,7 \left(\frac{\omega_e^2 + s_L^2}{s_L} \right) \quad (2.79)$$

Na figura 2.9a é ilustrado o lugar de raízes. Neste caso, observa-se que o ponto de amortecimento crítico do sistema ocorre para pólos muito à esquerda da origem sugerindo a operação rápida do controlador, como pode ser visto na figura 2.9c. O amortecimento crítico determinado a partir do lugar de raízes ocorre para o par $[k_p; k_i] \sim [117; 578.500]$. A escolha do par de ganhos próximo a este ponto com o sistema operando sobre-amortecido, permite a alocação de pólos reais de malha-fechada. O diagrama de Bode da figura 2.9b exemplifica a estabilidade que se consegue na operação do sistema ao se utilizar este modelo de controlador. Observa-se que o ganho de malha-fechada do sistema é unitário numa banda de freqüência bastante larga. No entanto, como investigado anteriormente, este tipo de sintonia é desaconselhado para sistema com elevado nível de harmônico e taxa de sinal/ruído baixa, optando-se, na prática, pela sintonia do controlador com constante k_i/k_p menor, ou seja um controlador mais lento.

Controlador II

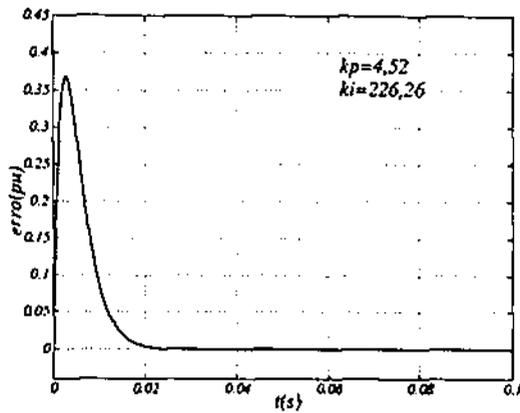
Na avaliação anterior o controlador tinha dois zeros não nulos. Já o Controlador II tem um zero nulo. A seguir é avaliado o sistema de malha-fechada utilizando o Controlador II, considerando a sintonia para os casos (i), (ii) e (iii).

O cancelamento exato, caso (i), é realizada de modo que um zero do controlador anule um pólo do sistema. O lugar de raízes é ilustrado na figura 2.10a. Observa-se que o ponto de amortecimento crítico ocorre mais à direita que os obtidos para o controlador anterior. Isto favorece nas aplicações em que se deseja um controlador atuando de forma mais lenta. Entretanto, ao se traçar o diagrama de Bode do sistema em malha-fechada, (Figura 2.10b) com ganhos que permitem a operação do sistema próximo ao ponto de amortecimento crítico, observa-se que o ganho é unitário somente na freqüência para a qual se ajusta o controlador. Em conseqüência, nos casos específicos de controle de sinais distorcidos e com uma relação baixa de sinal/ruído, é de se esperar que este controlador seja menos adequado. Isto, visto que o controlador é sintonizado para um sinal com freqüência específica e, quando este sinal possui harmônicos de ordem



(a)

(b)



(c)

Figura 2.10: Características do sistema operando com Controlador II, com cancelamento exato: a) lugar de raízes; b) diagrama de Bode; c) erro para resposta ao degrau.

próxima à da fundamental com amplitude elevada, ou a relação sinal/ruído é baixa os harmônicos, assim como o ruído recebem ação do controlador.

Para o caso estudado o par k_p e k_i usado é aproximadamente 4,5 e 226, respectivamente. A figura 2.10c ilustra o comportamento do erro de resposta à aplicação a uma excitação em degrau. Este gráfico mostra que o Controlador II possui dinâmica de erro de controle com amplitude e tempo de amortecimento maior que o Controlador I.

Mantendo-se as mesmas considerações de análise dos controladores anteriores, a figura 2.11 mostra as características de malha-aberta e malha-fechada do sistema, quando a relação k_i/k_p é mantida a 30% do cancelamento perfeito, e a figura 2.12 quando a relação k_i/k_p é mantida a 170% do cancelamento perfeito.

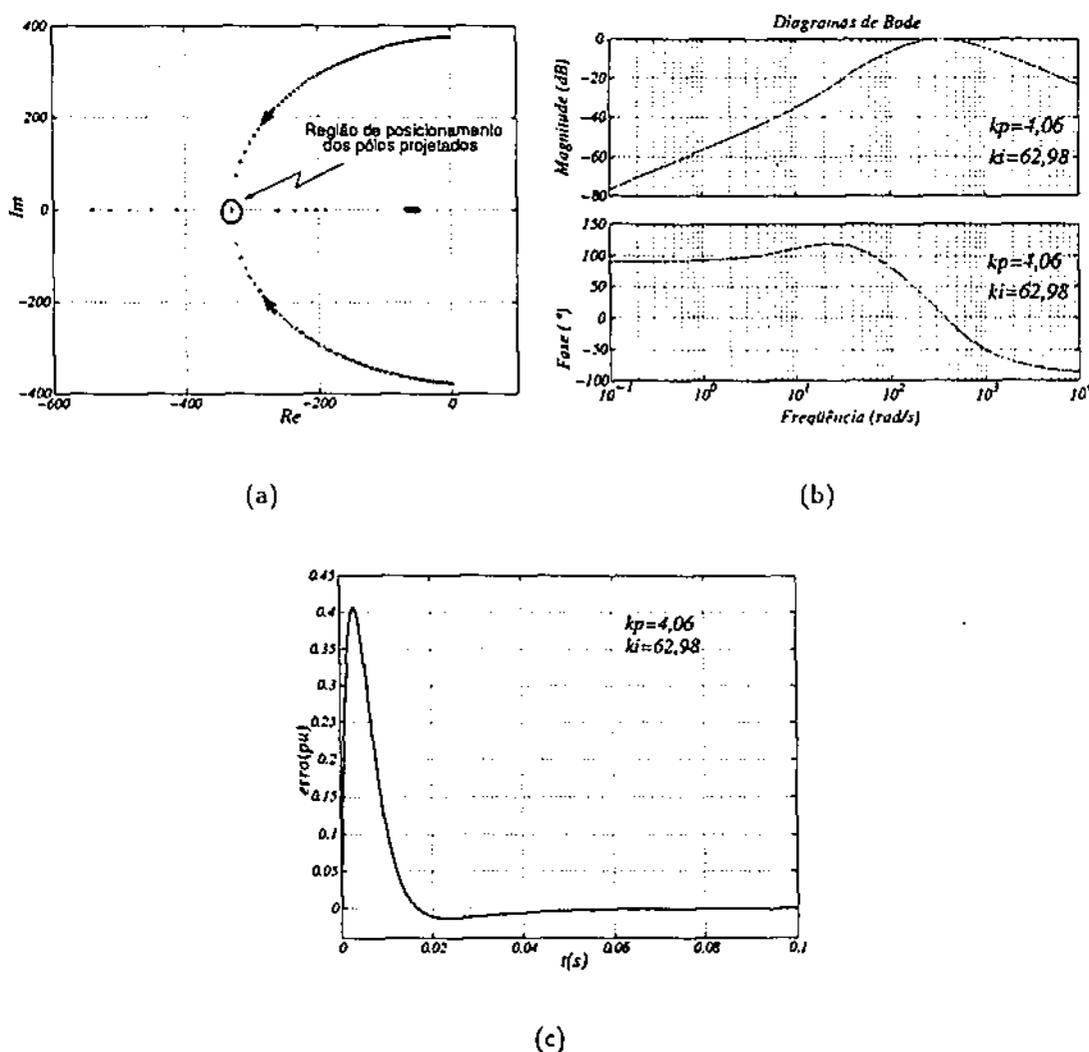


Figura 2.11: Características do sistema operando com Controlador II, com erro de cancelamento por falta: a) lugar de raízes; b) diagrama de Bode; c) erro para resposta ao degrau.

O exame das curvas de lugar de raízes mostra que o ponto de amortecimento crítico ocorre para os casos (ii) e (iii) próximos do ponto do caso (i), em torno de 400rad/s . Os pares de ganhos $[k_p; k_i]$ são $[4; 63]$ e $[5; 427]$, para os casos (ii) e (iii), respectivamente. Os diagramas de Bode evidenciam a existência de ganho unitário somente na frequência de operação e o erro de resposta à excitação senoidal em degrau mostra que o tempo de amortecimento necessário para se anular o erro é extremamente elevado, maior que três vezes o pior caso do Controlador I.

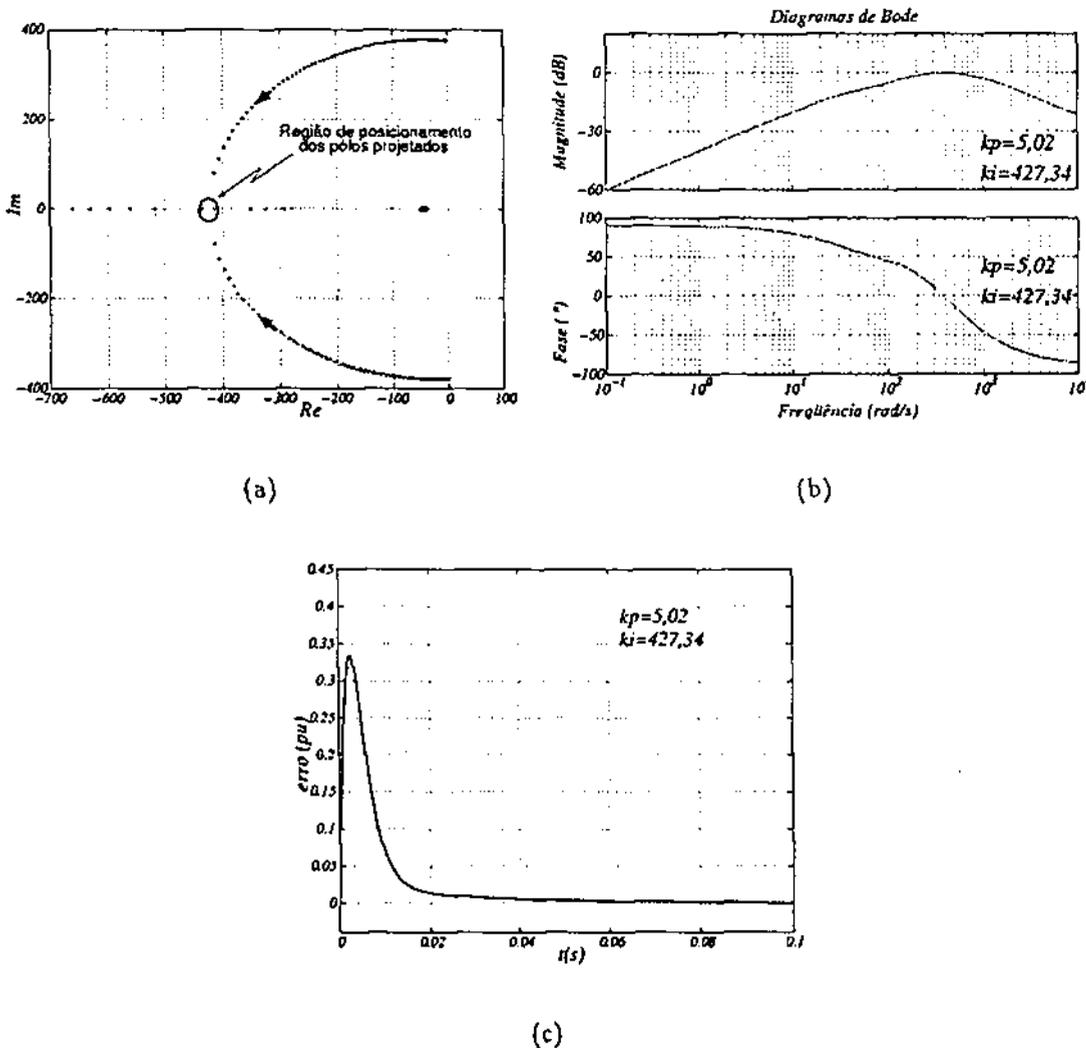


Figura 2.12: Características do sistema operando com Controlador II, com erro de cancelamento por excesso: a) lugar de raízes; b) diagrama de Bode; c) erro para resposta ao degrau.

Controlador III

Este controlador tem um grau de liberdade a mais, quando comparado com *I* e *II*, pois possui um ganho k_c suplementar. Para obtenção das curvas características, lugar de raízes, diagramas de Bode e erro de resposta ao degrau como as mostradas para os controladores *I* e *II* define-se $k_a = k_p$, $k_b = k_i$ e $k_c = \omega_c^2/2$. Valores diferentes de k_c podem ser atribuídos. Todavia, os resultados obtidos não alteram os princípios de comportamento do controlador quando se faz $k_c = \omega_c^2/2$.

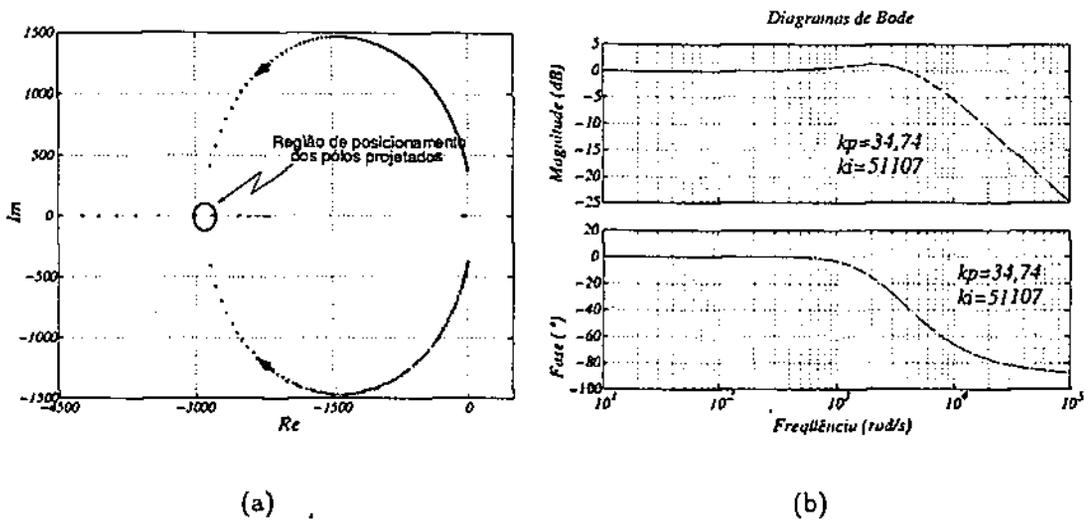
Considera-se, para apreciação, as três condições de sintonia especificadas pelos casos (*i*), (*ii*) e (*iii*). Inicialmente são ilustradas as características para o caso (*i*), quando é realizado cancelamento exato do pólo, mostradas na figura 2.13.

Na figura 2.13a é ilustrado o lugar de raízes. Nesta hipótese em que o valor atribuído a k_c é $\omega_c^2/2$, observa-se que o círculo formado na figura possui um raio com metade do valor obtido para a mesma condição quando se utilizou o Controlador *I*. Esta relação entre o raio e o valor de k_c é mantida ou seja, quando $k_c = \frac{3}{2}\omega_c^2$ o raio é $\frac{3}{2}$ do obtido para Controlador *I*. A variação do comprimento do raio resulta na variação do ponto de amortecimento crítico. Deste modo, é possível se fazer a escolha de k_c com valores intermediários entre ω_c^2 e 0 (Controlador *I* e Controlador *II*) admitindo-se a utilização de ganhos k_p e k_i com valores inferiores aos utilizados no Controlador *I* ao mesmo tempo em que se mantem a alocação dos pólos na região de amortecimento crítico. Como conseqüência, obtém-se a atuação do controlador de forma mais lenta, resultando na elevação da amplitude e duração do erro de resposta ao degrau, como pode ser visto na figura 2.13c. Na figura 2.13b são ilustrados os diagramas de Bode, os quais mostram características de magnitude e fase análogas às obtidas para o Controlador *I*.

A escolha de $k_c > \omega_c^2$ é possível, todavia não aconselhável para sistemas nos quais o sinal a ser controlado é distorcido ou possui uma relação baixa de sinal/ruído.

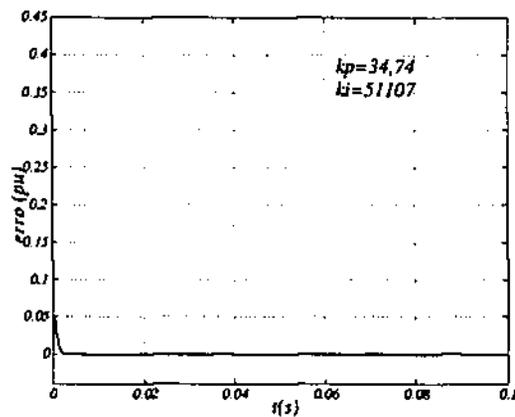
Na figura 2.14 são ilustradas as características quando a sintonia é realizada com erro, por falta, no cancelamento do pólo (caso (*ii*)) e na figura 2.15 são ilustradas as características quando a sintonia é realizada com erro, por excesso, no cancelamento do pólo (caso (*iii*)).

A partir da análise dos resultados, observa-se que para a escolha de ganhos adotados neste estudo, o comportamento do sistema usando o Controlador *III*, é próximo ao do sistema com o Controlador *I*. Entretanto, a existência de um grau de liberdade a mais para esse controlador permite sua convergência para o Controlador *I* ou *II*, quando necessário.



(a)

(b)



(c)

Figura 2.13: Características do sistema operando com Controlador III, com cancelamento perfeito: a) lugar de raízes; b) diagrama de Bode; c) erro para resposta ao degrau.

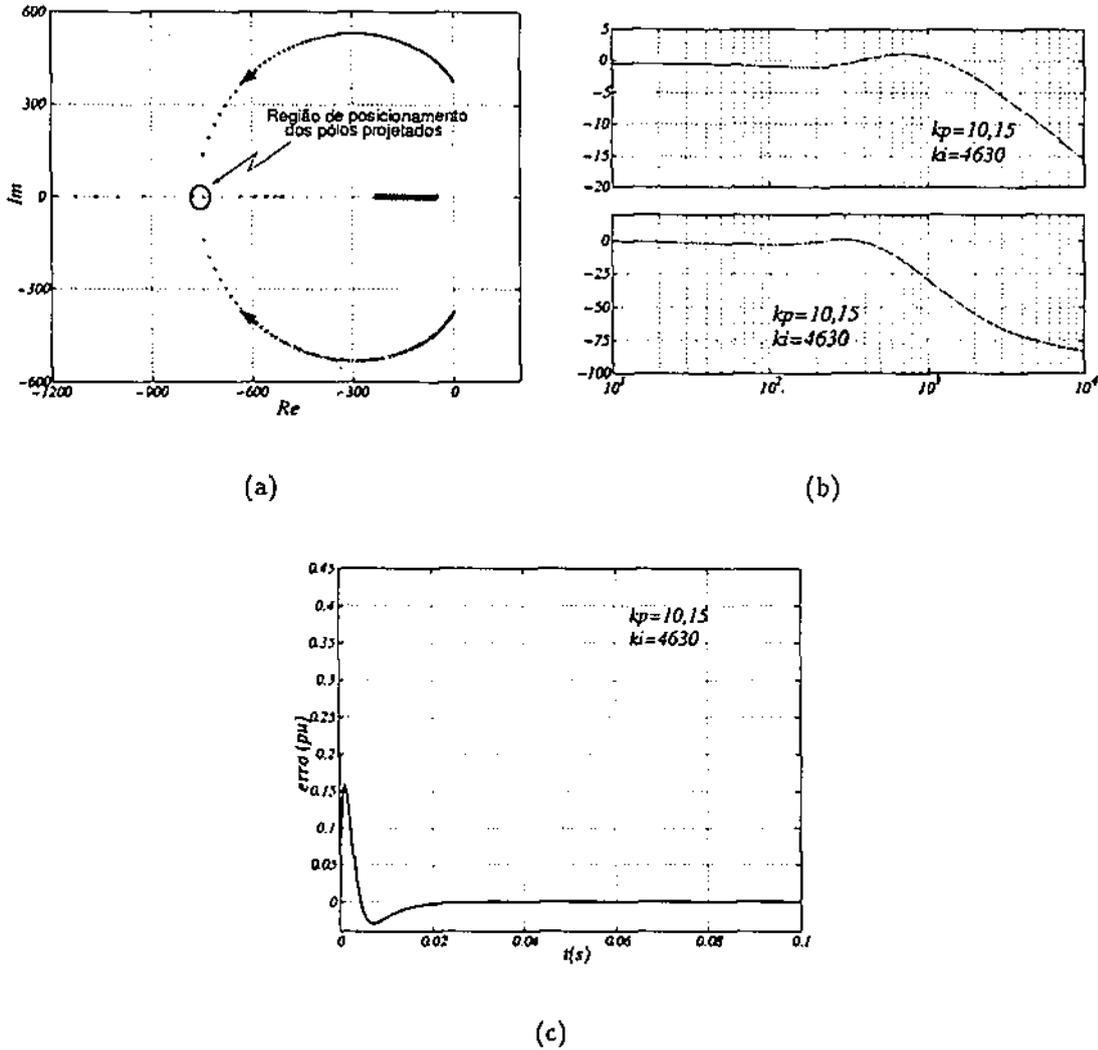
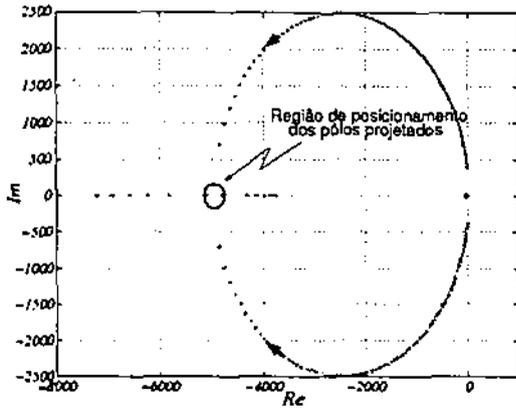
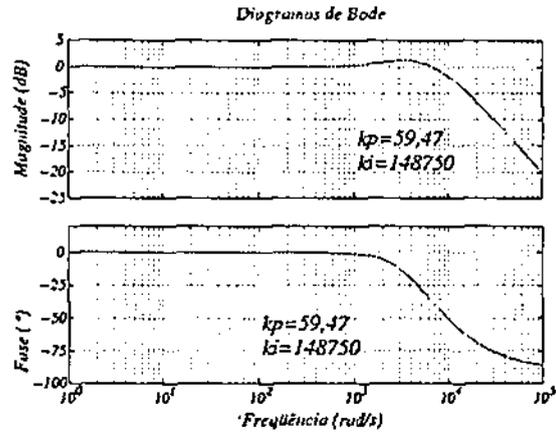


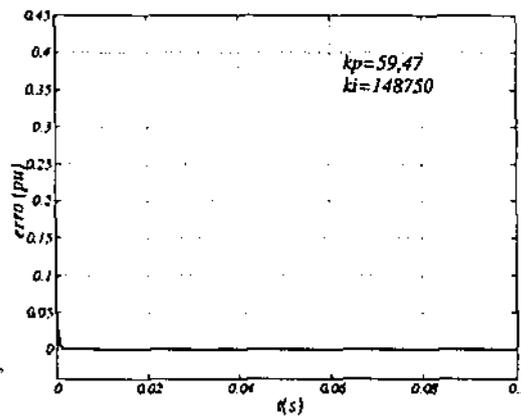
Figura 2.14: Características do sistema operando com Controlador III, com erro de cancelamento por falta: a) lugar de raízes; b) diagrama de Bode; c) erro para resposta ao degrau.



(a)



(b)



(c)

Figura 2.15: Características do sistema operando com Controlador III, com erro de cancelamento por excesso: a) lugar de raízes; b) diagrama de Bode; c) erro para resposta ao degrau.

2.4.2 Compensação de Harmônicos - Controlador IV

Quando o sistema apresenta distorções na forma de onda da corrente, devido à presença de componentes harmônicos de frequência baixa (3º, 5º ou 7º harmônicos), pode-se utilizar uma estrutura de controle de corrente, possuindo, além da malha de controle para a frequência fundamental, caminhos de compensação dos harmônicos de frequência baixa [28, 29, 30, 31].

Na figura 2.16 está representada uma estrutura de controle com dois controladores emulados no referencial estacionário, operando em paralelo, cujas funções de transferência são,

$$G_{C_f}(s) = \frac{k_{pf} \left(s^2 + \frac{k_{if}}{k_{pf}}s + \omega_c^2 \right)}{s^2 + \omega_c^2} \quad (2.80)$$

$$G_{C_h}(s) = \frac{k_{ph} \left(s^2 + \frac{k_{ih}}{k_{ph}}s + h^2\omega_c^2 \right)}{s^2 + h^2\omega_c^2} \quad (2.81)$$

O exame das equações (2.80) (2.81) mostra que cada controlador segue o modelo definido para o Controlador I. O controlador do caminho superior é definido para compensar o sinal de corrente na frequência fundamental, ω_c , e torna-se idêntico ao Controlador I definido anteriormente. O controlador que forma o segundo caminho, definido pela expressão (2.81), também respeita o modelo apresentado para o Controlador I. Para compensação de harmônicos de corrente, a frequência angular da fundamental ω_c é substituída pela frequência angular da harmônica ω_h na equação (2.52). Deste modo é emulada, no segundo caminho, a frequência do harmônico que o controlador deve rejeitar, ω_h . Esta estrutura de controle é denominada de Controlador IV.

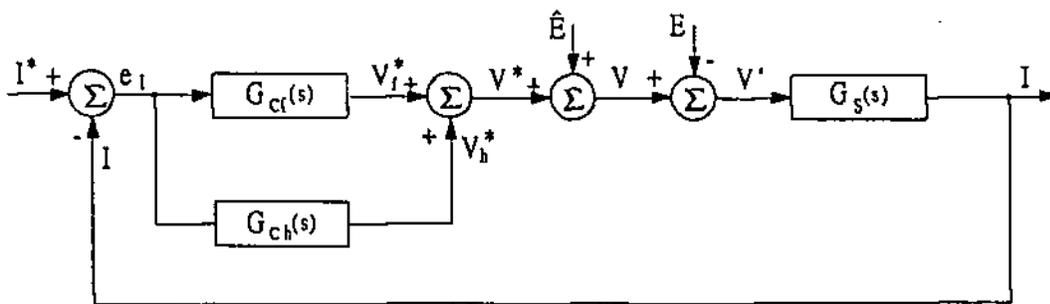


Figura 2.16: Diagrama de blocos do controlador de corrente na frequência fundamental e harmônica.

Pode-se, portanto, observar que é possível se estender as características do Controlador I para eliminar também os erros nas frequências harmônicas.

As equações de estado resultantes para os controladores da fundamental e do

harmônico são escritas na forma,

$$\frac{dx_{af}^s}{dt} = 2k_{if}\xi^s + x_{bf}^s \quad (2.82)$$

$$\frac{dx_{bf}^s}{dt} = -\omega_e^2 x_{af}^s \quad (2.83)$$

$$u_f^{s*} = x_{af}^s + k_{pf}\xi^s \quad (2.84)$$

e

$$\frac{dx_{ah}^s}{dt} = 2k_{ih}\xi^s + x_{bh}^s \quad (2.85)$$

$$\frac{dx_{bh}^s}{dt} = -\omega_h^2 x_{ah}^s \quad (2.86)$$

$$u_h^{s*} = x_{ah}^s + k_{ph}\xi^s \quad (2.87)$$

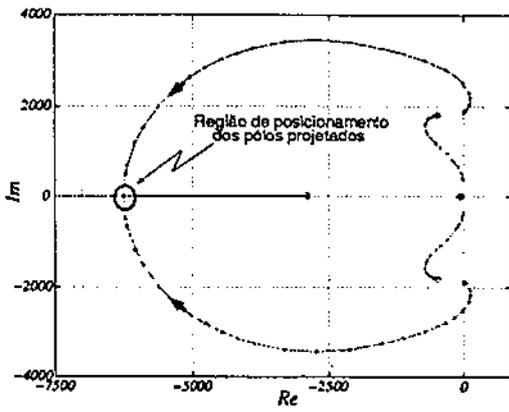
tal que

$$u^{s*} = u_f^{s*} + u_h^{s*} \quad (2.88)$$

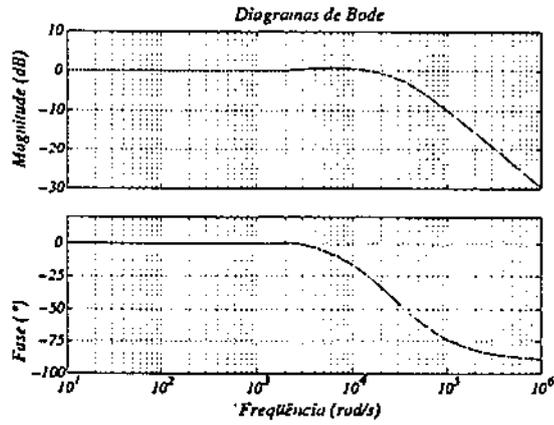
Na figura 2.17 são ilustradas as curvas do lugar de raízes, diagramas de Bode e resposta à excitação senoidal em degrau (composto de fundamental e de 5° harmônico com 10% da amplitude da fundamental) para o sistema da figura 2.16. O sistema foi simulado em ambiente MATLAB,[32], usando as funções *rlocus*, *bode* e *lsim* onde esta última dá a resposta a uma entrada arbitrária. As análises de casos basearam-se na resolução automática das funções do MATLAB, sendo definida a função de transferência em malha fechada. Inicialmente são fixadas as relações k_{if}/k_{pf} e k_{ih}/k_{ph} . Faz-se k_{pf} conhecido e a relação k_{if}/k_{pf} é obtida a partir do conhecimento do parâmetros R_d , L_d e ω_e do sistema conversor, como visto no estudo do Controlador I. A relação k_{ih}/k_{ph} é atribuída para o intervalo compreendido entre [10; 1000] com k_{ph} variando de 1 a 50.

A figura 2.17 ilustra os resultados para $k_{ph} = 10$ e $k_{ih} = 1000k_{ph}$, impondo-se a condição em que o controlador da frequência fundamental está sintonizado de modo a anular o pólo do sistema conversor. Observa-se na figura 2.17a que existe uma pequena região onde o controlador torna o sistema instável, posicionando pólos à direita da origem no eixo real. Deve-se, portanto, tomar o cuidado de não se escolherem os ganhos de modo a posicionar os pólos nesta região. O exame do diagrama de Bode da figura 2.17b mostra que a banda de frequência para a qual o sistema tem ganho unitário é bem mais larga, ultrapassando os 20.000rad/s. A figura 2.17c mostra que o erro de resposta ao degrau de excitação com harmônico possui amplitude e amortecimento com valores bastante pequenos.

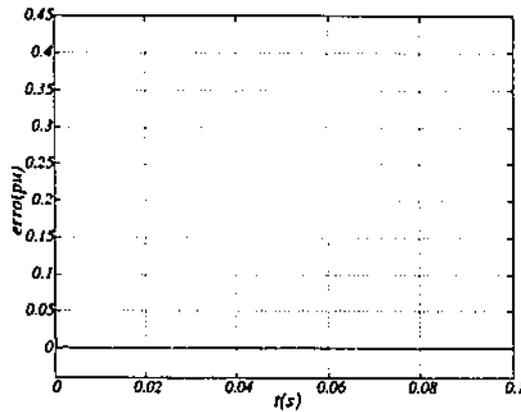
A definição de $k_{ph} = 1$ e k_{ih}/k_{ph} menor que 100 possibilita traçar o lugar de raízes totalmente à esquerda do eixo imaginário. Nestas condições o sistema opera estável



(a)



(b)



(c)

Figura 2.17: Características do sistema operando com dois controladores, um de fundamental e outro de 5º harmônico: a) lugar de raízes; b) diagrama de Bode; c) erro para resposta ao degrau.

para qualquer par de ganho escolhido. Todavia, nestas condições o erro de resposta ao degrau possui maior amplitude e vai para zero num período maior que o obtido na condição ilustrada.

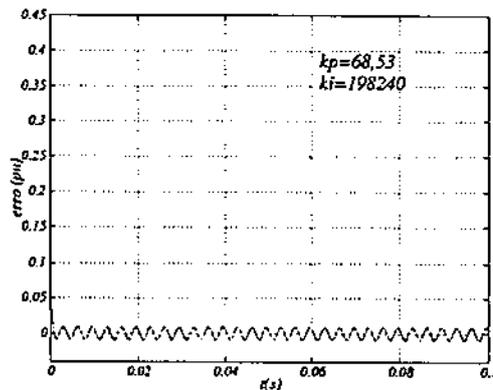


Figura 2.18: Erro para resposta à excitação senoidal em degrau composta de fundamental e de 5º harmônico com sistema utilizando somente o Controlador *I*

Na figura 2.18 é mostrado o erro da resposta ao degrau (também composto por fundamental e 5º harmônico com 10% da amplitude da fundamental). Neste exemplo, é utilizado somente o Controlador *I* para atuar sobre o sistema. O exame deste sinal evidencia a existência de erro de regime permanente, o que não é observado quando o sistema opera utilizando o Controlador *IV*.

2.5 CONCLUSÕES

Neste capítulo foi investigado o uso de controladores de seqüência positiva e negativa aplicados a sistemas monofásicos. Para isso, foi empregado o modelo vetorial dq definido a partir do circuito real d e um circuito fictício em quadratura q .

Esta proposição de estrutura de controle apontou para a operação dos controladores com sinais *cc* mesmo sendo aplicados em sistemas monofásicos com sinais alternados, o que não ocorre com o controlador *PI*.

Foram apresentados os modelos contínuos e discretos para controladores de seqüências. Ao posicionar estes controladores no referencial síncrono obteve-se a definição do Controlador *A*, enquanto que no referencial estacionário foram definidos os Controladores *B*, *I*, *II*, *III* e *IV*. Mostrou-se, a partir dos modelos apresentados, que a utilização do controlador de seqüência no referencial síncrono solicita a transformação de coordenadas enquanto que, com a utilização do controlador no referencial estacionário não é necessário efetivarem-se transformações de coordenadas. Desse modo, conclui-se que

é vantajosa a utilização destes controladores no referencial estacionário uma vez que a carga computacional empregada é reduzida.

Outra vantagem mostrada a partir dos modelos dos controladores *I*, *II*, *III* e *IV* foi a existência de desacoplamento entre grandezas de eixo *d* e *q*. Assim sendo, é permitida a sua aplicação direta, de qualquer um desses sistemas monofásicos, sem a necessidade de emulação do eixo em quadratura.

Em seguida, foram avaliados os controladores *I*, *II*, *III* e *IV* aplicados a um sistema conversor monofásico. A partir dos resultados obtidos e do grau de liberdade dos controladores conclui-se que em termos gerais o Controlador *I* é o mais indicado para aplicação num sistema conversor monofásico. Entretanto, foi observado que o Controlador *III* é geral e o ajuste dos seus ganhos pode levá-lo a convergir para o Controlador *I* ou *II*.

O Controlador *IV*, definido neste trabalho é resultante do emprego de dois Controladores *I* operando em paralelo e sintonizados para frequências diferentes. Seu desempenho mostrou-se satisfatório e sua aplicação é indicada para sistemas com sinais distorcidos, nos quais deseja-se uma banda de passagem mais larga com rejeição a harmônicos previamente escolhidos.

Capítulo 3

CONVERSORES *ca/cc*

3.1 INTRODUÇÃO

Em sistemas elétricos de potência, várias são as fontes de distúrbios que contribuem para aumentar a distorção na rede. Uma discussão precedente apresentada por Mohan et al. e Rashid, [1, 33] mostra a proliferação de sistemas estáticos de potência e cargas com impacto potencial negativo sobre a rede de distribuição. Um modo de minimizar ou prevenir os efeitos de conversores estáticos e da interferência eletromagnética conduzida é a utilização de interface e o projeto de equipamentos de eletrônica de potência.

Várias opções para melhoramento de interfaces monofásicas em eletrônica de potência já foram discutidas na literatura. Recentemente, alguns trabalhos publicados [2, 3, 4, 5, 6, 7] propuseram técnicas de controle para chaveamento e assim como topologias de circuitos que operam com fator de potência próximo da unidade. Em Ramesh *et al.*, [2], é apresentada uma topologia que propõe um conversor monofásico *ca/cc* tipo "bo-*ost*", (elevador), com dois braços (quatro chaves controladas) bidirecional em corrente. Neste circuito, a corrente de entrada é controlada utilizando técnica de controle preditivo, fazendo-se necessário a determinação do período de chaveamento e do período de condução da chave para se ter a corrente média de entrada igual à corrente referência senoidal. Em Srinivasan e Oruganti [4] um circuito com número reduzido de chaves e fluxo bidirecional de corrente é proposto para operação com rendimento e fator de potência próximo da unidade, sendo também investigada a causa de desbalanceamento das tensões nos capacitores quando se usa este tipo de topologia. Em Qian et al., Rajagopalan et al., Braga e Barbi, como também em Takeshita et al., [3, 5, 6, 7] são propostas topologias de sistemas conversores que não permitem a reversibilidade de potência. No entanto, nestas topologias é permitida a operação do sistema com fator de potência próximo da unidade utilizando circuitos conversores de interface que têm

operação controlada empregando técnicas de controle analógico ou digital.

Neste capítulo são estudadas duas estruturas de conversores ca/cc operando com fator de potência próximo da unidade e com controle da amplitude da tensão no elo cc , que permitem fluxo bidirecional de potência. A primeira utiliza uma topologia em ponte completa e é composta por quatro chaves bidirecionais em corrente formando dois braços. A segunda, composta por um número reduzido de chaves, apresenta somente um braço e tem a topologia em meia ponte.

São apresentadas as equações e os ábacos que descrevem as características de operação de regime permanente assim como as equações que descrevem a operação de regime dinâmico do conversor. O controle do fator de potência próximo da unidade e da tensão no elo cc é obtido por meio do controle do tempo de condução das chaves. Para tanto são definidas estratégias de modulação de largura de pulso (PWM) de tensão e introduzido o conceito de fator de distribuição.

Dois esquemas de controle são investigados para cada um dos conversores: (a) controle da tensão do elo cc em cascata com o controle de fase da tensão de entrada do retificador; (b) controle da tensão no elo cc em cascata com o controle da corrente instantânea no retificador. No esquema (a) um controlador PI (Controlador O) é utilizado e seus resultados são usados como referência e base de análise dos resultados obtidos utilizando o esquema (b). No esquema (b) o controle de corrente é realizado por meio do controlador PI (Controlador O) ou Controlador I (definido no capítulo 2). Ainda para o esquema (b) é observada a ação do Controlador IV para redução dos harmônicos da corrente.

Na implementação do esquema (b), a corrente de referência gerada pode assumir duas formas de ondas distintas: tipo senoidal, que é assim denominada por ter a mesma fase da componente fundamental da tensão ca mas possui somente a componente fundamental de frequência; ou tipo resistiva, que é assim denominada por estar em fase com a tensão ca e possuir as mesmas componentes harmônicas da tensão, conservando-se as respectivas proporcionalidades nas amplitudes. Na continuidade do texto são esclarecidas as vantagens de se optar pelo uso da corrente senoidal como referência, uma vez que se deseja menor quantidade de harmônico de corrente proveniente do conversor assim como o seu controle com fator de potência próximo da unidade.

No final deste capítulo são ilustrados e avaliados resultados de simulações e experimentais de modo que estes validam os conceitos anteriormente apresentados.

3.2 SISTEMA DE CONVERSÃO ca/cc

Um conversor estático opera como retificador quando ele converte tensão alternada da fonte (ou entrada) em tensão contínua para a carga (ou saída). Os retificadores a diodos, como ilustrado na figura 3.1, são usados como elos entre sistemas ca de tensões monofásicas ou trifásicas da rede com sistemas cc que compõe um conjunto de cargas.

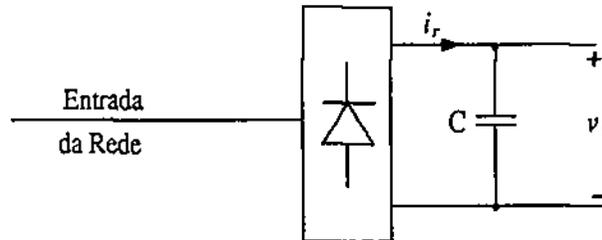


Figura 3.1: Ponte retificadora a diodos

A utilização de retificadores resulta no aparecimento de harmônicos de corrente na entrada de sistemas monofásicos. Harmônicos típicos da corrente na entrada do retificador quando alimenta uma carga com corrente constante e utiliza uma ponte retificadora a diodos similar a da figura 3.1 são listados na Tabela 3.1. Para este caso faz-se a amplitude da corrente harmônica I_h expressa como uma relação da corrente fundamental I_1 . Como mostrado na Tabela 3.1 a corrente, na entrada do conversor, possui harmônicos de amplitudes elevadas. Em conseqüência, para uma fonte de impedância interna finita L_s , por fase, a distorção harmônica da tensão no ponto de acoplamento comum (PAC), como ilustrado na figura 3.2, pode ser substancial. Também, quanto maior for a impedância interna L_s maior será a distorção da tensão no PAC uma vez que o harmônico de ordem h da freqüência de linha ω_c , leva ao aparecimento de uma tensão harmônica suplementar no PAC igual a

$$V_h = (h\omega_c L_s) I_h \tag{3.1}$$

Ordem do harmônico	3ª	5ª	7ª	9ª	11ª	13ª	15ª	17ª
$(\frac{I_h}{I_1}) \%$	33,7	19,6	13,8	10,6	8,6	7,4	6,4	5,7

Tabela 3.1: Harmônicos de retificadores a diodos

Agências reguladoras como a IEC (*International Electrotechnical Commission*) exigem que o conteúdo harmônico de corrente injetado na linha por equipamentos permaneçam abaixo de determinados limites. Em conseqüência, vários padrões e diretrizes

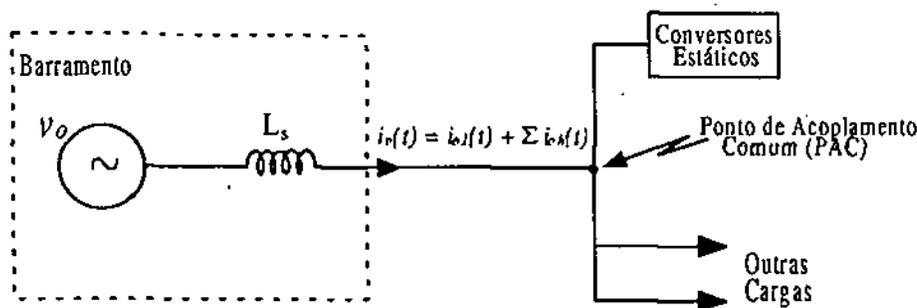


Figura 3.2: Utilização de interface

têm sido estabelecidos para especificar limites na magnitude de corrente harmônica e distorção harmônica da tensão em várias frequências harmônicas. A IEC-1000-3-2 determina os limites emissão de corrente harmônica para equipamentos com corrente de entrada $\leq 16\text{A}$ por fase. Os retificadores a diodos injetam harmônicos de amplitudes elevadas, como mostrado na Tabela 3.1, o que excede os limites individuais das correntes harmônicas impostas pelas normas específicas. Em acréscimo ao efeito na qualidade da potência de linha, a forma de onda da corrente distorcida na entrada dos equipamentos de eletrônica de potência também afeta estes equipamentos nas seguintes formas:

- o filtro capacitivo no lado de cc da figura 3.1 é estressado fortemente devido aos grandes pulsos de correntes;
- os componentes do filtro de interferências eletromagnéticas usadas na entrada da ponte retificadora são projetados para altos picos dos pulsos de corrente.

Uma possibilidade de melhoramento é obtida por meio de um conversor estático, como o ilustrado na figura 3.3. Este conversor tem como principal característica a capacidade de modelar a corrente de entrada do retificador de modo que esta seja senoidal e esteja em fase com a tensão de entrada. Com tensão e corrente senoidais e em fase obtem-se o conversor operando com fator de potência unitário, favorecendo a disponibilidade de potência da rede de alimentação. Outra característica é a obtenção de tensão no capacitor, maior que a tensão de entrada, o que resulta na sua denominação conversor elevador.

Este circuito já é bem discutido na literatura [1]. As suas curvas de ganho são ilustradas na figura 3.4, quando se consideram duas condições de operação: sistema ideal, fazendo-se as resistências de entrada do retificador e do conversor elevador nulas ($R_o = R_d = 0$); e o sistema com perdas, fazendo-se R_o e $R_d > 0$ e finitas.

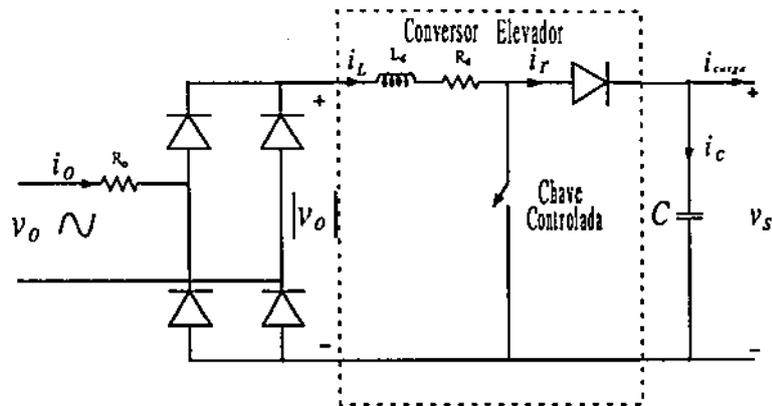


Figura 3.3: Conversor elevador de tensão

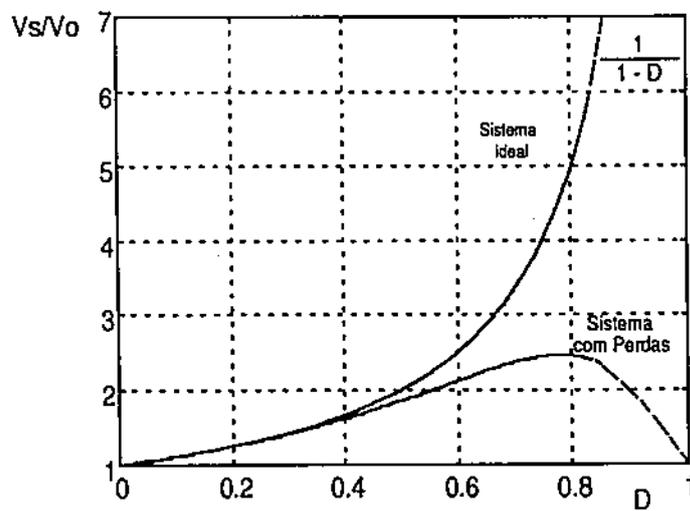


Figura 3.4: Curvas de ganho

No caso ideal, quando as perdas são desprezadas, este ganho tende a infinito quando se tem a relação cíclica de chaveamento, $D = \frac{t_{on}}{T}$ tendendo à unidade, onde: t_{on} é o tempo em que a chave permanece fechada durante um ciclo de chaveamento e T é o tempo total de chaveamento. Entretanto, as resistências parasitas do conversor elevador associados com a indutância, capacitância, chaves e diodos, limitam o ganho de conversão como ilustrado qualitativamente na figura 3.4.

Algumas limitações de uso, como a bidirecionalidade de potência inexistente nas topologias apresentadas anteriormente, são superadas com a utilização de um conversor chaveado como ilustrado na figura 3.5. A possibilidade de operação nos quatro quadrantes permite a utilização deste conversor como inversor ou como retificador, dependendo do fluxo de potência. Se o fluxo de potência ocorre do barramento da tensão ca, v_o , para o barramento de tensão cc, v_s , a operação do conversor é como retificador. Todavia, se o fluxo de potência ocorre do barramento da fonte cc, v_s , para o barramento de tensão ca, v_o , a operação do conversor é como inversor.

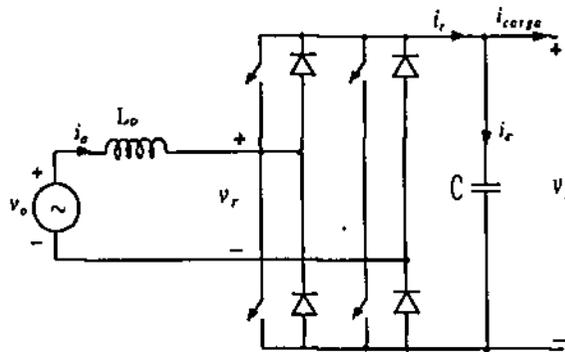


Figura 3.5: Retificador com chaves controladas

Neste capítulo são estudadas duas estruturas de conversores que permitem reversibilidade de potência, denominados retificadores em meia ponte e em ponte completa. Para esses retificadores são aplicados os controladores PI , I e IV objetivando-se a regulação da corrente na entrada assim como a tensão no barramento cc.

Todos os conceitos de controle utilizados para os conversores na operação com domínio no modo retificador podem ser estendidos quando estes operam com domínio no modo inversor. Todavia, a centralização dos estudos no modo retificador se justifica por este ser mais genérico uma vez que é discutido simultaneamente o controle da corrente na entrada e da tensão no capacitor. No caso inversor a tensão cc já é definida, sendo somente realizado o controle da corrente da carga quando esta é solicitada.

3.2.1 Parâmetros de Desempenho

É interesse do projeto de um retificador que o mesmo tenha tensão de saída cc com uma quantidade mínima de conteúdo harmônico. Ao mesmo tempo ele deve manter a corrente de entrada o mais senoidal possível e em fase com a tensão de entrada, de tal forma que o fator de potência seja aproximadamente unitário. A qualidade do processamento de energia de um retificador requer a determinação do conteúdo harmônico da corrente de entrada e da corrente e tensão de saída. Devem ser utilizadas as expansões em série de Fourier para encontrar os conteúdos harmônicos das correntes e tensões. Definindo $v_o(t)$ e $i_o(t)$ como quantidades periódicas associadas à tensão e à corrente na entrada do circuito elétrico, seus valores *rms*, para um período T_o que define um ciclo do sinal, são, respectivamente

$$V_o = \sqrt{\frac{1}{T_o} \int_0^{T_o} v_o^2(t) dt} \quad (3.2)$$

e

$$I_o = \sqrt{\frac{1}{T_o} \int_0^{T_o} i_o^2(t) dt} \quad (3.3)$$

e as potências médias ativa e aparente são dadas por

$$P_o = \frac{1}{T_o} \int_0^{T_o} v_o(t) i_o(t) dt \quad (3.4)$$

e

$$S_o = V_o I_o \quad (3.5)$$

onde o fator de potência é dado pela relação,

$$fp = \frac{P_o}{S_o} \quad (3.6)$$

Para realização de estudo do desempenho de retificadores com topologias diferentes é oportuna a definição de parâmetros que permitam padronizar a avaliação. O desempenho de um retificador é normalmente avaliado em termos dos seguintes parâmetros:

- o valor *médio* da tensão de saída (da carga), \bar{V}_l ;
- o valor *médio* da corrente de saída (da carga), \bar{I}_l ;
- a potência média (cc) de saída,

$$\bar{P}_l = \bar{V}_l \bar{I}_l \quad (3.7)$$

- o valor eficaz (*rms*) da tensão de saída, V_l ;

- o valor eficaz (*rms*) da corrente de saída, I_I ;
- a potência *ca* de saída, $P_{ca} = V_I I_I$

A tensão de saída pode ser considerada como composta de dois componentes: 1) o valor *cc* e 2) o componente *ca* ou de ondulação. O valor eficaz (*rms*) do componente *ca* da tensão de saída é

$$V_{ca} = \sqrt{V_I^2 - \bar{V}_I^2} \quad (3.8)$$

- O *fator de forma*, que é a medida da forma da tensão de saída, é

$$FF = \frac{V_I}{\bar{V}_I} \quad (3.9)$$

O *fator harmônico* da corrente de entrada é definido como

$$TDH\% = \frac{I_{oh}}{I_{o1}} 100\% = \left[\sqrt{\left(\frac{I_o}{I_{o1}}\right)^2 - 1} \right] 100\% \quad (3.10)$$

A relação entre a potência entregue à carga e a potência fornecida pela fonte define o rendimento do sistema, ou seja

$$\eta = \frac{P_{ca}}{P_o} \quad (3.11)$$

3.2.2 Retificador em Ponte Completa e em Meia Ponte

A configuração básica do retificador ponte completa monofásico controlado é ilustrada na figura 3.6. O seu princípio de operação é descrito detalhadamente por Lander [34], apresentando-se a operação com aplicação de modulação em largura de pulso (*PWM*) no controle de fase da corrente entrada. Uma indutância de filtro L_o é incluída para reduzir as amplitudes dos harmônicos da corrente i_o , (operação como filtro passa baixa), além de prover a operação do circuito como elevador de tensão, relação $v_r/v_o \geq 1$. Uma capacitância equivalente C é colocada em paralelo com a carga de modo que se possa ter tensão *cc* na carga essencialmente constante durante curtos intervalos de tempo. A carga é do tipo genérica *RLE*.

Por outro lado, conversores estáticos usando quantidade reduzida de componentes têm sido adotados em uma larga variedade de aplicações [4]. O interesse crescente por sistemas de controle de baixo custo tem influenciado cada vez mais no desenvolvimento de topologias de sistemas com número reduzido de componentes. A figura 3.7 ilustra a topologia de um retificador em meia ponte totalmente controlado. A utilização de um braço de retificação a menos leva à conseqüente redução de números de componentes,

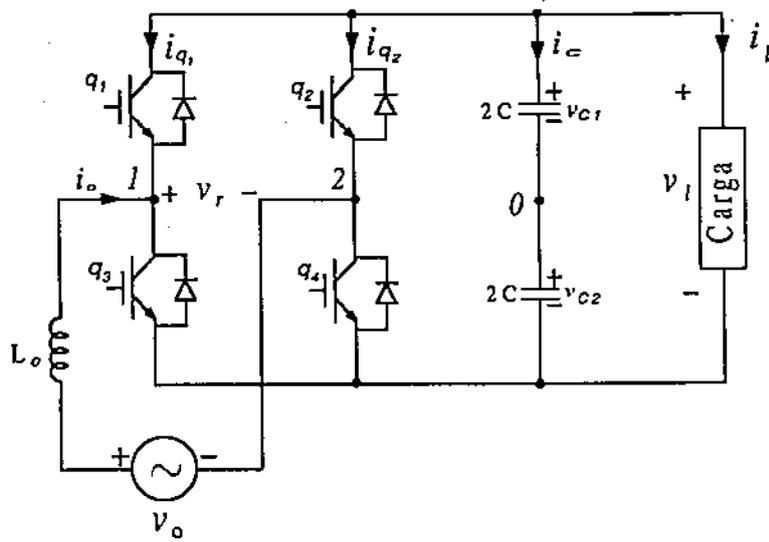


Figura 3.6: Ponte retificadora com chaves controladas - Configuração em ponte completa

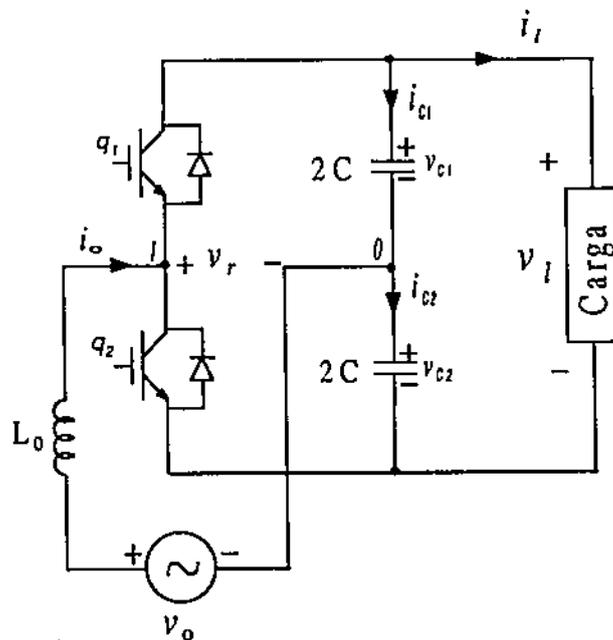


Figura 3.7: Retificador com chaves controladas - Configuração em meia ponte

e necessidade de, pelo menos, dois capacitores de modo que se tenha a conexão da referência de fase no ponto intermediário.

Nos retificadores ilustrados nas figuras 3.6 e 3.7 as chaves q_1 a q_4 e q_1 e q_2 , respectivamente, são controladas de modo a se definir a forma de onda da corrente na fonte. O padrão de modulação utilizado nas chaves q_1 a q_4 , quando se tem o retificador em ponte completa (ou q_1 e q_2 quando se tem o retificador em meia ponte) é calculado de modo que a tensão na entrada do retificador seja igual à tensão desejada, v_r .

3.3 ANÁLISE DE REGIME PERMANENTE DOS RETIFICADORES

3.3.1 Equações de regime permanente - Desprezando os efeitos das resistências parasitas

Os retificadores ilustrados nas figuras 3.6 e 3.7 podem ser modelados como mostra a figura 3.8. Para estes modelos são desprezados os efeitos resistivos que representam as perdas ôhmicas entre a entrada e a saída do conversor. Na figura 3.8a é ilustrado o diagrama elétrico do conversor, onde v_r é uma tensão pulsada resultante da abertura e fechamento das chaves (q_1 a q_4 ou q_1 e q_2), cuja componente fundamental possui a mesma frequência da tensão da rede. A figura 3.8b ilustra o diagrama fasorial equivalente, para as componentes fundamentais de tensões e corrente. O controle de abertura e fechamento das chaves controladas é realizado com relação à necessidade de se impor tensão controlada no barramento cc, ao mesmo tempo que o atraso de fase θ cria a relação de fase correta entre v_o e a componente fundamental de v_r para se ter o retificador operando com fator de potência próximo da unidade.

A partir das componentes fundamentais das tensões e da corrente ilustrada pelo diagrama fasorial é obtida a equação

$$\mathbf{V}_o = \mathbf{V}_L + \mathbf{V}_r \quad (3.12)$$

onde

$$\mathbf{V}_L = jX_o \mathbf{I}_o \quad (3.13)$$

$$X_o = 2\pi L_o \quad (3.14)$$

$$\mathbf{V}_o = V_o \angle 0^\circ \quad (3.15)$$

$$\mathbf{V}_r = V_r \angle -\theta \quad (3.16)$$

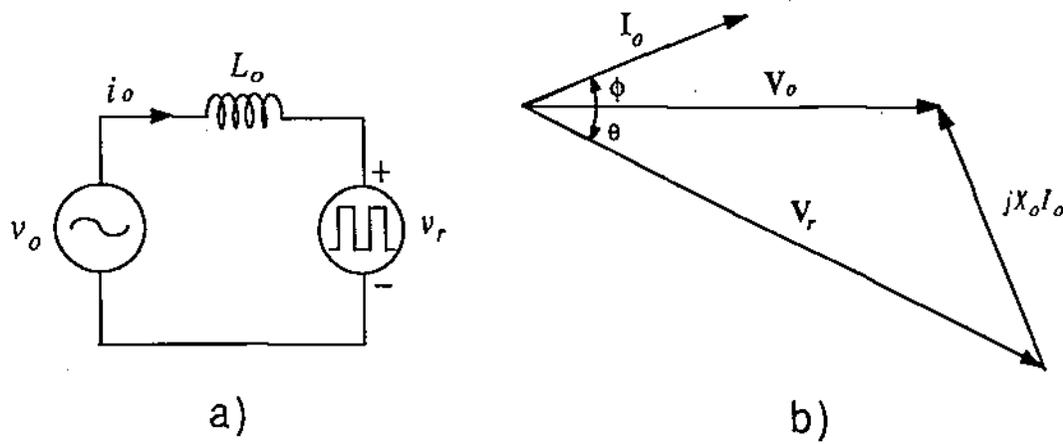


Figura 3.8: Diagramas elétrico e vetorial para o sistema conversor desprezando as perdas resistivas: a) diagrama elétrico monofásico equivalente; b) diagrama fasorial.

$$I_o = I_o \angle \phi \quad (3.17)$$

e a substituição das equações (3.13) a (3.17) na equação (3.12) leva à obtenção da expressão do fasor corrente da fonte

$$I_o \angle \phi = \frac{V_o \angle 0^\circ - V_r \angle -\theta}{jX_o} \quad (3.18)$$

A definição de potência média complexa permite expressá-la em função dos fasores tensão e corrente

$$S = VI^* \quad (3.19)$$

ou dos termos de potência ativa e potência reativa

$$S = P + jQ \quad (3.20)$$

Deste modo, a potência complexa fornecida pela fonte ca ao barramento cc é,

$$S_o = V_o \angle 0^\circ (I_o \angle \phi)^* \quad (3.21)$$

que resulta em

$$S_o = \frac{V_o V_r}{X_o} \text{sen}(\theta) + j \left(\frac{V_o^2}{X_o} - \frac{V_o V_r}{X_o} \text{cos}(\theta) \right) \quad (3.22)$$

Comparando a equação (3.22) com a equação de potência complexa expressa em termos de potência ativa e reativa obtém-se

$$P_o = \frac{V_o V_r}{X_o} \text{sen}(\theta) \quad (3.23)$$

e

$$Q_o = \frac{V_o^2}{X_o} - \frac{V_o V_r}{X_o} \text{cos}(\theta) \quad (3.24)$$

ou que a potência aparente é

$$S_o = \frac{V_o}{X_o} \sqrt{V_r^2 + V_o^2 - 2V_o V_r \cos(\theta)} \quad (3.25)$$

A operação do conversor no modo retificador impõe $0 < \theta < \frac{\pi}{2}$. Logo, a partir da expressão da potência ativa, equação (3.23), observa-se que o aumento de potência pode ser efetuado com o aumento da tensão na entrada do retificador ou com a redução da reatância do circuito do filtro.

A relação entre as equações (3.23) e (3.25) resulta no fator de potência da fonte ca, ou seja

$$fp = \cos(\phi) = \frac{P_o}{S_o} = \frac{V_r \text{sen}(\theta)}{\sqrt{V_r^2 + V_o^2 - 2V_o V_r \cos(\theta)}} \quad (3.26)$$

ou que

$$tg(\phi) = \frac{V_o - V_r \cos(\theta)}{V_r \text{sen}(\theta)} \quad (3.27)$$

Por outro lado, da equação (3.23) pode-se escrever,

$$V_r \text{sen}(\theta) = \frac{P_o X_o}{V_o} \quad (3.28)$$

ou

$$V_r^2 \text{sen}^2(\theta) = \frac{P_o^2 X_o^2}{V_o^2} \quad (3.29)$$

Utilizando a identidade trigonométrica $\text{sen}^2(\theta) + \cos^2(\theta) = 1$ obtém-se

$$V_r^2 \cos^2(\theta) = V_r^2 - V_r^2 \text{sen}^2(\theta) \quad (3.30)$$

A substituição da equação (3.29) na equação (3.30) resulta em

$$V_r \cos(\theta) = \frac{1}{V_o} \sqrt{V_r^2 V_o^2 - P_o^2 X_o^2} \quad (3.31)$$

Realizando a operação de substituição das equações (3.28) e (3.31) na equação (3.27) chega-se à nova expressão da tangente do ângulo de fator de potência como igual a

$$tg(\phi) = \frac{V_o^2 - \sqrt{V_r^2 V_o^2 - P_o^2 X_o^2}}{P_o X_o} \quad (3.32)$$

Para simplificação, define-se a constante adimensional K ,

$$K = \frac{V_r}{V_o} \quad (3.33)$$

e deste modo a relação (3.32) é reescrita como

$$tg(\phi) = \frac{V_o^2 - \sqrt{K^2 V_o^4 - P_o^2 X_o^2}}{P_o X_o} \quad (3.34)$$

ou

$$\phi = \text{tg}^{-1} \left(\frac{V_o^2 - \sqrt{K^2 V_o^4 - P_o^2 X_o^2}}{P_o X_o} \right) \quad (3.35)$$

e o fator de potência definido pela expressão (3.26), ou seja $f_p = \cos \phi$.

A expressão do fator de potência também pode ser obtida substituindo as equações (3.28) e (3.31) na equação (3.26), que resulta em

$$f_p = \frac{P_o X_o}{V_o \sqrt{(1 + K^2) V_o^2 - 2 \sqrt{K^2 V_o^4 - P_o^2 X_o^2}}} \quad (3.36)$$

Características de regime permanente

A partir das equações características são traçados ábacos que definem a operação destes retificadores. Com estes ábacos é possível se determinar os pontos de operação do sistema de conversão. Nestas características as variáveis são definidas no sistema por unidade. As expressões (3.35) e (3.36) definem o ângulo de fator de potência e o fator de potência em função dos termos, $f(V_o, P_o, X_o, K)$. Estas equações mostram que, para $K \neq 1$, o fator de potência unitário pode ser mantido para valores particulares de potência de entrada. No entanto, quando a potência de entrada $P_o = 0$ e a constante $K \neq 1$, estas equações sugerem que $\phi \rightarrow 90^\circ$ e $f_p \rightarrow 0$. A figura 3.9 ilustra as características para $K = (0,8; 0,9; 1,0; 1,1 \text{ e } 1,3)$ e $X_o = 0,2$.

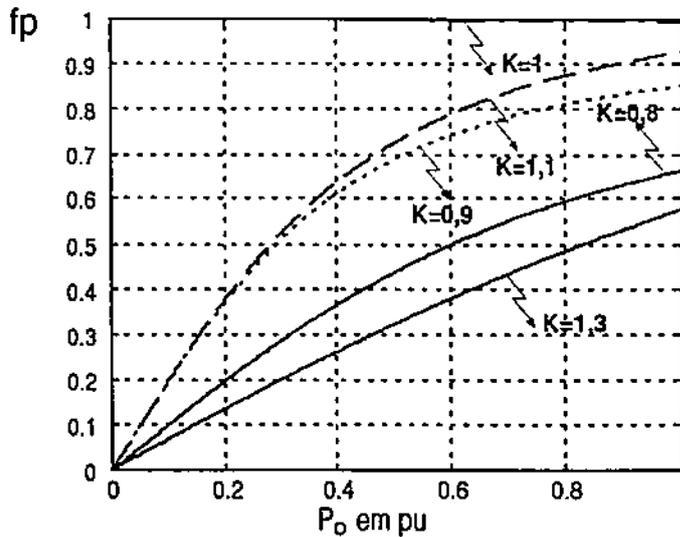


Figura 3.9: Variação de f_p versus potência ativa da fonte para valores constantes K e $X_o = 0,2pu$

Fazendo-se $K = 1$ e usando-se a equação (3.36) são obtidas as curvas características de fator de potência na fonte versus potência ativa. As curvas resultantes são ilustradas na figura 3.10 quando se tem $X_o = (0,1; 0,2; 0,5 \text{ e } 1pu)$.

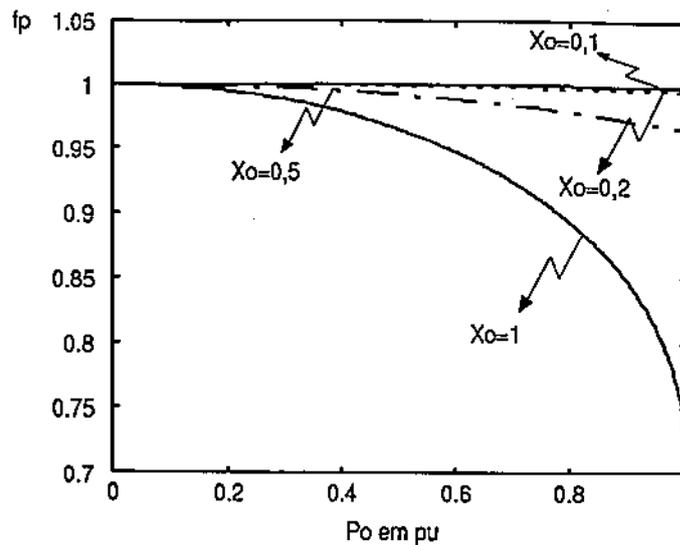


Figura 3.10: Variação de f_p versus potência ativa da fonte para valores constantes de X_o e $K = 1$

A possibilidade de definição do fator de potência de operação da fonte a partir da escolha de K foi mostrada. Todavia, a escolha de $X_o = 0,1$ ou $X_o = 0,2$ quando se deseja o sistema operando com fator de potência muito próximo da unidade, $0,995 < f_p < 1$, para qualquer valor de potência fornecida pelo retificador é o mais indicado. Em contrapartida, a utilização de reatâncias menores atenuam a banda de passagem dos harmônicos e ruídos resultantes do chaveamento.

3.3.2 Equações de regime permanente - Com resistência parasita equivalente não nula

A análise anterior foi realizada para um circuito ideal. Ao se considerarem os efeitos das resistências de contato das conexões e as resistências das bobinas (indutância de filtro e transdutores de corrente utilizados em série com o circuito), um novo circuito elétrico equivalente é obtido. Na figura 3.11 são ilustrados o diagrama elétrico e o diagrama fasorial equivalente para as componentes fundamentais de tensões e corrente. Uma resistência R_o é definida em série com o indutor L_o , e representa a resistência equivalente do circuito entre o barramento da fonte ca e os terminais do retificador.

A partir do diagrama fasorial escreve-se a equação

$$V_o = V_L + V_r + V_{R_o} \quad (3.37)$$

onde

$$V_{R_o} = R_o I_o \quad (3.38)$$

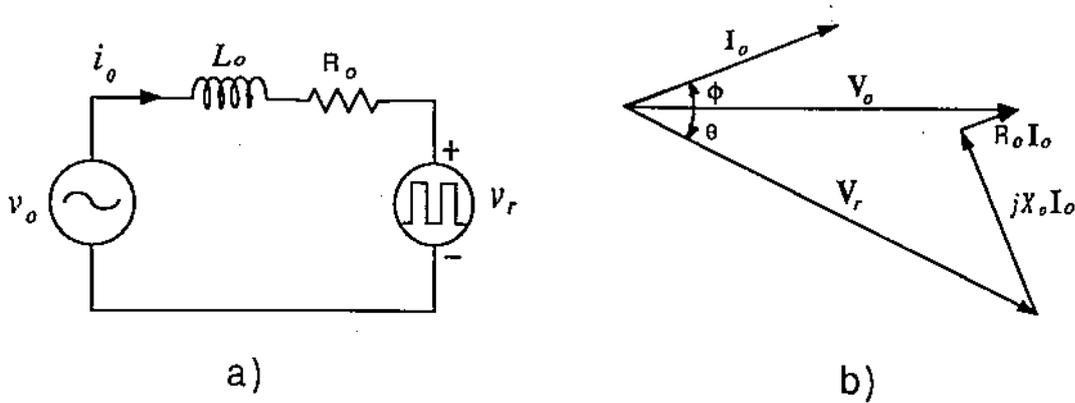


Figura 3.11: Diagramas elétrico e vetorial para o sistema conversor considerando as perdas resistivas não nulas: a) diagrama elétrico monofásico equivalente; b) diagrama fasorial.

$$V_L = j.X_o I_o \tag{3.39}$$

$$V_o = V_o \angle 0^\circ \tag{3.40}$$

$$V_r = V_r \angle -\theta \tag{3.41}$$

$$I_o = I_o \angle \phi \tag{3.42}$$

A substituição das equações (3.38) a (3.42) na equação (3.12) resulta na expressão do fasor corrente da fonte

$$I_o \angle \phi = \frac{V_o \angle 0^\circ - V_r \angle -\theta}{R_o + jX_o} \tag{3.43}$$

Seguindo procedimento similar ao apresentado para o caso da seção 3.3.1. A potência complexa fornecida pela fonte ca ao barramento cc é

$$S_o = \frac{V_o^2 R_o + V_o V_r X_o \text{sen } \theta - V_o V_r R_o \text{cos } \theta}{Z_o^2} + j \left(\frac{V_o^2 X_o - V_o V_r X_o \text{cos } \theta - V_o V_r R_o \text{sen } \theta}{Z_o^2} \right) \tag{3.44}$$

onde

$$Z_o^2 = R_o^2 + X_o^2 \tag{3.45}$$

Comparando a equação (3.44) com a equação de potência complexa, os termos de potência ativa e reativa são

$$P_o = \frac{V_o^2 R_o}{Z_o^2} + \frac{V_o V_r X_o \text{sen } (\theta)}{Z_o^2} - \frac{V_o V_r R_o \text{cos } (\theta)}{Z_o^2} \tag{3.46}$$

e

$$Q_o = \frac{V_o^2 X_o}{Z_o^2} - \frac{V_o V_r X_o \text{cos } (\theta)}{Z_o^2} - \frac{V_o V_r R_o \text{sen } (\theta)}{Z_o^2} \tag{3.47}$$

ou que a potência aparente é

$$|S_o| = \sqrt{\frac{V_o^2 (k_{1s} + k_{2s})}{Z_o^2}} \quad (3.48)$$

com

$$\begin{aligned} k_{1s} &= (V_o^2 + V_r^2) (R_o^2 + X_o^2) - 2V_o V_r (R_o^2 + X_o^2) \cos(\theta) \\ k_{2s} &= 4V_r (V_r \cos(\theta) - V_o) R_o X_o \sin(\theta) \end{aligned}$$

A relação entre as equações (3.46) e (3.48) resulta no fator de potência da fonte ca, ou seja

$$fp = \frac{V_o R_o - V_r R_o \cos(\theta) - V_r X_o \sin(\theta)}{\sqrt{k_{1s} + k_{2s}}} \quad (3.49)$$

Utilizando a identidade trigonométrica $\sin^2(\theta) + \cos^2(\theta) = 1$ e a equação de potência ativa (3.46) obtém-se a expressão de $\sin \theta = f(V_o, V_r, P_o, R_o, X_o)$, tal que a potência ativa é expressa por:

$$P_o^4 = k_{1f} + k_{2f} + k_{3f} + k_{4f} + k_{5f} \quad (3.50)$$

onde

$$\begin{aligned} k_{1f} &= \frac{V_o^4 V_r^4 (R_o^4 + 2R_o^2 X_o^2 + X_o^4) \sin^4 \theta - 4V_o^5 V_r^3 R_o X_o (R_o^2 + X_o^2) \sin^3 \theta}{Z_o^8} \\ k_{2f} &= \frac{2V_o^6 V_r^2 R_o^2 (R_o^2 + 3X_o^2) \sin^2 \theta - 2V_o^4 V_r^4 R_o^2 (R_o^2 + X_o^2) \sin^2 \theta}{Z_o^8} \\ k_{3f} &= \frac{4V_o^5 V_r^1 (V_r^2 - V_o) R_o^3 X_o \sin \theta + 4P_o^2 V_o^3 V_r R_o X_o \sin \theta}{Z_o^8} \\ k_{4f} &= \frac{V_o^2 R_o^4 (V_o^2 V_r^4 - 2V_o^4 V_r^2 + V_o^4)}{Z_o^8} \\ k_{5f} &= \frac{2P_o^2 V_o^2 V_r^2 \sin^2 \theta (R_o^2 - X_o^2) - 2P_o^2 V_o^2 (V_o^2 + V_r^2) R_o^2}{Z_o^4} \end{aligned}$$

A raiz da equação (3.50) que satisfaz a condição de transmissão de potência da fonte para a carga é

$$\sin \theta = \frac{k_{1\theta} + k_{2\theta}}{V_r V_o (R_o^2 + X_o^2)} \quad (3.51)$$

com

$$\begin{aligned} k_{1\theta} &= V_o^2 R_o X_o - 2P_o Z_o^2 X_o \\ k_{2\theta} &= \sqrt{-P_o^2 Z_o^4 R_o^2 + 2P_o V_o^2 Z_o^2 R_o^3 - V_o^4 R_o^4 + V_o^2 V_r^2 R_o^2 (R_o^2 + X_o^2)} \end{aligned}$$

A substituição das equações (3.45) e (3.51) na equação (3.49) resulta na expressão do fator de potência, tal que

$$fp = \frac{V_o^2 R_o - \frac{X_o(k_1+k_2)}{2Z_o^2} - R_o V_o V_r \sqrt{1 - \frac{(k_1+k_2)^2}{4Z_o^4 V_r^2 V_o^2}}}{\sqrt{\left[k_3 - \frac{R_o(k_1+k_2)}{2Z_o^2}\right]^2 + \left[k_3 - \frac{X_o(k_1+k_2)}{2Z_o^2}\right]^2}} \quad (3.52)$$

onde

$$\left. \begin{aligned} k_1 &= 2\sqrt{Z_o^2 V_o^2 (2R_o^3 P_o + R_o^2 V_r^2) - R_o^2 Z_o^4 P_o^2 - R_o^4 V_o^4} \\ k_2 &= 2X_o (R_o V_o^2 - Z_o^2 P_o) \\ k_3 &= V_o^2 X_o - V_o V_r X_o \sqrt{1 - \frac{(k_1 + k_2)^2}{4Z_o^4 V_o^2 V_r^2}} \end{aligned} \right\} \quad (3.53)$$

que expressa em termos da constante adimensional K , é reescrita como

$$fp = \frac{V_o^2 R_o - \frac{X_o(k'_1 + k'_2)}{2Z_o^2} - K R_o V_o^2 \sqrt{1 - \frac{(k'_1 + k'_2)^2}{4k^2 Z_o^4 V_o^4}}}{\sqrt{\left[k'_3 - \frac{R_o(k'_1 + k'_2)}{2Z_o^2}\right]^2 + \left[k'_3 - \frac{X_o(k'_1 + k'_2)}{2Z_o^2}\right]^2}} \quad (3.54)$$

onde

$$\left. \begin{aligned} k'_1 &= 2\sqrt{Z_o^2 V_o^2 (2R_o^3 P_o + K^2 R_o^2 V_o^2) - R_o^2 Z_o^4 P_o^2 - R_o^4 V_o^4} \\ k'_2 &= k_2 \\ k'_3 &= V_o^2 X_o - K V_o^2 X_o \sqrt{1 - \frac{(k'_1 + k'_2)^2}{4K^2 Z_o^4 V_o^4}} \end{aligned} \right\} \quad (3.55)$$

Características de regime permanente

Na equação (3.54) o fator de potência é definido em função dos termos

$$fp = f(V_o, P_o, X_o, R_o, K)$$

A partir desta expressão são traçadas as características das figuras 3.12 e 3.13 para $K = 1$. Na figura 3.12 $X_o = 0,2pu$ e $R_o = (0; 0,15 \text{ e } 0,3pu)$. Quando $R_o = 0$ a curva obtida é idêntica à da figura 3.10 quando $X_o = 0,2$. Ao se fazer $R_o \neq 0$, o crescimento de R_o faz o fator de potência cair mais rapidamente com o aumento da carga, atingindo zero na condição de plena carga com $R_o = 0,3pu$.

A avaliação do comportamento do fator de potência com resistência R_o constante é realizada. Na figura 3.13 são ilustradas as curvas características para $X_o = (0,2; 0,3 \text{ e } 0,5pu)$ fazendo $R_o = 0,1pu$ e $K = 1$. O aumento de X_o contribui na redução do fator de potência para as mesmas condições de P_o , K e R_o de modo similar ao do sistema sem resistência. Entretanto, é observado que quando a relação $\frac{R_o}{X_o} \rightarrow 1$ ou $\frac{R_o}{X_o} \rightarrow 0$, a curva do fator de potência decai mais rapidamente com o aumento da potência.

Na figura 3.14 é ilustrado o caso para $K = 1,1$ mantendo-se as mesmas condições de X_o e R_o . Observa-se que, do estado em vazio à plena carga, o fator de potência

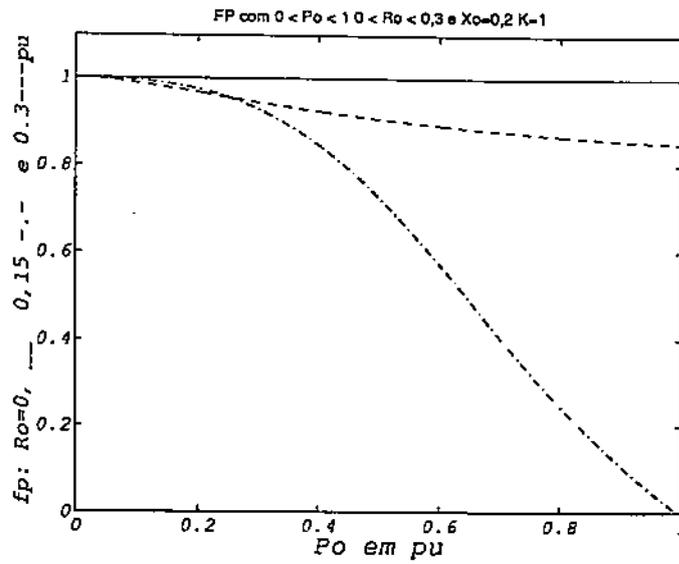


Figura 3.12: Variação de f_p versus potência ativa da fonte para valores constantes de R_o com $K = 1$ e $X_o = 0,2pu$

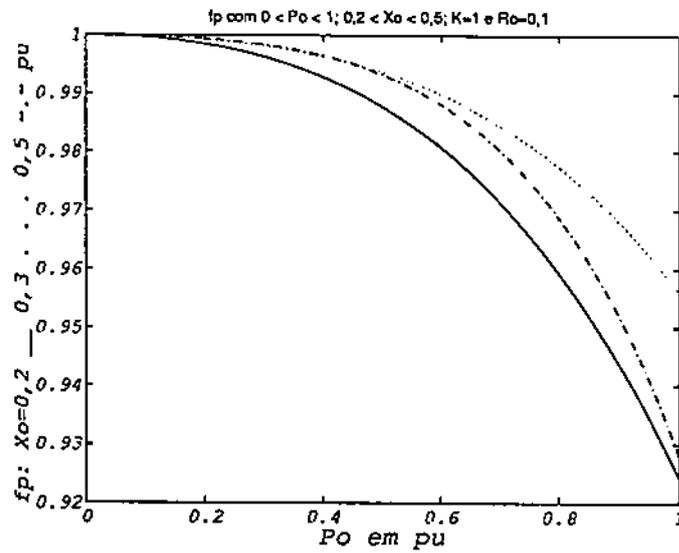


Figura 3.13: Variação de f_p versus potência ativa da fonte para valores constantes de X_o com $K = 1$ e $R_o = 0,1pu$

é mantido próximo da unidade, sendo superior a 0,99 para cargas situadas nas faixas compreendidas entre 0,2 e 0,85 pu, qualquer que seja a relação $\frac{R_o}{X_o}$.

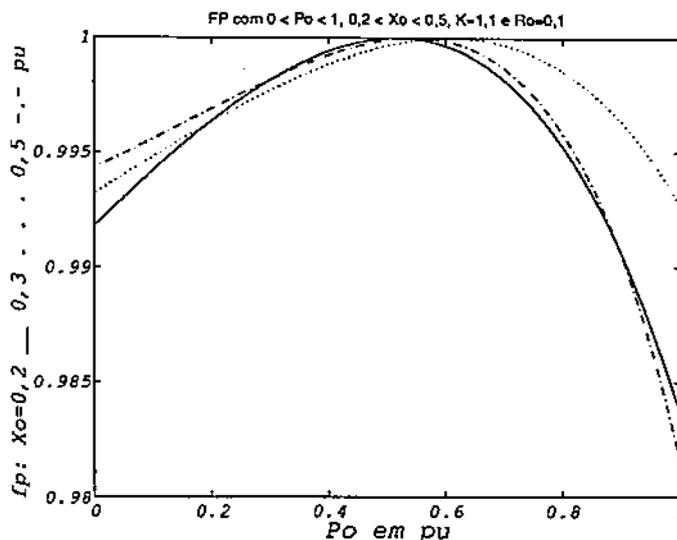


Figura 3.14: Variação de f_p versus potência ativa da fonte para valores constantes de X_o com $K = 1,1$ e $R_o = 0,1 pu$

A escolha de K define o fator de potência de operação da fonte, o qual varia para cada valor de potência ativa. Análises de simulações mostram que existe sempre um valor de K que satisfaz a condição de fator de potência unitário para cada carga específica. Entretanto, não existe um K constante que mantenha o fator de potência tão próximo da unidade para qualquer condição de carga como observado para o sistema avaliado com perdas desprezadas.

Logo, infere-se que a implementação deste sistema deve ser acompanhada de cuidados para que o circuito possua perdas praticamente nulas, evitando a introdução de elementos resistivos entre a fonte e o barramento de entrada do retificador. Isto favorece o controle do fator de potência próximo da unidade com a tensão constante na entrada do retificador.

3.4 RETIFICADOR EM PONTE COMPLETA

Nesta seção será estudado o retificador em ponte completa.

3.4.1 Modelo do Retificador

Para o estudo de regime permanente foi mostrada a influência das perdas ôhmicas entre a fonte ca e a entrada do conversor, além do efeito dos parâmetros X_o e K

quando se deseja realizar controle de corrente e de fator de potência. Entretanto, a avaliação do conversor com operação em regime dinâmico é importante quando se deseja caracterizar a resposta do sistema aos transitórios impostos pela fonte ou pela carga. Nesse caso, é necessário o conhecimento das equações dinâmicas que caracterizam a operação dinâmica do sistema. A figura 3.15 ilustra o sistema de conversão ca/cc operando como retificador em ponte completa alimentando uma carga genérica do tipo RLE , (r_l, l_l, e_l) . Considerando R_o inserido ao modelo, é válido o conjunto de equações

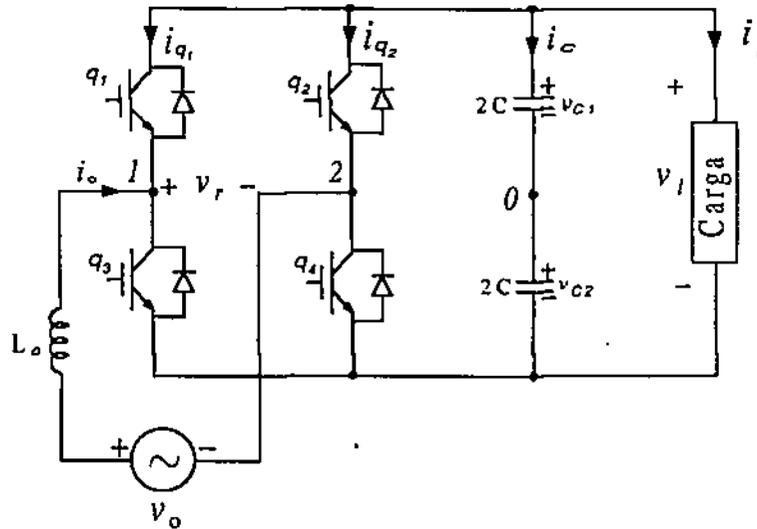


Figura 3.15: Ponte retificadorora com chaves controladas - Configuração em ponte completa

dinâmicas

$$v_o = R_o i_o + L_o \frac{di_o}{dt} + v_r \quad (3.56)$$

$$v_r = v_{12} = v_{10} - v_{20} \quad (3.57)$$

$$v_l = r_l i_l + l_l \frac{di_l}{dt} + e_l \quad (3.58)$$

$$\frac{dv_c}{dt} = \frac{1}{C} i_c \quad (3.59)$$

$$\frac{di_o}{dt} = \frac{v_o - R_o i_o - v_r}{L_o} \quad (3.60)$$

$$\frac{di_l}{dt} = \frac{v_l - r_l i_l - e_l}{l_l} \quad (3.61)$$

$$i_c = C \frac{dv_c}{dt} \quad (3.62)$$

O estado de uma dada chave é representado pela variável binária homônima $q_i \in \{0, 1\}$, $i = 1, \dots, 4$; $q_i = 1$ indica a chave i em estado de condução enquanto que $q_i = 0$ indica a chave i em estado de bloqueio. A tensão do ponto intermediário de cada braço com

relação ao ponto intermediário do barramento cc (ponto 0, como indicado na figura 3.15), também denominada tensão de pólo, depende do estado das chaves de potência e podem ser expressos em termos das variáveis binárias q_1 e q_3 , tal que

$$v_{10} = (2q_1 - 1) \frac{E}{2} \quad (3.63)$$

$$v_{20} = (2q_3 - 1) \frac{E}{2} \quad (3.64)$$

onde E é a tensão cc no elo capacitivo. As correntes são

$$i_{q_1} = -q_1 i_o \quad (3.65)$$

$$i_{q_3} = q_3 i_o \quad (3.66)$$

e

$$i_c = (q_1 - q_3) i_o - i_l \quad (3.67)$$

3.4.2 Controle da tensão PWM

A largura do pulso da modulação, (*PWM*), pode ser calculada diretamente da tensão referida ao ponto intermediário do barramento cc, o qual é dado pela tensão de referência na entrada do retificador. A tensão de referência é dada por

$$v_r^* = v_{10}^* - v_{20}^* \quad (3.68)$$

Uma vez que $|v_{10}^*| \leq \frac{E}{2}$, $|v_{20}^*| \leq \frac{E}{2}$ conclui-se que

$$|v_r^*| \leq E \quad (3.69)$$

Observe-se que a partir da equação (3.68) é possível obter o mesmo v_r^* para diferentes combinações de v_{10}^* e v_{20}^* . Uma forma de controle de v_r pode ser obtida fazendo $v_{20}^* = 0$. Neste caso a equação (3.68) fica na forma

$$v_{10}^* = v_r^* \quad (3.70)$$

sendo

$$v_{20}^* = 0 \quad (3.71)$$

É possível, entretanto, se desenvolver uma estratégia que permite definir os valores para v_{10}^* e v_{20}^* de uma forma sistemática. Esta estratégia é traduzida pelo algoritmo apresentado a seguir, cujo objetivo é obter o melhor aproveitamento do barramento cc. Para isso a maior tensão é sempre fixada, de modo que:

- Passo 1. Verifica-se a condição de funcionalidade, isto é se $|v_r^*| > E$. Se existe falha neste teste deve-se PARAR a operação do sistema. Se não existe falha neste teste o sistema esta APTO a operar e deve-se passar para o próximo passo;
- Passo 2. Se $v_r^* > 0$ (fixa-se v_{10}) $\Rightarrow v_{10}^* = \frac{E}{2}$ e $v_{20}^* = \frac{E}{2} - v_r^*$;
- Passo 3. Se $v_r^* < 0$ (fixa-se v_{20}) $\Rightarrow v_{20}^* = \frac{E}{2}$ e $v_{10}^* = v_r^* + \frac{E}{2}$;

As durações dos pulsos com largura τ_1 e τ_2 durante os quais as chaves q_1 e q_3 devem se manter conduzindo para obtenção da tensão de referência desejada na entrada do conversor são determinadas usando-se a expressão genérica mencionada por Holtz, [35]

$$\tau = \left(\frac{v^*}{E} + \frac{1}{2} \right) T \quad (3.72)$$

onde T é o tempo de um ciclo de chaveamento, v^* é o sinal de referência e E é a tensão no barramento cc. Deste modo, para o retificador em ponte completa, escreve-se

$$\tau_1 = \frac{T}{2} + \frac{T}{E} v_{10}^* \quad (3.73)$$

$$\tau_2 = \frac{T}{2} + \frac{T}{E} v_{20}^* \quad (3.74)$$

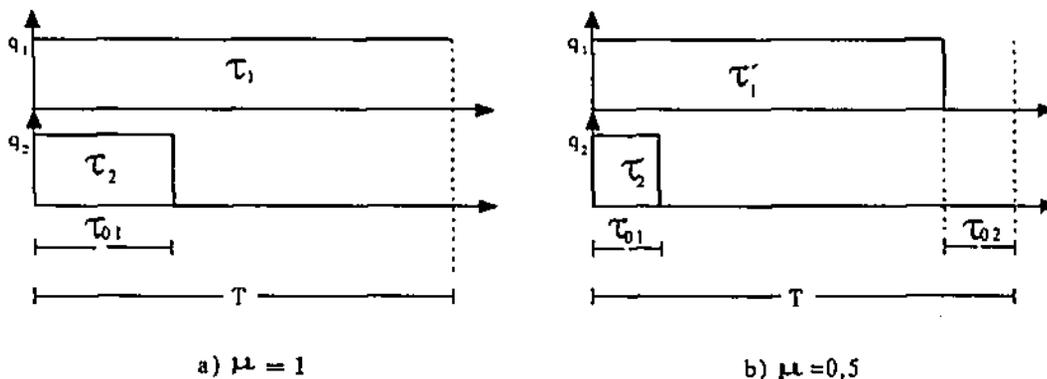


Figura 3.16: Largura dos pulsos τ_1 e τ_2 para retificador ponte completa

A figura 3.16a ilustra as larguras de pulsos obtidas pelas equações (3.73) e (3.74), com v_{10}^* e v_{20}^* . O período τ_{01} é definido como o intervalo de aplicação de tensão v_r^* nula e correspondente à mesma tensão v_{10} e v_{20} na figura 3.16a. O período de aplicação da tensão nula pode ser dividido entre o início e o fim do período de chaveamento como ilustrado na figura 3.16b, possibilitando a redução de harmônicos. Observa-se na figura 3.16b que a tensão v_r^* é nula nos intervalos quando as chaves q_1 e q_2 assumem os valores lógicos (1, 1) ou (0, 0). No primeiro caso é definido o intervalo τ_{01} e no segundo caso o intervalo τ_{02} . Considerando a definição de fator de distribuição μ que é expresso por

$$\mu = \frac{\tau_{01}}{\tau_{01} + \tau_{02}} \quad (3.75)$$

Com esta proposta o menor valor, τ_{min} , entre τ_1 e τ_2 é determinado. O período total de tensão v_r^* nula é $t_o = \tau_{min}$ e a distribuição do período de tensão nula pode ser realizada por meio da adição da largura de pulso τ_μ onde

$$\tau_\mu = (\mu - 1) \tau_{min} \quad (3.76)$$

para cada pulso com largura τ_1 e τ_2 .

A escolha do fator de distribuição dentro do intervalo $0 < \mu < 1$ indica como a tensão nula é distribuída dentro de um intervalo de chaveamento. A figura 3.16b ilustra o caso onde a largura de pulso na figura 3.16a é modificada para

$$\tau_1' = \tau_1 + \tau_\mu \quad (3.77)$$

$$\tau_2' = \tau_2 + \tau_\mu \quad (3.78)$$

onde $\tau_\mu = \mu\tau_2$ e $\mu = 0,5$.

3.4.3 Corrente no capacitor

A corrente instantânea i_{oc} correspondente à contribuição do barramento ca à corrente no capacitor é

$$i_{oc} = (q_1 - q_2) i_o \quad (3.79)$$

A corrente instantânea i_{lc} correspondente à contribuição da carga à corrente no capacitor é

$$i_{lc} = i_l \quad (3.80)$$

Tomando por base a largura de pulso, as correntes médias \bar{i}_{oc} e \bar{i}_{lc} (no período T) são aproximadamente

$$\bar{i}_{oc} = \left(\frac{\tau_1}{T} - \frac{\tau_2}{T} \right) \bar{i}_o + \bar{i}_{oc} \quad (3.81)$$

e

$$\bar{i}_{lc} = \bar{i}_l + \bar{i}_{lc} \quad (3.82)$$

onde \bar{i}_{oc} e \bar{i}_{lc} são os termos ca devido à frequência de chaveamento das correntes.

A substituição dos valores de τ_1 e τ_2 nas equações (3.81) e (3.82) leva a

$$\bar{i}_{oc} = \frac{1}{T} \left(\frac{T}{2} + \frac{T}{E} v_{10}^* - \frac{T}{2} - \frac{T}{E} v_{20}^* \right) \bar{i}_o + \bar{i}_{oc}$$

que resulta em

$$\bar{i}_{oc} = \frac{1}{E} (v_{10}^* - v_{20}^*) \bar{i}_o + \bar{i}_{oc} = \frac{v_r^*}{E} \bar{i}_o + \bar{i}_{oc} \quad (3.83)$$

e

$$\bar{i}_{lc} = \frac{v_l^*}{E} \bar{i}_l + \bar{i}_{lc} \quad (3.84)$$

já que $\bar{V}_l = E$. Estas correntes podem ser expressas ainda na forma

$$\bar{i}_{oc} = p_o^* \frac{1}{E} + \tilde{i}_{oc} \quad (3.85)$$

$$\bar{i}_{lc} = p_l^* \frac{1}{E} + \tilde{i}_{lc} \quad (3.86)$$

Nas equações (3.85) e (3.86) os termos p_o^* e p_l^* correspondem à potência fornecida da fonte *ca* para o banco de capacitores e à potência recebida pela carga do banco de capacitores, respectivamente.

A corrente no elo capacitivo é dada por

$$\bar{i}_c = \bar{i}_{oc} - \bar{i}_{lc} \quad (3.87)$$

Logo, a substituição das equações (3.85) e (3.86) na equação (3.87) resulta em

$$\bar{i}_c = (p_o^* - p_l^*) \frac{1}{E} + \tilde{i}_{loc} \quad (3.88)$$

Na operação em regime permanente senoidal v_o e i_o são dados por

$$v_o = V_o \cos(\omega_c t) \quad (3.89)$$

$$i_o = I_o \cos(\omega_c t - \phi_o) \quad (3.90)$$

e

$$p_o = \frac{V_o I_o}{2} \cos \phi_o + \frac{V_o I_o}{2} \cos(2\omega_c t - \phi_o) \quad (3.91)$$

Observa-se que a potência na entrada possui um termo constante e um outro *ca*. Na saída v_l e i_l são dados por

$$v_l = V_l \quad (3.92)$$

$$i_l = I_l \quad (3.93)$$

e p_l

$$p_l = V_l I_l = P_{ca} \quad (3.94)$$

No caso em que se tem o sistema operando com fator de forma próximo da unidade, ($FF = V_l/\bar{V}_l \approx 1$), $P_l = P_{ca} = \bar{P}_l$.

Fazendo o valor médio de P_o igual a P_l obtém-se

$$\bar{i}_c = \frac{V_o I_o}{E} \cos(2\omega_c t - \phi_o) + \tilde{i}_{loc} \quad (3.95)$$

Note que foi desprezada a ondulação da tensão capacitiva em $2\omega_c$ devido ao termo em $2\omega_c$ na potência P_o . Caso o capacitor não filtre este termo de forma conveniente a tensão no elo *cc* terá uma ondulação nesta frequência o que criará também na carga uma corrente *ca* mínima suplementar.

A partir da equação (3.95) conclui-se que a componente de corrente *ca* no capacitor tem somente o segundo harmônico e a frequência de ordem elevada devido ao chaveamento.

3.5 RETIFICADOR EM MEIA PONTE

O sistema retificador em meia ponte é ilustrado na figura 3.17.

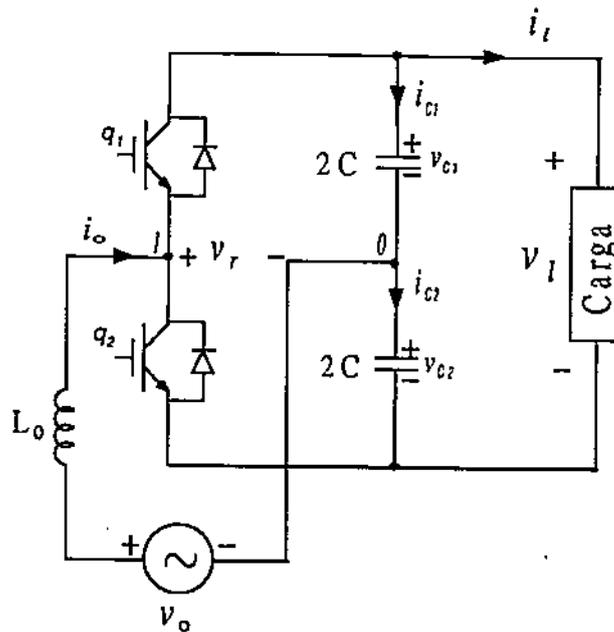


Figura 3.17: Retificador com chaves controladas - Configuração em meia ponte

3.5.1 Modelo do retificador

As equações para tensões e para correntes que caracterizam a operação do retificador em meia ponte em regime dinâmico alimentando uma carga $RL\epsilon$ (r_l , l_l , e_l) são

$$v_o = R_o i_o + L_o \frac{di_o}{dt} + v_r \quad (3.96)$$

$$v_r = v_{l0} \quad (3.97)$$

$$v_l = r_l i_l + l_l \frac{di_l}{dt} + e_l \quad (3.98)$$

$$\frac{dv_c}{dt} = \frac{1}{C} i_c \quad (3.99)$$

$$\frac{di_o}{dt} = \frac{v_o - R_o i_o - v_r}{L_o} \quad (3.100)$$

$$\frac{di_l}{dt} = \frac{v_l - r_l i_l - e_l}{l_l} \quad (3.101)$$

$$i_c = C \frac{dv_c}{dt} \quad (3.102)$$

A tensão do ponto intermediário do braço com relação ao ponto intermediário do barramento cc (ponto 0, como indicado na figura 3.17) depende do estado das chaves de potência e pode ser expressa em termo da variável binária q_1 , tal que

$$v_{10} = (2q_1 - 1) \frac{E}{2} \quad (3.103)$$

onde E é a tensão no barramento cc.

3.5.2 Controle da tensão PWM

Se a tensão desejada no retificador é v_r^* , ela é dada por

$$v_r^* = v_{10}^* \quad (3.104)$$

Uma vez que $|v_{10}^*| \leq \frac{E}{2}$ segue-se que

$$|v_r^*| \leq \frac{E}{2} \quad (3.105)$$

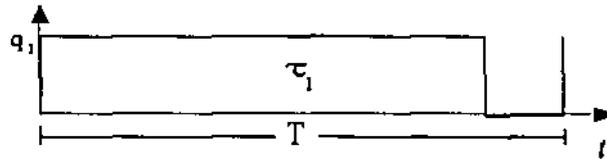


Figura 3.18: Largura do pulso τ_1 para retificador meia ponte

A duração do pulso com largura τ_1 ilustrada na figura 3.18 é

$$\tau_1 = \frac{T}{2} + \frac{T}{E} v_{10}^* \quad (3.106)$$

3.5.3 Correntes nos Capacitores

A corrente instantânea i_{oc} correspondente à contribuição do barramento ca à corrente no capacitor superior é

$$i_{oc1} = q_1 i_o \quad (3.107)$$

A corrente instantânea i_{lc} correspondente à contribuição da carga à corrente no capacitor superior é

$$i_{lc1} = i_l \quad (3.108)$$

Tomando por base a largura de pulso, as correntes médias \bar{i}_{oc1} e \bar{i}_{lc1} (no período T) são aproximadamente

$$\bar{i}_{oc1} = \frac{\tau_1}{T} \bar{i}_o + \bar{i}_{oc1} \quad (3.109)$$

e

$$\bar{i}_{c1} = \bar{i}_l + \tilde{i}_{lc1} \quad (3.110)$$

onde \tilde{i}_{oc1} e \tilde{i}_{lc1} são os termos *ca* da corrente no capacitor superior devido à frequência de chaveamento das correntes.

A substituição do valor de τ_1 , dado pela equação (3.106) na equação (3.109) fornece

$$\bar{i}_{oc1} = \frac{1}{T} \left(\frac{T}{2} + \frac{T}{E} v_{10}^* \right) \bar{i}_o + \tilde{i}_{oc1}$$

tal que

$$\bar{i}_{oc1} = \frac{v_r^*}{E} \bar{i}_o + \frac{1}{2} \bar{i}_o + \tilde{i}_{oc1} \quad (3.111)$$

$$\bar{i}_{lc1} = \frac{v_l^*}{E} \bar{i}_l + \tilde{i}_{lc1} \quad (3.112)$$

que também pode ser expresso na forma

$$\bar{i}_{oc1} = p_o^* \frac{1}{E} + \frac{1}{2} \bar{i}_o + \tilde{i}_{oc1} \quad (3.113)$$

$$\bar{i}_{lc1} = p_l^* \frac{1}{E} + \tilde{i}_{lc1} \quad (3.114)$$

Nas equações (3.113) e (3.114) os termos p_o^* e p_l^* correspondem à potência fornecida da fonte *ca* para o banco de capacitores e à potência recebida pela carga do banco de capacitores, respectivamente.

A corrente no capacitor superior da figura 3.7 é dada por

$$\bar{i}_{c1} = \bar{i}_{oc1} - \bar{i}_{lc1} \quad (3.115)$$

logo, a substituição das equações (3.113) e (3.114) na equação (3.115) resulta em

$$\bar{i}_{c1} = (p_o^* - p_l^*) \frac{1}{E} + \frac{1}{2} \bar{i}_o + \tilde{i}_{loc1} \quad (3.116)$$

Considerando, na operação em regime permanente, o valor médio de p_o^* igual ao valor médio de p_l^* das potências dadas pelas expressões (3.91) e (3.94), reescreve-se a equação (3.116) como

$$\bar{i}_{c1} = \frac{V_o I_o}{2E} \cos(2\omega_e t - \phi_o) + \frac{I_o}{2} \cos(\omega_e t - \phi_o) + \tilde{i}_{loc1} \quad (3.117)$$

Observa-se a partir da equação (3.117) que a corrente no capacitor superior possui os termos de corrente na frequência fundamental, na frequência do segundo harmônico e em frequências de ordens superiores devido ao chaveamento.

A partir da figura 3.17 pode-se determinar que a corrente média no capacitor inferior \bar{i}_{c2} é

$$\bar{i}_{c2} = \bar{i}_{c1} - \bar{i}_o \quad (3.118)$$

ou que

$$\bar{i}_{c2} = (p_o^* - p_l^*) \frac{1}{E} - \frac{1}{2} \bar{i}_o + \bar{i}_{loc2} \quad (3.119)$$

Nota-se que o termo dependente de i_o na equação (3.119) é negativo enquanto na equação (3.116) é positivo. Portanto, para capacitores superiores e inferiores idênticos este termo de corrente não causa ondulação na tensão total do barramento cc.

3.6 CONTROLE DA TENSÃO NO ELO cc E DO FATOR DE POTÊNCIA DOS RETIFICADORES

Para controle da tensão no elo cc assim como o controle do fator de potência é necessário inicialmente ter o conhecimento do ângulo de fase da tensão. O princípio de determinação do ângulo de fase da tensão é descrito no Apêndice 7.1. Neste mesmo Apêndice é descrita a metodologia pela qual se define a forma de onda da corrente de referência como uma senoide. Estas referências de ângulo de fase e forma de corrente são usadas pelos sistemas de controle utilizados e descritos a seguir.

A figura 3.19 mostra o diagrama de blocos para controle do retificador em meia ponte e ponte completa. O ângulo de fase da onda fundamental da tensão na entrada do retificador é definido para controle de ambos, tensão no elo cc e fator de potência.

Para realização desta ação de controle é usado um controlador do tipo *PI* (bloco R_c) de tensão e a operação do controlador é realizada do seguinte modo. O ângulo δ^* é ajustado ao valor de referência usando-se o controlador do tipo *PI* especificado pelo bloco R_c . O ângulo de fase da tensão nos terminais do retificador, θ , expresso na equação (3.16), é obtido tal que

$$\theta = \angle v_o - \delta^* \quad (3.120)$$

onde $\angle v_o$ é o ângulo de fase da tensão da fonte ca. A escolha da constante adimensional K , dada pela equação (3.33), define a amplitude da tensão nos terminais do retificador, V_r . Conhecidas a amplitude e a fase de referência para a tensão do retificador através dos termos *PWM* apresentados anteriormente, este sinal é usado para definir os períodos de condução e de bloqueio das chaves q_i do retificador. O controle da amplitude e da fase da tensão v_r do retificador, possibilita o controle da tensão no barramento cc e leva o sistema a operar com fator de potência próximo da unidade. A escolha do valor da indutância L_o define o fator de potência para cada ponto de operação do retificador de vazio a plena carga, como mostram os resultados apresentados para as curvas características de operação em regime permanente.

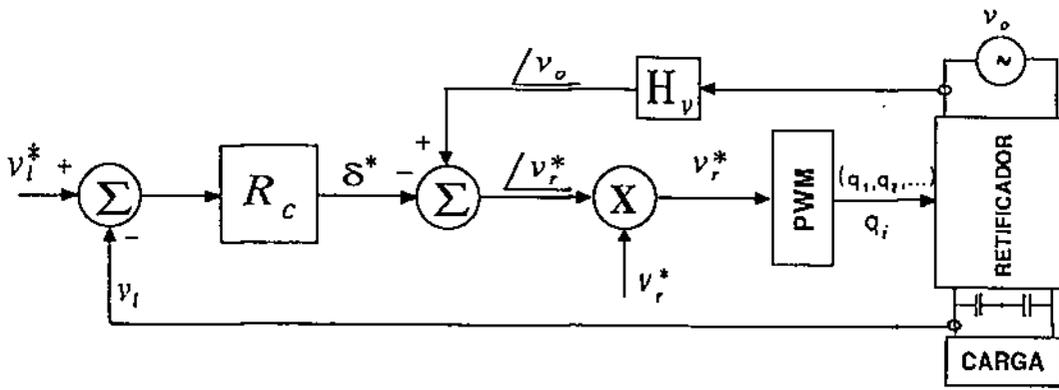


Figura 3.19: Diagrama de blocos de controle do retificador através do controle do ângulo da tensão do conversor.

Entretanto, o controle da tensão do elo cc e do fator de potência também podem ser realizados com emprego de controladores de tensão e de corrente em cascata como mostra o diagrama de blocos para controle dos retificadores meia ponte e ponte completa da figura 3.20. Neste caso, o controlador de tensão do capacitor é do tipo *PI* e o controlador de corrente pode ser estacionário (ganho de malha aberta infinito para frequência zero) do tipo *PI* (Controlador *O*) ou do tipo controladores de seqüências positiva e negativa discutido no capítulo 2, Controlador *I* e Controlador *IV*.

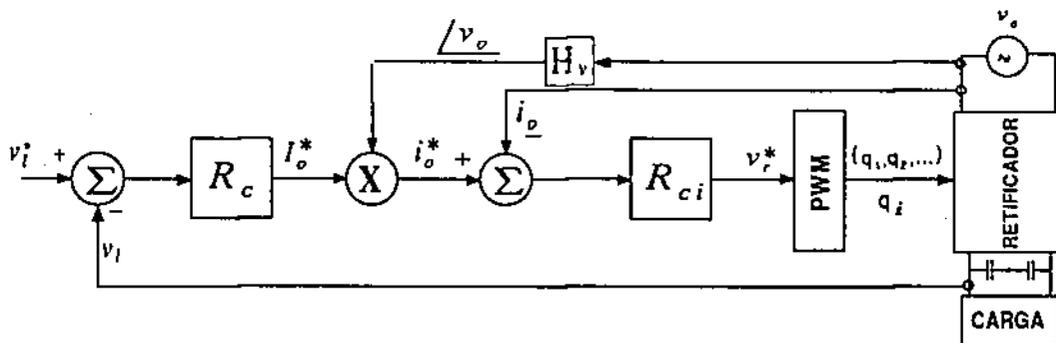


Figura 3.20: Diagrama de blocos de controle do retificador com controle de corrente.

A operação do sistema de controle utilizando controlador de corrente, seja ele Controlador *O*, Controlador *I* ou Controlador *IV*, é realizada no seguinte modo. A tensão no elo cc é ajustada ao valor de referência usando-se um controlador do tipo *PI* (bloco R_c). Este controlador define a amplitude da corrente de referência I_o^* . Para obter o controle de fator de potência, a corrente de referência i_o^* é sincronizada com a tensão da fonte v_o . Neste caso, é determinado para cada semi-ciclo da tensão da fonte, a amplitude e a fase, utilizando-se o princípio de detecção da passagem por zero desta tensão. A partir deste conhecimento, a corrente de referência gerada i_o^* pode ser uma corrente

senoidal em fase com a tensão, (modo corrente senoidal descrito no Apêndice 7.1), ou ser gerada pela multiplicação de I_o^* pela tensão unitária v_o/V_o (modo de corrente resistiva), onde V_o é a amplitude da tensão v_o .

O esquema de controle da figura 3.19 é mais simples que o da figura 3.20 porque não utiliza sensor de corrente. Todavia, esta simplicidade resulta na ação de controle mais sensível às variações paramétricas, como por exemplo o ângulo de carga (que varia em função de V_o) ou os harmônicos e ruídos causados pela modulação. Mas, como será visto, o esquema da figura 3.20 é mais efetivo para a ação de controle, pois se torna mais imune às variações paramétricas do sistema, inclusive as variações das grandezas dos componentes passivos, que influenciam no posicionamento dos pólos e zeros do sistema.

Para a carga, o modelo a ser considerado é o do tipo genérico *RLe* apresentado no modelo dinâmico dos retificadores. Para implementação dos esquemas de controle em tempo real, operando sob restrições de tempo, exige-se que a estimação dos fasores de tensão e de corrente possuam exatidão e baixo custo computacional. Para efetivar o controle, inicialmente é realizada a aquisição do valor instantâneo das grandezas, tensão e corrente, por meio de transdutores de efeito Hall. Para a estimação da fase e da amplitude é empregado o método que usa a identificação do instante de passagem por zero do sinal, [36], com as alterações discutidas no Apêndice 7.1. Com a aplicação do método, o valor instantâneo lido é tratado dentro da própria rotina utilizada na implementação dos controladores digitais, de modo que são obtidas a amplitude e a fase da tensão e da corrente *ca* dos sistemas conversores.

Para os sistemas apresentados neste trabalho optou-se pela escolha da corrente de referência senoidal. Com ela obtém-se a redução de harmônicos de corrente injetados na rede e, por conseqüência, a redução das perdas totais causadas pelos harmônicos e da distorção da tensão no ponto de acoplamento comum.

3.7 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO

3.7.1 Análise da Distorção harmônica dos Conversores *ca/cc*

Considerando o controle da tensão nos capacitores e da corrente de entrada no retificador realizado por controlador de corrente, a tensão v_r deve adaptar-se às condições de operação com fator de potência próximo da unidade. Para o retificador em ponte completa esta tensão pode ser escrita em termos da tensão no barramento *cc* como,

$$v_r = m_a E \cos(\omega_e t + \theta) \quad (3.121)$$

e para o retificador em meia ponte

$$v_r = m_a \frac{E}{2} \cos(\omega_c t + \theta) \quad (3.122)$$

onde m_a é o índice de modulação. Esta tensão modulada gerada nos terminais do retificador causa o aparecimento de correntes harmônicas nos terminais da fonte que são filtradas pela indutância L_o . Todavia, para se ter a eliminação dos harmônicos de ordem inferior é necessária a utilização de indutâncias com valores relativamente elevados e com constantes de tempo também de valores elevados.

É interessante que se efetive a escolha da topologia do retificador a ser utilizado sabendo-se que este apresenta a menor taxa de distorção harmônica da tensão, resultando na redução da magnitude da indutância de filtro. Ao mesmo tempo, quando se leva em consideração o controlador, a geração da tensão v_r com conteúdo de harmônicos baixo, melhora o desempenho deste controlador porque ele procura gerar uma corrente senoidal pura. A equação (3.123) define a taxa de distorção harmônica para a corrente da fonte ca . Holtz [37] mostra que a corrente harmônica numa carga com componente indutiva pode ser expressa em termos da tensão que a gerou. Deste modo, pode-se obter a taxa de distorção harmônica da tensão v_r , normalizada como

$$TDH\% = \left[\frac{\omega_c L_o}{V_{r1}} \sqrt{\sum_{h=2}^{\infty} \left(\frac{V_{rh}}{h\omega_c L_o} \right)^2} \right] 100\% \quad (3.123)$$

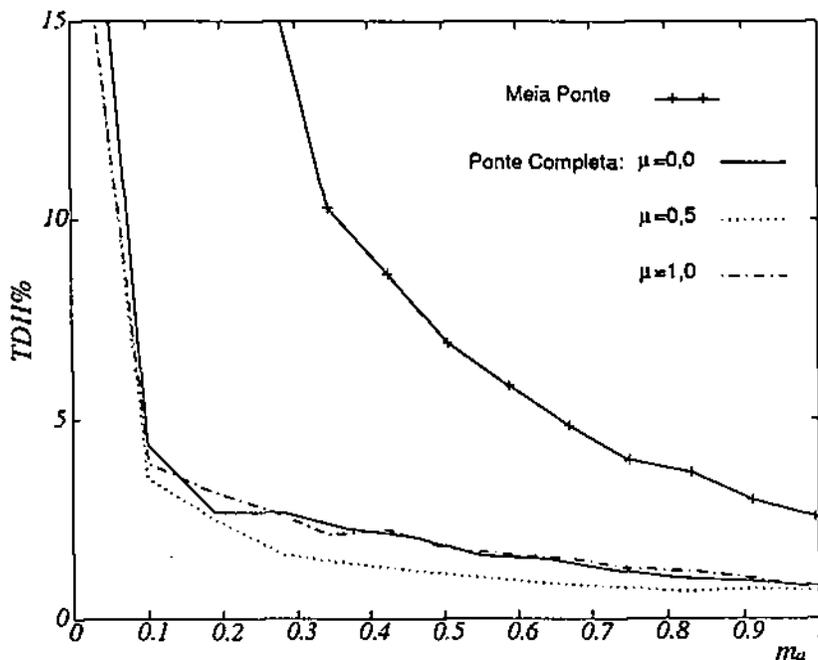


Figura 3.21: Curvas de desempenho da tensão na entrada do retificador.

Com índice de modulação variando no intervalo $0 < m_a < 1$ são realizadas simulações digitais dos retificadores. A partir da equação (3.123) são traçadas as curvas da taxa de distorção harmônica percentual, dos retificadores em ponte completa e em meia ponte, mostradas na figura 3.21. O retificador em meia ponte não permite intervalo de roda livre, portanto, somente uma curva é ilustrada na figura 3.21 mostrando o comportamento de $TDH\%$. Para a estrutura do retificador em ponte completa são traçadas as curvas para $\mu = [0, 0; 0, 5 \text{ e } 1, 0]$. Observa-se que, para dado índice de modulação, qualquer que seja o valor de μ a topologia do retificador em ponte completa apresenta menor taxa de distorção harmônica que a da topologia em meia ponte.

3.7.2 Análise da Operação em Malha Fechada

Nesta seção, são apresentados resultados de simulação digital para os retificadores com topologias em ponte completa e meia ponte, empregando as estratégias de controle propostas. Na seqüência, são analisados os resultados observando-se as influências dos parâmetros dos circuitos e das técnicas de controle utilizadas.

As simulações foram realizadas utilizando-se programas escritos em linguagem *C*, desenvolvidos especificamente para o estudo. Os parâmetros utilizados para obtenção das características de operação são: $C = 1000\mu F$, $L_o = 4mH$, $R_o = 0,2\Omega$ para o conversor em meia ponte e $R_o = 0,25\Omega$ para o conversor em ponte completa e, a frequência de chaveamento de $10kHz$. No caso da simulação R_o engloba as resistências que representam as perdas ôhmicas nas chaves. Como carga, são utilizadas resistências puras de 70Ω e 230Ω , conectadas em paralelo, de modo que estas não sirvam como filtro de harmônico da corrente de carga.

Para análise da operação por simulação são apresentadas três condições de controles diferentes aplicadas a um sistema conversor *ca/cc* com topologia em ponte completa e em meia ponte. Na primeira condição de controle a operação do sistema é avaliada utilizando um controlador de fase de tensão v_r , segundo o esquema da figura 3.19. Numa segunda condição, é utilizado controlador de corrente *PI*, Controlador *O*, figura 3.20. Na terceira condição, a operação do sistema é avaliada utilizando o Controlador *I* descrito no capítulo 2, segundo o esquema da figura 3.20.

Operação com Controle de Fase

Para mostrar a operação do conversor *ca/cc* utilizando controle de fase, resultados selecionados são apresentados para o retificador em meia ponte verificando-se o comportamento do conversor para alguns ciclos de operação em regime permanente.

Na figura 3.22a são ilustradas as curvas de tensão e de corrente ca na fonte, v_o e i_o . Observa-se o controle de fator de potência próximo da unidade para $K = 1$. Para se ter fator de potência unitário o sistema deve operar com $K > 1$ como foi observado na análise de regime permanente. Todavia, a tarefa de escolha do valor de K ideal não é fácil, principalmente quando o sistema tem comportamento não linear como é o caso dos retificadores. A figura 3.22b ilustra a tensão total no barramento cc, $v_C = v_{C1} + v_{C2}$, e a sobreposição das tensões em cada um dos capacitores no elo capacitivo, onde v_{C1} e v_{C2} são as tensões no capacitor superior e no inferior do elo cc. O exame da curva da tensão v_C mostra o controle desta tensão no nível desejado de 100V possuído uma ondulação com o dobro da frequência da tensão de entrada. Observou-se que a variação na amplitude desta ondulação tem origem tanto na corrente quanto no ajuste do controlador. Verificou-se, também, que a introdução de valores de capacitores ligeiramente diferentes resulta em tensões v_{C1} e v_{C2} diferentes, com valores proporcionais à diferença das capacitâncias. Estes resultados foram investigados com auxílio da simulação, mas não são apresentados neste texto.

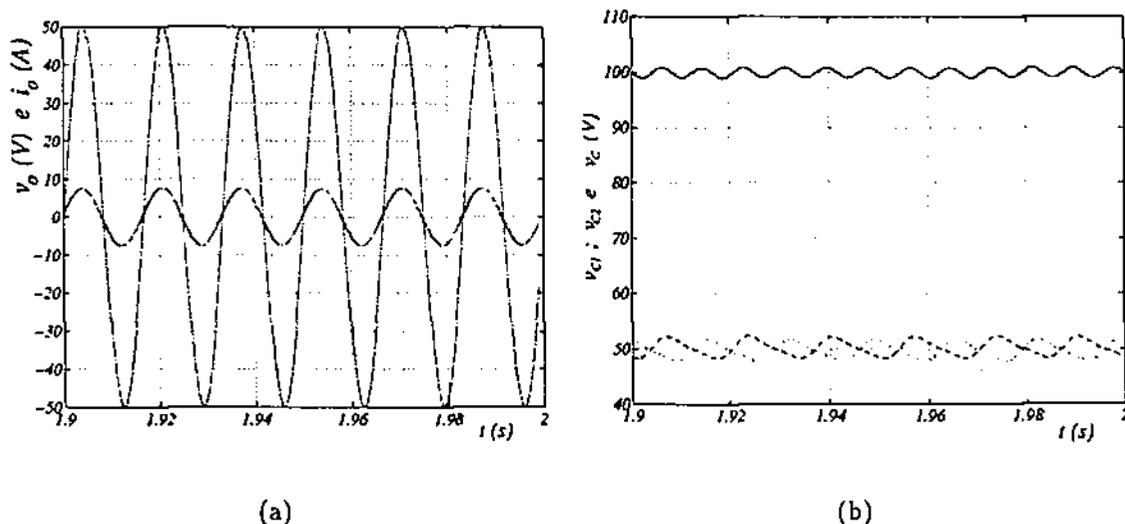


Figura 3.22: Resultados de simulação com controle de fase. Características de operação em regime permanente com retificador em meia ponte: a) Curvas de tensão e de corrente na fonte ca ; b) Tensões nos capacitores e tensão total no barramento cc .

A avaliação dos parâmetros de desempenhos é realizada a partir do exame dos resultados ilustrados nas figura 3.23, onde são traçadas as características em função do número de ciclos da fundamental. Para cada ciclo um conjunto com aproximadamente 1500 pontos é utilizado. Na figura 3.23a são ilustrados o fator de forma (FF), o fator de potência (fp) e o rendimento (η). Observa-se que o fator de forma é muito próximo

da unidade assim como o fator de potência para todos os ciclos. O rendimento, devido à inserção da resistência que representa as perdas na bobina e nas chaves do retificador, fica em torno de 0,96 ou seja, 96%. Na figura 3.23b são ilustrados os espectros de potência dos sinais da tensão e da corrente de entrada e expressa a taxa de distorção harmônica percentual, ($TDH\%$), para cada grandeza, respectivamente.

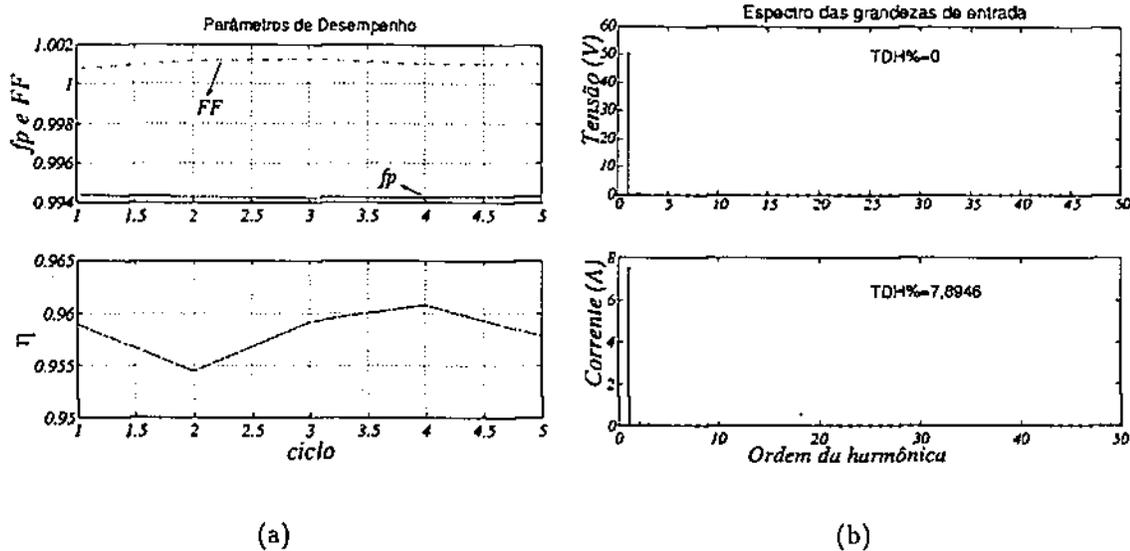


Figura 3.23: Resultados de simulação com controle de fase. Características de desempenho para operação em regime permanente com retificador em meia ponte: a) fator de forma, fator de potência e rendimento; b) Espectro dos sinais de tensão e de corrente na fonte ca.

A avaliação dos resultados de simulações obtidos para o retificador em ponte completa operando com controle de fase, porém não apresentados neste texto, mostraram que as curvas de tensão e corrente são próximas às obtidas para o retificador em meia ponte. Ambas as topologias permitem o controle da tensão do barramento dos capacitores bem como do fator de potência próximo da unidade utilizando controle de fase. A principal vantagem do retificador em meia ponte é a sua operação com quantidade reduzida de componentes. Entretanto, como mostrado para a análise harmônica das topologias, o retificador em ponte completa apresenta taxa de distorção harmônica de corrente inferior. Na topologia em meia ponte, observou-se que a diferença de capacitância causa desbalanceamento da tensão dos capacitores o que resulta no acréscimo de distorção harmônica da corrente, conforme já comentado na análise harmônica. Ao se considerar esta característica a utilização da topologia em ponte completa é mais atrativa uma vez que o desbalanceamento das tensões nos capacitores não exerce influência na distorção da corrente de entrada.

Operação com Controlador *O*

Alguns resultados para este esquema são apresentados nas figuras 3.24 e 3.25 mostrando o comportamento do retificador para alguns ciclos de operação em regime permanente. Na figura 3.24a são ilustradas as curvas da tensão e da corrente na fonte *ca*. O exame destas curvas mostra que a utilização do controlador possibilita a operação do retificador em fase com a tensão, com fator de potência próximo da unidade. Na figura 3.24b observa-se que a tensão *cc* é controlada em torno do valor desejado de 100V. A figura 3.24c ilustra a curva de erro de corrente na fonte *ca*. A utilização do controlador de corrente estacionário favorece ao aparecimento de erro de corrente bastante acentuado já que o mesmo garante erro nulo apenas para grandezas com frequência zero. Como o sinal de corrente a ser controlado é uma grandeza *ca* com frequência de 60Hz, este resultado já era esperado e a sua minimização é resultante da sintonia adequada dos controladores.

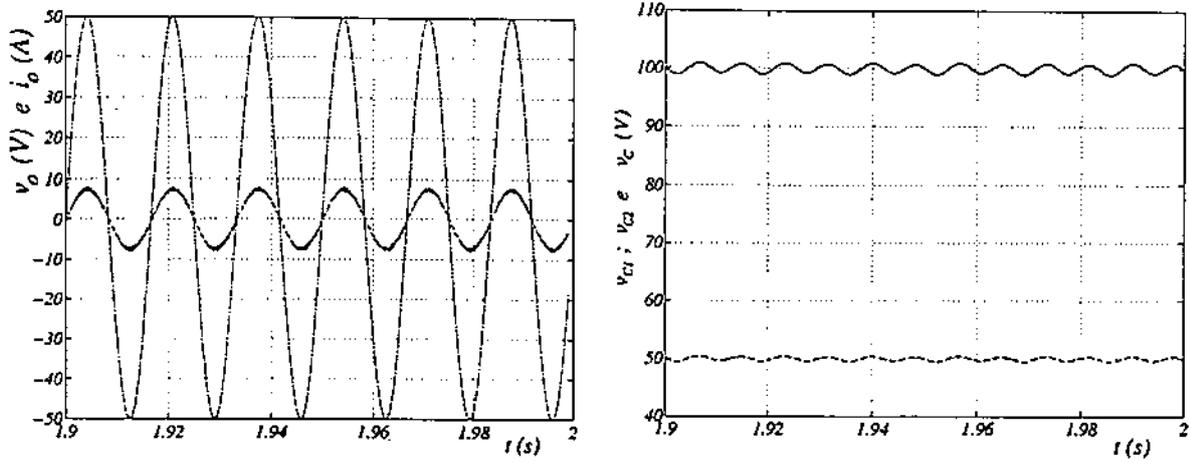
Na análise dos resultados obtidos para os parâmetros de desempenho, observa-se na figura 3.25a que o fator de potência e o fator de forma são muito próximos da unidade, com fator de potência superior a 0,99. Na curva de rendimento não foi possível observar variação significativa já que as perdas no circuito estão definidas na magnitude da resistência R_o . Como não é realizada a variação da resistência, as perdas na simulação estão mais relacionadas à variação do erro de corrente e a presença de harmônicos. A figura 3.25b ilustra o espectro de harmônicos das grandezas de entrada.

Para o sistema com retificador em meia ponte, também foram realizados os mesmos estudos e investigações efetuados para o retificador em ponte completa. Os resultados mostraram características próximas às obtidas para a topologia em ponte completa com atenção um pouco maior à existência do desbalanceamento das tensões nos capacitores.

Operação com Controlador *I*

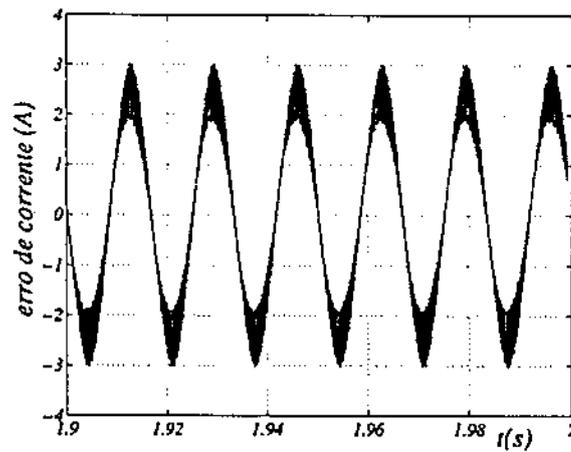
Nas duas últimas seções foram ilustrados os resultados da ação de controladores *PI* em retificadores, utilizando controle de fase ou controle de corrente. A seguir são mostrados os resultados de simulações utilizando o Controlador *I* como alternativa à ação de controle da corrente na entrada de retificadores monofásicos. Nas figuras 3.26 e 3.27 são ilustradas as curvas obtidas para o retificador em ponte completa.

Na figura 3.26a é ilustrada a curva da corrente da fonte *ca* sobreposta à curva de tensão da fonte *ca*. Comparando-se aos resultados obtidos anteriormente, observa-se que a corrente está em fase com a tensão assim como no caso com uso do Controlador *O*; entretanto, possui distorção bem inferior, resultando no erro de corrente também



(a)

(b)



(c)

Figura 3.24: Resultados de simulação com Controlador O . Características de operação em regime permanente com retificador em ponte completa: a) Curvas de tensão e de corrente na fonte ca ; b) Tensões nos capacitores e tensão total no barramento cc ; c) Erro de corrente.

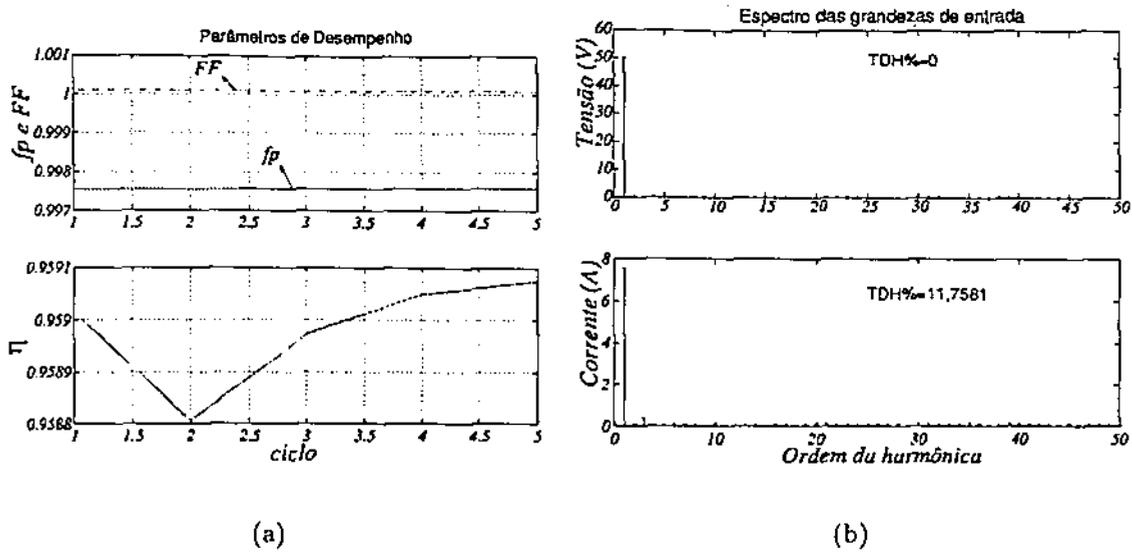


Figura 3.25: Resultados de simulação com Controlador O. Características de desempenho para operação em regime permanente com retificador em ponte completa: a) Fator de forma, fator de potência e rendimento; b) Espectro dos sinais de tensão e de corrente na entrada do retificador.

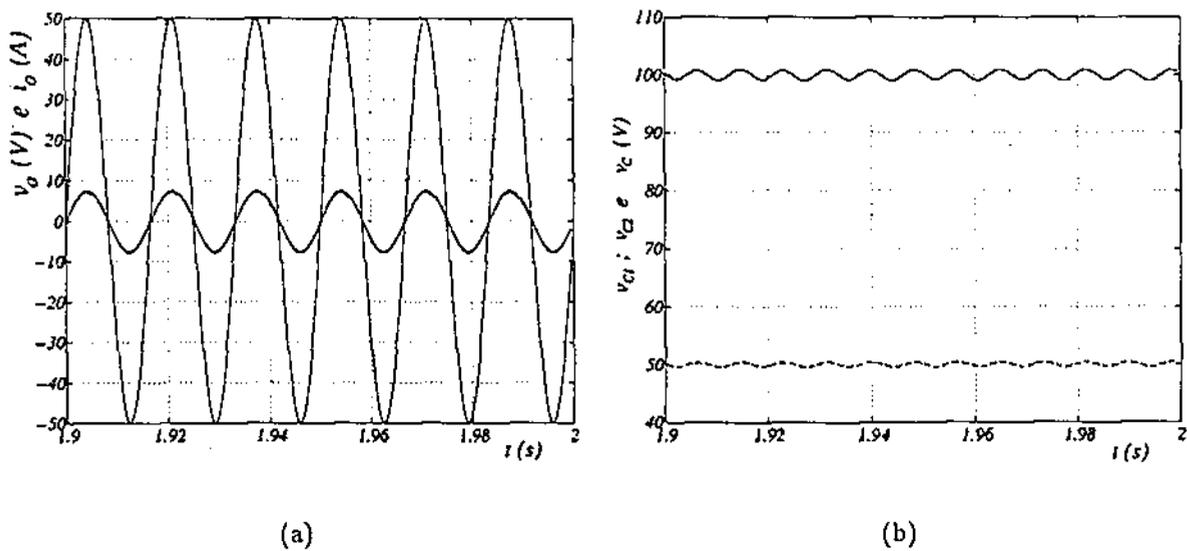


Figura 3.26: Resultados de simulação com Controlador J. Características de operação em regime permanente com retificador em ponte completa: a) Curvas de tensão e de corrente na fonte ca; b) Tensões nos capacitores e tensão total no barramento cc;

inferior. Na figura 3.26b são ilustradas as tensões v_{C1} , v_{C2} e v_C , não sendo observadas alterações nos resultados quando comparados aos obtidos anteriormente.

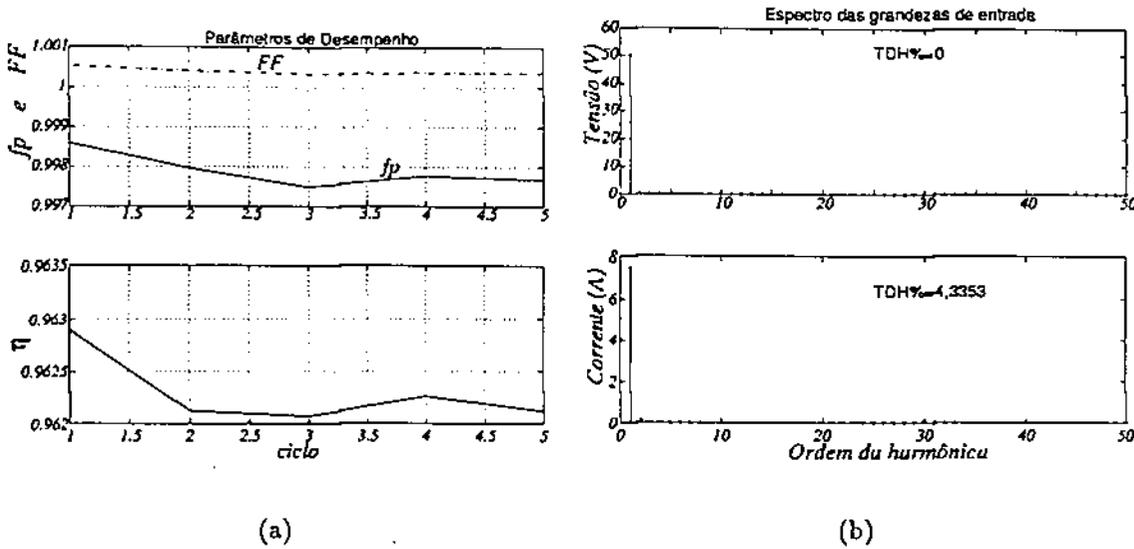


Figura 3.27: Resultados de simulação com Controlador I . Características de desempenho para operação em regime permanente com retificador em ponte completa: a) Fator de forma, fator de potência e rendimento; b) Espectro dos sinais de tensão e de corrente na fonte ca .

As curvas ilustradas na figura 3.27a confirmam estas afirmações. A curva de fator de potência mostra que este é superior a todos os outros resultados obtidos. A distorção da corrente é quantificada na figura 3.27b, obtendo-se uma taxa de distorção harmônica percentual da corrente igual a 4,33%. Este resultado valida a melhora na eficiência do sistema, uma vez que a redução de harmônicos resulta na redução da potência média de entrada, como mostrado na análise da forma de onda da corrente (*i.e.*, a potência mínima consumida ocorre para corrente senoidal conforme estudo realizado na seção 7.1).

As características de tensão e corrente para o retificador em meia ponte são similares às obtidas para o retificador em ponte completa. A distribuição dos harmônicos de corrente mostrado na figura 3.28b aponta para a redução dos harmônicos de baixa ordem a valores muito próximos de zero mas, a $TDH\%$ é maior que a obtida na topologia em ponte completa.

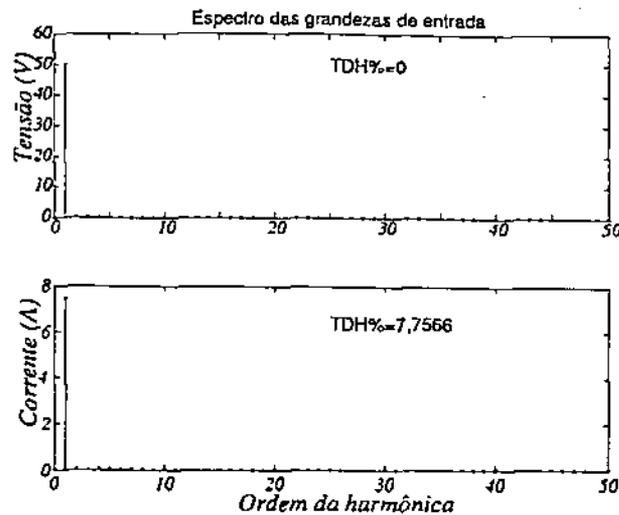


Figura 3.28: Resultados de simulação com Controlador *I*. Características de desempenho para operação em regime permanente com retificador em meia ponte: a) Espectro dos sinais de tensão e de corrente na fonte *ca*.

3.8 RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Os retificadores monofásicos *ca/cc* foram testados usando um sistema baseado num microcomputador (Pentium-266MHz). Para se obterem os resultados experimentais, foram escolhidos capacitores e indutância iguais a $C = 1000\mu F$ e $L_o = 4mH$. A frequência de chaveamento empregada foi $10kHz$ e a carga utilizada é do tipo resistiva formada por um conjunto de lâmpadas.

A leitura inicial dos sinais de tensão e corrente é realizada por meio de transdutores de efeito Hall. Em seguida, cada sinal lido é tratado em um circuito analógico e enviado para uma placa de aquisição instalada no microcomputador. Nesta placa existem conversores A/D necessários para converter os dados de analógicos para digitais. Com auxílio de programas desenvolvidos especificamente para realização do controle digital, os dados dos conversores A/D são lidos e traduzidos de modo que os valores dos sinais utilizados na ação do controle possuem magnitudes iguais às das grandezas reais. A filtragem de sinais durante a aquisição de dados está limitada a filtros ajustados para frequências superiores a $20kHz$, sendo usado somente para atenuar sinais de frequências superiores à de chaveamento que venham a interferir significativamente na aquisição. Deste modo, o filtro não exerce praticamente nenhum efeito de atenuação e atraso nas grandezas medidas na frequência ou próximas à frequência da rede.

A seguir são mostrados os resultados obtidos experimentalmente utilizando as técnicas de controle descritas. Na primeira condição de controle a operação do sistema é avaliada utilizando controle de fase. Em seguida é utilizado o controlador padrão para

corrente (Controlador *O*). Na terceira condição, a operação do sistema é avaliada utilizando o Controlador *I* para a corrente, descrito no capítulo 2. E na quarta condição, a operação do sistema é avaliada considerando-se o caso em que existem dois controladores para a corrente operando em paralelo e sintonizados em frequências diferentes, Controlador *IV*.

3.8.1 Operação com Controle de Fase

Para a operação com controle de fase, inicialmente são mostrados e avaliados os resultados obtidos na operação em regime permanente do retificador em meia ponte. As curvas ilustradas nas figuras 3.29 e 3.30 foram obtidas utilizando-se $K = 1$. A sobreposição das curvas da corrente e tensão na fonte, i_o e v_o , mostra que a corrente está praticamente em fase com a tensão. Na implementação sabe-se que as perdas não são nulas e portanto estes resultados comprovam a abordagem realizada na análise da operação do conversor em regime permanente, que na condição de $R_o \neq 0$ o fator de potência é unitário para $K > 1$.

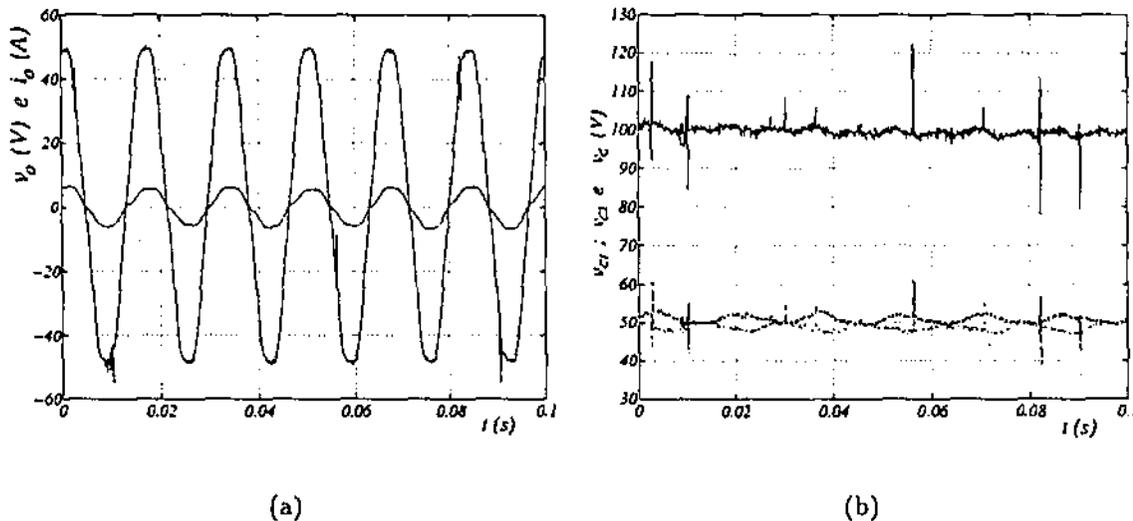


Figura 3.29: Resultados experimentais com controle de fase. Características de operação em regime permanente com retificador em meia ponte: a) Curvas de tensão e de corrente na fonte ca; b) Tensões nos capacitores e tensão total no barramento cc.

As curvas das tensões no barramento cc são ilustradas na figura 3.29b. Para estas têm-se as mesmas características das curvas obtidas na simulação (figura 3.22). A tensão v_c é controlada em torno da tensão desejada de 100V, enquanto v_{C1} e v_{C2} assumem valores em torno de 50V, revelando o controle destas tensões em torno do valor médio, $E/2$. Observa-se ainda a presença de "spikes" nos valores medidos, resultante

das interferências eletromagnéticas conduzidas, provenientes dos circuitos que compõem o sistema conversor, e irradiadas proveniente do ambiente de laboratório o qual possui diversas fontes de ruído.

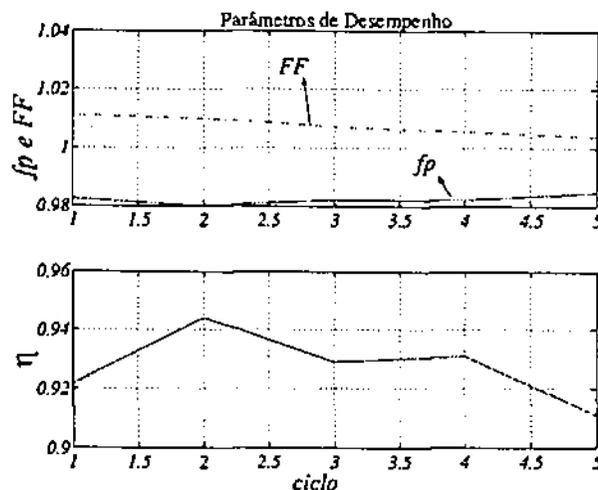


Figura 3.30: Resultados experimentais com controle de fase. Características de desempenho para operação em regime permanente com retificador em meia ponte: Fator de forma, fator de potência e rendimento.

Na figura 3.30a são mostradas as curvas do fator de potência, do fator de forma e do rendimento, obtendo-se valores médios de 0,982, 1,007 e 0,93, respectivamente. A curva do fator de potência confirma a observação que pode ser realizada na figura 3.29a. O rendimento de 0,93 é 3% inferior ao obtido por simulação. Este erro é resultante principalmente do modelo das perdas na chave, pois neste não foram considerados os efeitos de perdas devido à não linearidade na abertura e fechamento assim como os efeitos da temperatura durante o período de condução da chave.

Para o retificador com topologia em ponte completa operando em regime permanente, os resultados são mostrados nas figuras 3.31 e 3.32.

A avaliação das grandezas de entrada, v_o e i_o , mostram o controlador atuando satisfatoriamente. Todavia, a existência de tensões v_{C1} e v_{C2} diferentes, podem ser originárias de desigualdades de capacitâncias, pois no estudo de simulação a definição de capacitâncias ligeiramente diferentes gerou resultados similares. Relativo aos parâmetros de desempenho, o fator de potência, o fator de forma e o rendimento mostrados na figura 3.31a têm valores médios 0,967, 1,006 e 0,86, respectivamente.

A introdução de duas chaves ao circuito, que possuem queda de tensão interna de aproximadamente 2,5V, supõe a redução de rendimento, o que é confirmado pelos resultados. Desse modo, ao se considerar o circuito operando com níveis de tensões maiores,

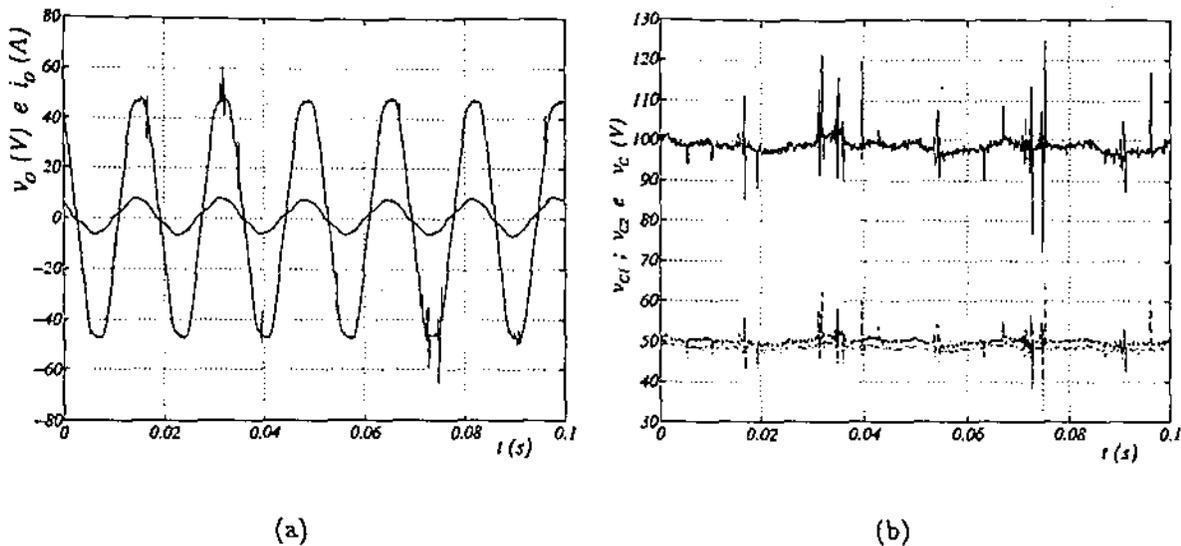


Figura 3.31: Resultados experimentais com controle de fase. Características de operação em regime permanente com retificador em ponte completa: a) Curvas de tensão e de corrente na fonte ca; b) Tensões nos capacitores e tensão total no barramento cc.

o rendimento será aumentado. Sabe-se, entretanto, que a redução de rendimento está associada ao aumento das perdas que, por sua vez, contribui para a diminuição do fator de potência se o retificador opera com o valor de K fixo.

Na figura 3.32a observa-se que a $TDH\%$ obtida para a corrente é bastante elevada, com valor de 18,68%. A distorção harmônica é causada pela flutuação da potência instantânea em sistemas monofásicos essencialmente pelo termo do 2º harmônico. Esta oscilação de potência causa uma flutuação na tensão do barramento cc que é a variável de realimentação para a malha de controle de corrente.

Utilizando-se um controle de fase da tensão nos terminais de entrada do retificador, mostrou-se a possibilidade de controle da tensão cc e do fator de potência em retificadores ca/cc em meia ponte e em ponte completa. Conforme avaliado na análise de regime permanente, as perdas ôhmicas e o valor da reatância de filtro exercem grande influência na operação do sistema. No protótipo utilizado em laboratório, R_o possui valor elevado o que contribuiu para que o sistema operasse com fator de potência não unitário e para os casos aqui apresentados este erro mostrou-se superior a 2%.

3.8.2 Operação com Controlador O

A implementação do Controlador O foi realizada. Os resultados experimentais para operação em regime permanente deste controlador num retificador de onda completa

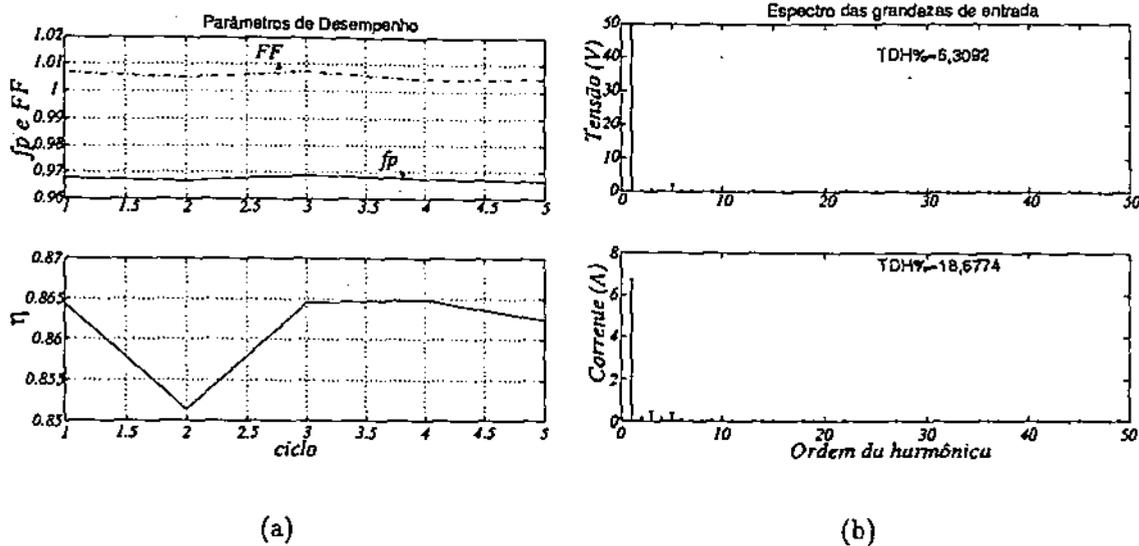


Figura 3.32: Resultados experimentais com controle de fase. Características de desempenho para operação em regime permanente com retificador em ponte completa: a) Fator de forma, fator de potência e rendimento; b) Espectro dos sinais de tensão e de corrente na fonte ca .

são mostrados a seguir.

Nas figuras 3.33 e 3.34 são ilustradas as curvas das grandezas medidas e dos parâmetros de desempenho. O exame das curvas das tensões ca e cc mostra que elas são similares às obtidas por simulação, ilustradas nas figuras 3.24. A corrente i_o que é vista sobreposta à v_o , na figura 3.33a enfatiza as similaridades dos resultados, vendo-se que i_o está praticamente em fase com a tensão. A tensão no elo cc possui menor ondulação quando comparada ao resultado obtido com a utilização do controle de fase.

Na figura 3.33c é ilustrada a curva do erro de corrente. Como esperado, a amplitude deste erro se mostra bastante elevada, chegando a 2A numa corrente que tem amplitude próxima a 10A. Este resultado demonstra que não é recomendada a utilização deste controlador para controle de grandezas ca .

Na figura 3.34a são ilustradas as curvas de fator de potência, fator de forma e rendimento. O exame destas curvas mostra que o fator de potência em regime permanente possui valor médio de 0,9975 e o fator de forma 1,003. A taxa de distorção harmônica percentual da corrente é de 6,00%, com o 3º 5º e 7º apresentando amplitudes expressivas, porém inferiores a 4% da fundamental.

A avaliação das curvas características que descrevem o comportamento dos parâmetros de desempenho em regime permanente para 5 ciclos de operação mostram que este con-

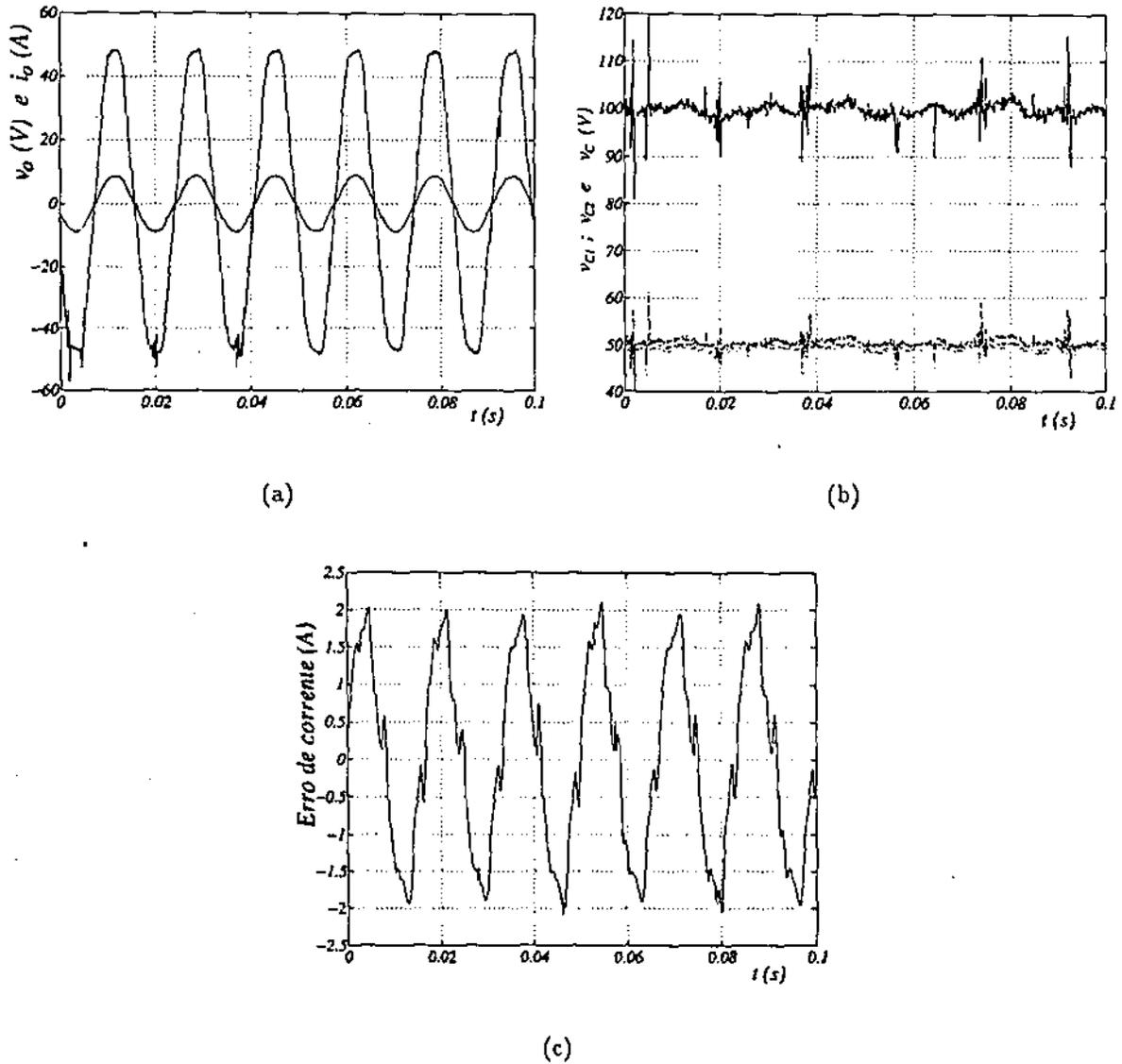


Figura 3.33: Resultados experimentais com Controlador O . Características de operação em regime permanente com retificador em ponte completa: a) Curvas de tensão e de corrente na fonte ca; b) Tensões nos capacitores e tensão total no barramento cc; c) Erro de corrente.

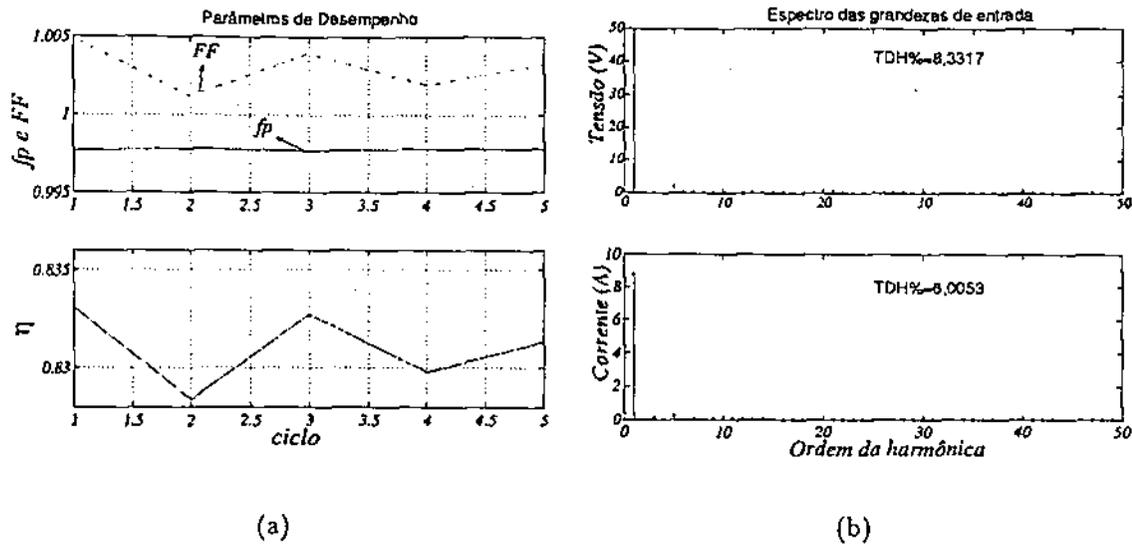
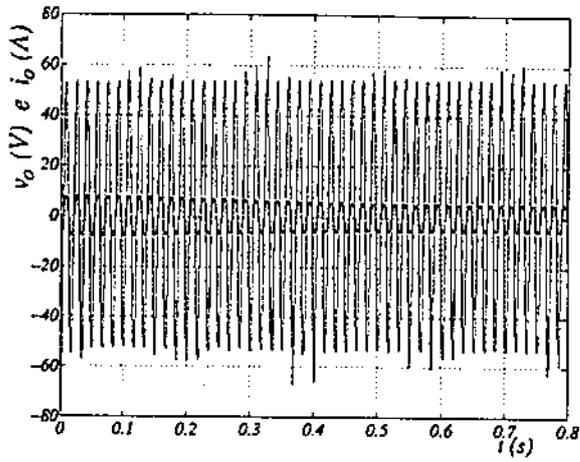


Figura 3.34: Resultados experimentais com Controlador O . Características de desempenho para operação em regime permanente com retificador em ponte completa: a) Fator de forma, fator de potência e rendimento; b) Espectro dos sinais de tensão e de corrente na fonte ca .

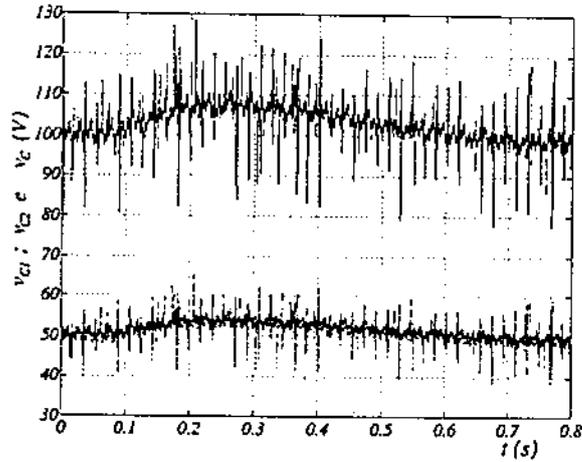
trolador permite fp e $TDH\%$ muito bons, mesmo quando a tensão da rede é distorcida. Com base nestes resultados, verifica-se que quando o erro na amplitude da corrente é somente uma das variáveis consideradas como parâmetro determinante à aplicação do Controlador O , a possibilidade de sua utilização é restabelecida.

Assim, é interessante verificar a ação do Controlador O a transitórios impostos ao sistema. As figuras 3.35 e 3.36 mostram os resultados com o retificador operando em regime transitório quando é imposta a variação de carga. Nesse caso, um conjunto de carga é retirado e a corrente na entrada é reduzida. Na figura 3.35a observa-se que o transitório de corrente já foi praticamente extinto para o período considerado. A utilização de um controlador com pólos locados mais à esquerda, fazendo o sistema responder mais rapidamente, não é possível devido tornar a banda do controlador mais aberta, e com isto estar-se-á amplificando o ruído existente no sinal de tensão da entrada e por conseqüência aumentando a distorção harmônica da corrente. As curvas das figuras 3.35b, 3.35c e 3.35d ilustram tensão cc , erro de tensão e corrente de carga, respectivamente. A análise da curva da figura 3.36 mostra o controle do fator de potência durante o transitório. Observa-se que, mesmo durante o transitório, o fator de potência é sempre superior a 0,997.

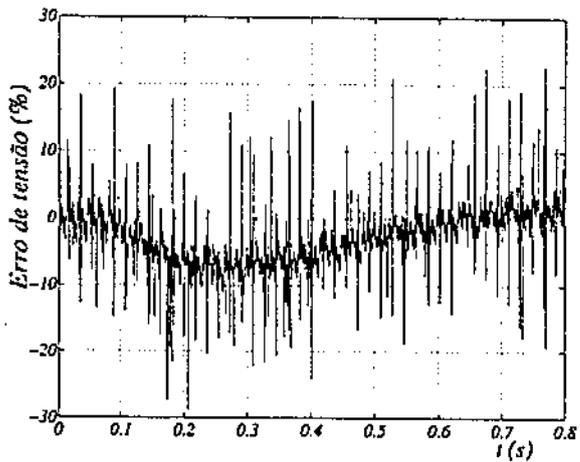
O retificador em meia ponte também foi implementado sendo realizados os mesmos estudos e experimentos apresentados para o retificador em ponte completa.



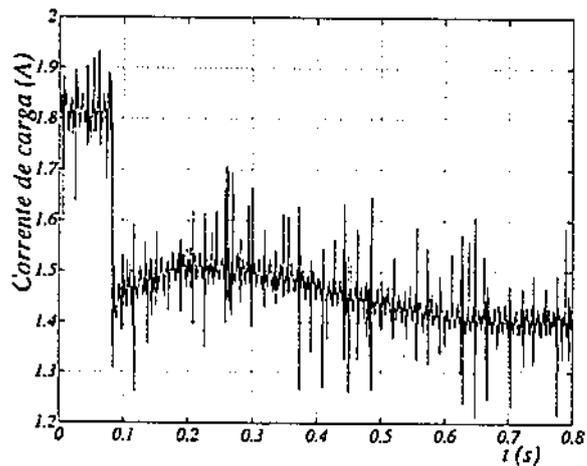
(a)



(b)



(c)



(d)

Figura 3.35: Resultados experimentais com Controlador O . Características de operação em regime transitório com retificador em ponte completa: a) Curvas de tensão e de corrente na fonte ca; b) Tensões nos capacitores e tensão total no barramento cc; c) Erro de tensão; d) Corrente de carga.

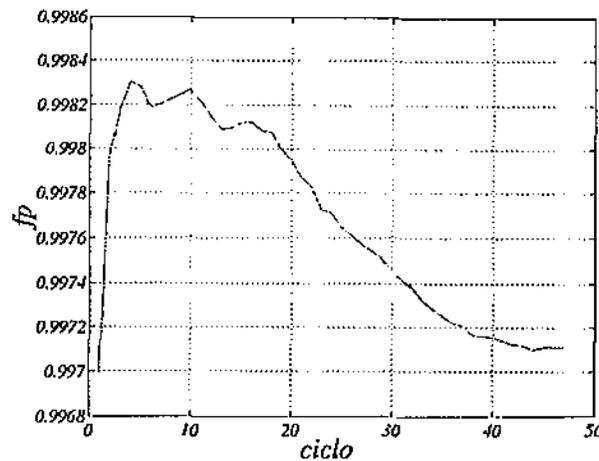


Figura 3.36: Resultados experimentais com Controlador O . Características de desempenho para operação em regime transitório com retificador em ponte completa, curva de f_p .

Em relação à topologia em ponte completa observou-se um aumento do rendimento e da distorção na corrente i_o . No entanto, as amplitudes mínima e máxima para o erro de corrente mantiveram-se dentro dos mesmos níveis. Na figura 3.37 são ilustradas as curvas de rendimento e do espectro da corrente i_o .

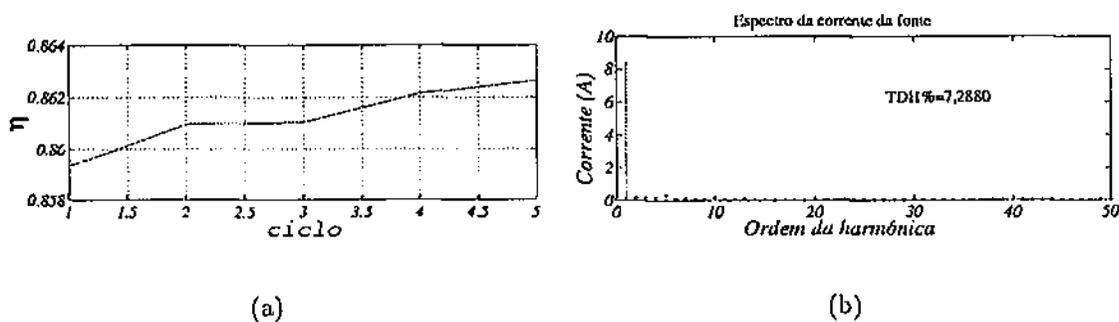


Figura 3.37: Resultados experimentais com Controlador O . Características de desempenho para operação em regime permanente com retificador em meia ponte: a) Rendimento; b) Espectro do sinal de corrente na fonte ca .

Nas figuras 3.38 e 3.39 são ilustradas as características de operação em regime transitório. A figura 3.38a mostra a corrente com fator de potência sempre próximo da unidade, mesmo durante o transitório. As curvas da figura 3.38b ilustram o comportamento das tensões no barramento cc . Observa-se que a tensão total v_C é realizada com sucesso pelo controlador; todavia, existe um desbalanceamento acentuado nas tensões

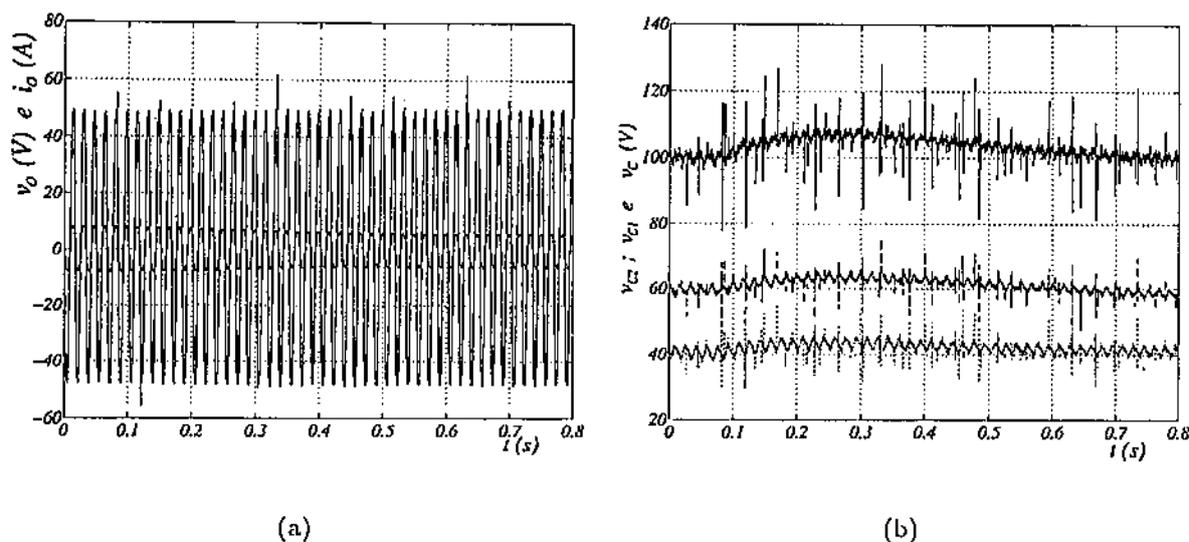


Figura 3.38: Resultados experimentais com Controlador O . Características de operação em regime transitório com retificador em meia ponte: a) Curvas de tensão e de corrente na fonte ca ; b) Tensões nos capacitores e tensão total no barramento cc .

individuais dos capacitores causado não por desequilíbrio de capacitâncias mas, por ação do controlador. Resultados similares foram obtidos por simulação. Neste caso foram examinadas condições de operações quando se realizava variações no controlador de corrente e de tensão. Para o PI de tensão verificou-se pouca flexibilidade no seu ajuste entretanto, o aumento no ganho no PI de corrente favorece a redução, e até mesmo a eliminação do desbalanceamento das tensões, contribuindo, também, para a redução na distorção de corrente causada pelos harmônicos próximos à fundamental. Todavia, ao aumentar-se a banda de passagem do controlador, o sinal de corrente na entrada do retificador passa a conter bastante harmônicos de ordem superior o que favorece ao aumento da $TDH\%$ da corrente, não sendo filtrados totalmente pela indutância L_o . A curva ilustrada na figura 3.39 ratifica o controle do fator de potência.

A utilização do controlador de corrente mostrou-se atraente. Entretanto, foram observadas restrições de operação devido ao erro elevado de corrente existente, como mostrado na figura 3.33c. O ajuste dos ganhos desse controlador, de modo que o mesmo atue mais rápido, favorece o controle mais preciso da corrente; entretanto, torna o sistema menos imune às distorções existentes na fonte de tensão e medições. Na implementação do retificador, a fonte de tensão utilizada é composta de sinal com elevada taxa de distorção harmônica e de ruído, o que inviabiliza a utilização de um controlador mais rápido que o utilizado.

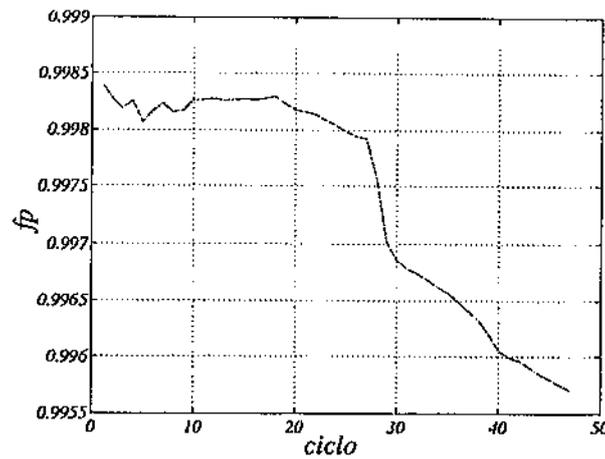


Figura 3.39: Resultados experimentais com Controlador *O*. Características de desempenho para operação em regime transitório com retificador em meia ponte, curva de f_p .

3.8.3 Operação com Controlador *I*

A seguir são apresentados os resultados experimentais para operação em regime permanente e em regime transitório dos retificadores em ponte completa e em meia ponte operando com auxílio do Controlador *I*.

Para ilustrar a operação em regime permanente de modo comparativo são apresentadas as mesmas características de tensão e corrente em regime permanente mostradas para os casos estudados anteriormente. Na figura 3.40a são ilustradas as curvas de tensão e corrente ca , observando corrente em fase com a tensão. O controle da amplitude da tensão no barramento dos capacitores no valor de referência, $100V$, é ilustrado na figura 3.40b, verificando-se que erro de tensão está numa faixa ligeiramente superior a $2V$. Entretanto, na figura 3.40c é ilustrado o resultado obtido para o erro de corrente confirmando o desempenho satisfatório do Controlador *I*, em sistemas alternados. O erro de corrente é mantido abaixo de $0,8A$ ($\approx 10\%$ da amplitude máxima da corrente de entrada), resultado próximo ao obtido por meio de simulação e bem melhor que o obtido quando se usa o Controlador *O*, quando o erro teve amplitude de $\approx 2A$ ($\approx 25\%$ do valor de pico).

A figura 3.41a ilustra as curvas do fator de forma, do fator de potência e do rendimento, de modo que é possível concluir que o sistema opera com fator de potência muito próximo da unidade, ou seja $f_p > 0,996$. Na figura 3.41b é mostrado o espectro do sinal de corrente onde $TDH\%$ igual a $6,18$ mesmo quando se utiliza uma fonte de alimentação ca com distorção harmônica elevada, $8,30\%$.

Nas figuras 3.42 e 3.43 são ilustradas as curvas das grandezas tensão e corrente e a

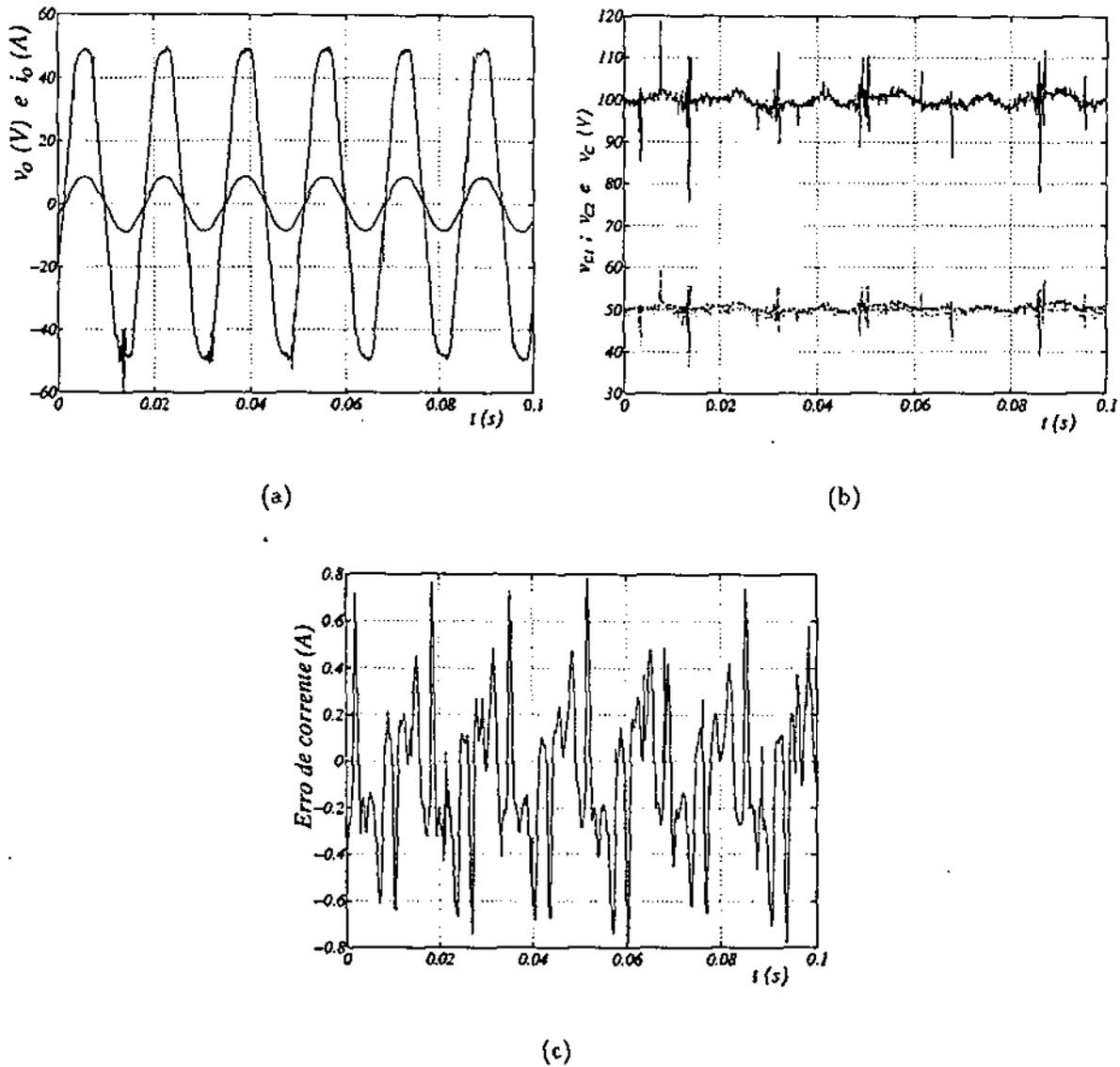


Figura 3.40: Resultados experimentais com Controlador I . Características de operação em regime permanente com retificador em ponte completa: a) Curvas de tensão e de corrente na fonte ca; b) Tensões nos capacitores e tensão total no barramento cc; c) Erro de corrente.

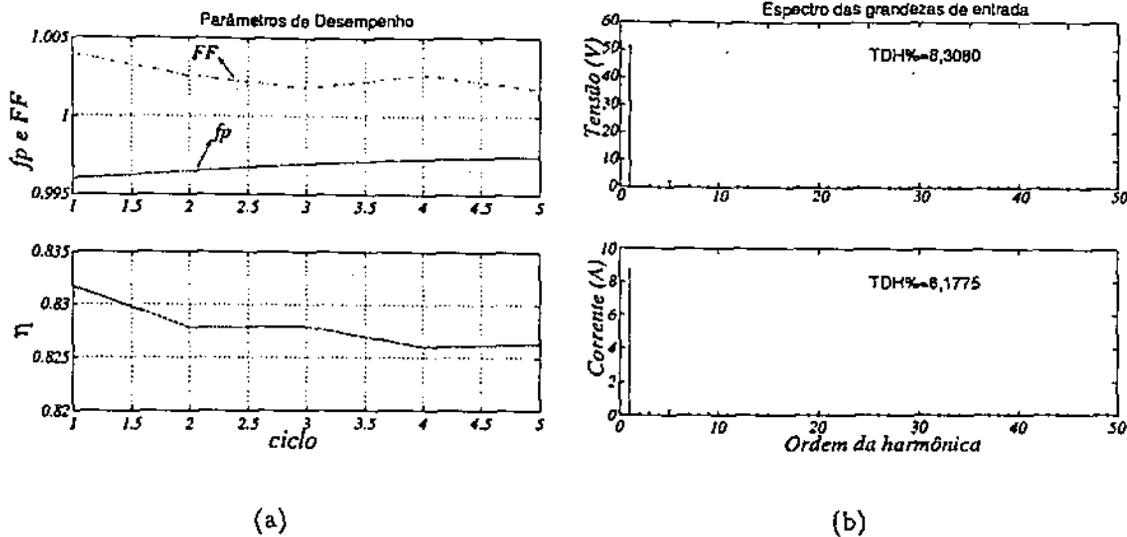


Figura 3.41: Resultados experimentais com Controlador *I*. Características de desempenho para operação em regime permanente com retificador em ponte completa: a) Fator de forma, fator de potência e rendimento; b) Espectro dos sinais de tensão e de corrente na fonte *ca*.

curva de fator de potência, respectivamente, para operação em regime transitório. É imposto um transitório de carga, similar ao apresentado para o Controlador *O*, fazendo a resistência de carga aumentar de modo que a corrente na carga cai de 1,8 A para 1,4 A. Observa-se que o Controlador *I* opera de modo satisfatório aos transitórios de cargas impostos. Foram testados, mas não apresentados neste texto, transitórios na tensão da fonte além da variação da resistência de carga para valores crescentes. Para estes casos, observou-se, também, que o sistema continua a operar realizando o controle de corrente, de fator de potência e de tensão no elo *cc*.

Nota-se, da mesma forma, que a utilização do Controlador *I* leva a respostas mais rápidas aos transitórios, como pode ser visto nas curvas da figura 3.42b quando comparados aos resultados ilustrados na figura 3.35. Durante o transitório de carga é verificado que o fator de potência mantém-se sempre próximo da unidade.

As figuras 3.44, 3.45 e 3.46 ilustram as características de operação do retificador em meia ponte sob a ação do Controlador *I* para corrente em regime permanente e em regime transitório.

Na figura 3.44 são ilustradas as curvas características para tensão e corrente em regime permanente. O exame da curva de corrente *ca* da figura 3.44a mostra que a distorção existente quando se utilizou o Controlador *O*, (figura 3.29a), é reduzida. Nas curvas das tensões *cc* são apresentados resultados similares aos obtidos na simulação.

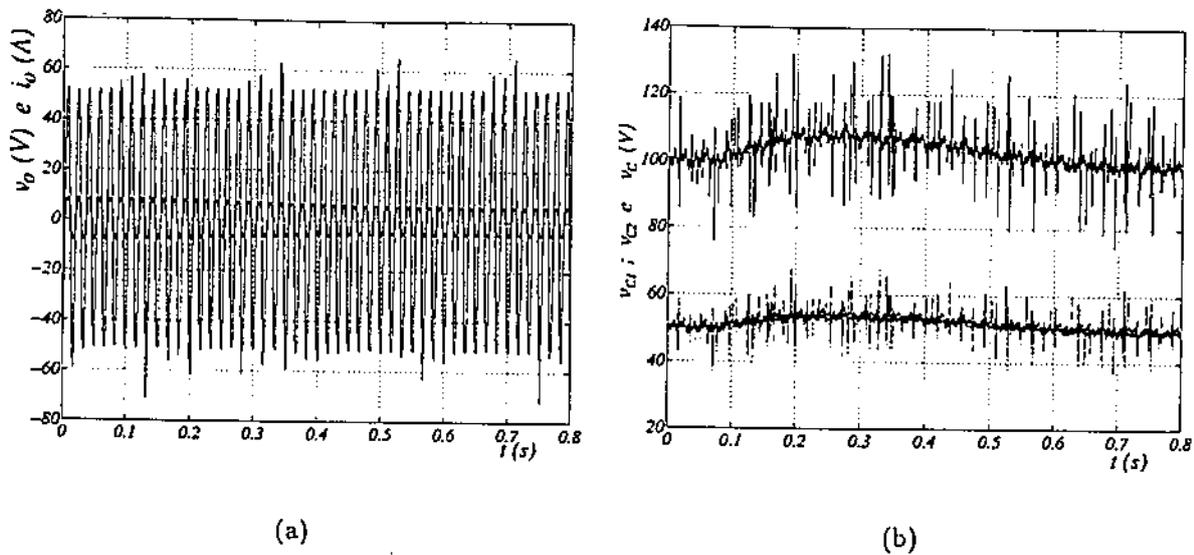


Figura 3.42: Resultados experimentais com Controlador I . Características de operação em regime transitório com retificador em ponte completa: a) Curvas de tensão e de corrente na fonte ca ; b) Tensões nos capacitores e tensão total no barramento cc .

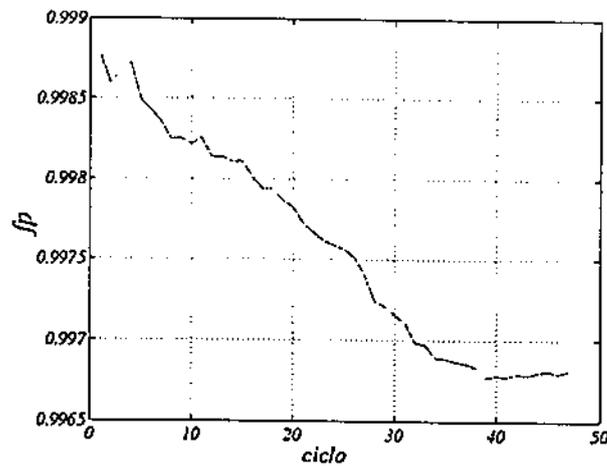


Figura 3.43: Resultados experimentais com Controlador I . Características de desempenho para operação em regime transitório com retificador em ponte completa, curva de fp

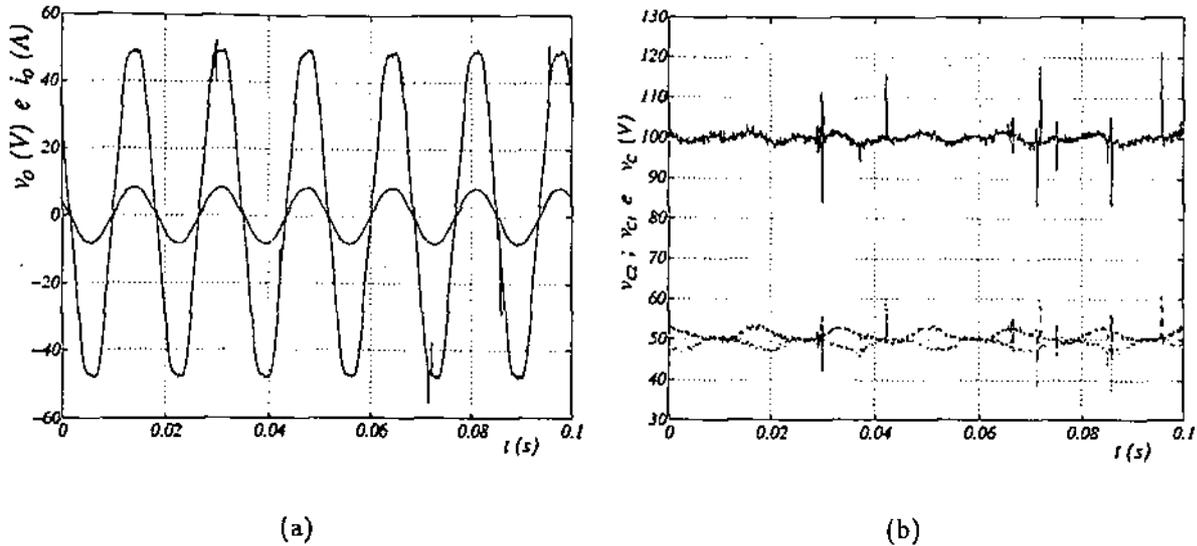


Figura 3.44: Resultados experimentais com Controlador *I* para corrente. Características de operação em regime permanente com retificador em meia ponte: a) Curvas de tensão e de corrente na entrada do retificador; b) Tensões nos capacitores e tensão total no barramento *cc*.

A utilização do Controlador *I* elimina o efeito de desbalanceamento das tensões v_{C1} e v_{C2} , verificada quando se usa o Controlador *O*. Isto possibilita o controle da tensão no barramento *cc* sem se sobrecarregar um dos bancos de capacitores, uma vez que a tensão em cada banco, ($\Leftrightarrow 2C$), assume valores em torno de $E/2$.

O fator de potência assume valores praticamente constantes em torno de 0,998 e o fator de forma médio é 1,003, como podem ser vistos na figura 3.45a. O rendimento médio do sistema é 0,871, valor superior ao obtido com o retificador em ponte completa, o que é esperado uma vez que é usado um braço a menos neste circuito.

O uso do Controlador *I* permite efetivar a redução de chaves no retificador mantendo o balanceamento das tensões nos capacitores, como ilustrados pelos resultados experimentais das figuras 3.44b, no caso de regime permanente e 3.46b, para o caso de regime transitório. Ainda ilustrando o comportamento para o retificador submetido à variação de carga, têm-se na figura 3.46a as curvas da tensão e da corrente na fonte *ca* cientificando o bom desempenho do controlador.

Por meio dos resultados é demonstrada a eficácia do Controlador *I*. A utilização deste possibilita o uso do retificador com topologia em meia ponte o que permite um aumento da eficiência do sistema. Todavia, para escolha do conversor a ser usado deve-se considerar para o sistema não somente a eficiência, mas também, outros parâmetros de desempenho assim como a *TDH%*. Nos gráficos que descrevem o espectro de

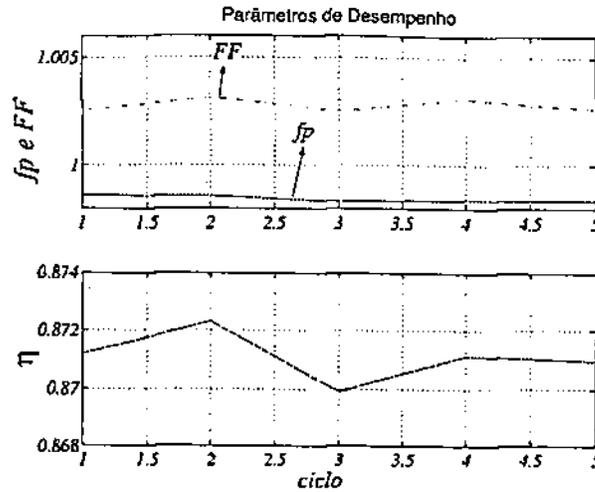


Figura 3.45: Resultados experimentais com Controlador *I* para corrente. Características de desempenho para operação em regime permanente com retificador em meia ponte: a) Fator de forma, fator de potência e rendimento.

corrente observou-se a existência do 5º harmônico com amplitude maior que as de todos os outros harmônicos. A redução ou eliminação deste harmônico de corrente sugere a redução da $TDH\%$, de modo que o conversor produza a mínima distorção na tensão no ponto de acoplamento comum (*PAC*).

3.8.4 Operação com o Controlador *IV*

Para eliminação de harmônicos específicos é proposto o uso do Controlador *IV*, descrito no capítulo 2. Este controlador é composto de dois controladores operando em paralelo sintonizado em frequências diferentes. Uma vez que se deseja a eliminação do 5º harmônico da corrente, os controladores do Controlador *IV* são sintonizados nas frequências fundamental e na do 5º harmônico da corrente, considerando-se as condições de projeto do controlador apresentadas no capítulo 2.

Como resultados experimentais são apresentadas as curvas para o retificador em meia ponte operando nas condições de regime permanente e de regime transitório. Nas figuras 3.47a e 3.47b são ilustradas as curvas de tensão e de corrente na fonte e as tensões no barramento *cc*, respectivamente. A curva de corrente está em fase com a de tensão o que permite a operação do conversor com fator de potência próximo da unidade. Nas curvas de tensões no barramento *cc* não são observadas alterações de comportamento quando comparadas às obtidas com aplicação do Controlador *I*. O erro de corrente é ilustrado na figura 3.47c. Ao se avaliar esta curva observa-se menor amplitude do erro de corrente. Conclui-se, portanto, que a corrente i_o consegue

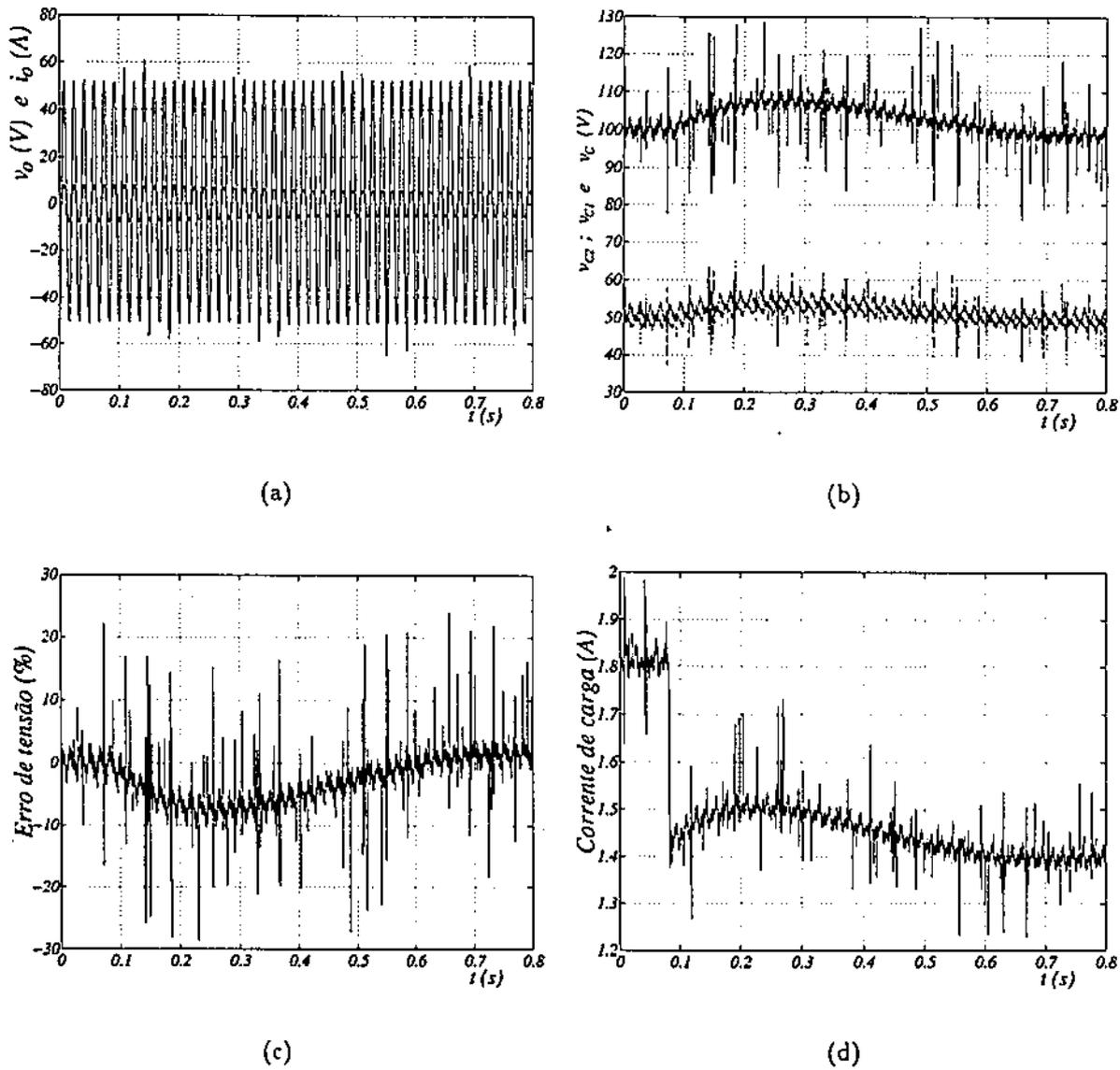


Figura 3.46: Resultados experimentais com Controlador I para corrente. Características de operação em regime transitório com retificador em meia ponte: a) Curvas de tensão e de corrente na entrada do retificador; b) Tensões nos capacitores e tensão total no barramento cc; c) Erro de tensão; d) Corrente de carga.

seguir a corrente de referência i_o^* de modo mais próximo, o que é confirmado quando se realiza a sobreposição das curvas obtidas para as correntes medida e de referência, comparando este resultado com os obtidos usando as técnicas de controle apresentadas anteriormente.

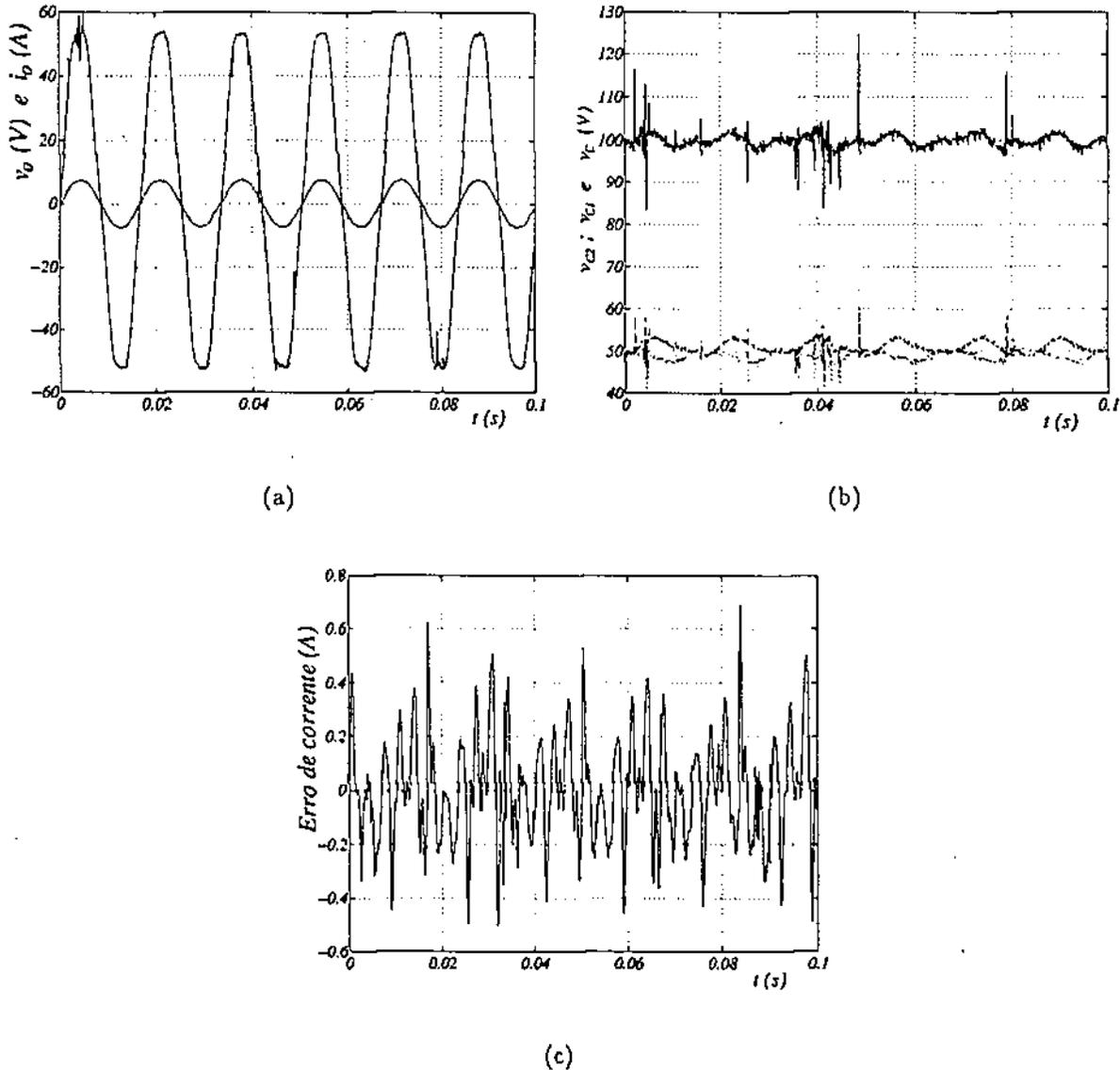


Figura 3.47: Resultados experimentais com Controlador IV. Características de operação em regime permanente com retificador em meia ponte: a) Curvas de tensão e de corrente na fonte ca; b) Tensões nos capacitores e tensão total no barramento cc; c) Erro de corrente.

Na figura 3.48 são ilustradas as curvas de desempenho do retificador. O exame das curvas da figura 3.48a ratifica os comentários realizados para as curvas da figura 3.47. O fator de forma permanece inalterado, com o fator de potência e rendimento

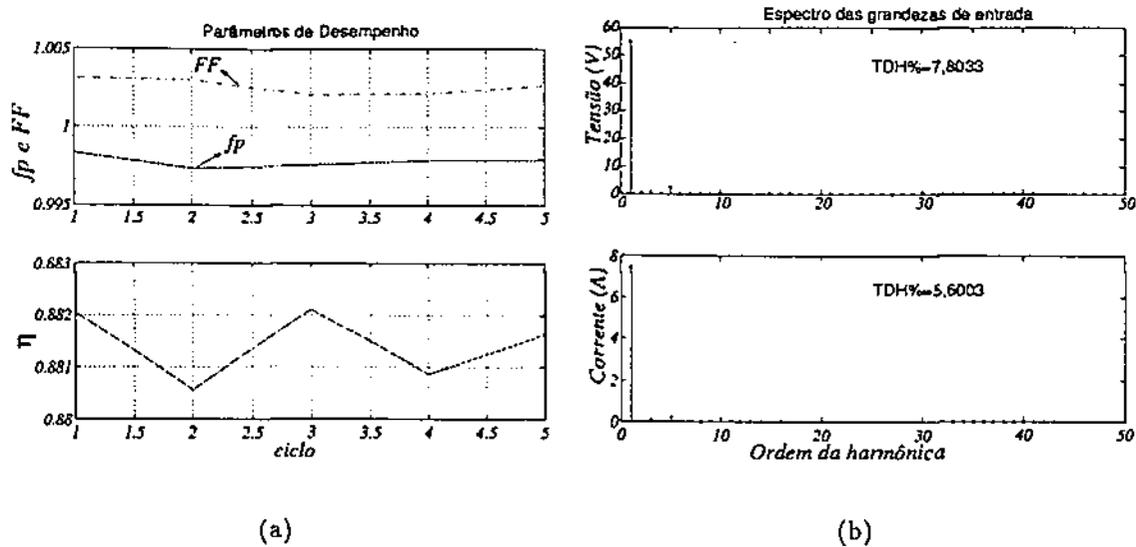


Figura 3.48: Resultados experimentais com Controlador IV. Características de desempenho para operação em regime permanente com retificador em meia ponte: a) Fator de forma, fator de potência e rendimento; b) Espectro dos sinais de tensão e de corrente na fonte ca. .

apresentando valores médios iguais a 0,9978 e 0,8812, respectivamente. A redução de harmônicos, que é proposta com utilização do controlador, é verificada nos resultados mostrados na figura 3.48b. A amplitude do 5º harmônico é reduzida, ocorrendo o mesmo com as amplitudes dos harmônicos vizinhos, contribuindo para que a taxa de distorção harmônica percentual da corrente seja de 5,60%. Isto favorece a elevação do rendimento como pode ser visto na curva referente a ele na figura 3.48a.

Nas figuras 3.49 e 3.50 são mostradas as curvas experimentais em regime transitório. As curvas tensão e corrente da figura 3.49a mostram que estas grandezas se mantêm em fase durante o transitório, com estes resultados sendo confirmados pela curva da figura 3.50, quando o fator de potência é sempre superior a 0,997. As curvas das tensões no barramento cc, mostradas na figura 3.49b, ratificam os resultados obtidos no capítulo 2, quando é verificado na resposta ao degrau de senoide, que o Controlador IV tem a característica de resposta mais rápida.

Reportando o capítulo 2, observou-se por meio do gráfico de lugar de raízes que a utilização do Controlador IV pode levar ao aparecimento de raízes com partes reais positivas, o que significa região de operação instável do sistema. Este fenômeno foi observado em laboratório, quando variaram-se os ganhos dos controladores e verificou-se a existência de regiões em que a ação de controle não ocorria. A característica de instabilidade não foi verificada na operação do sistema com o Controlador I, que se

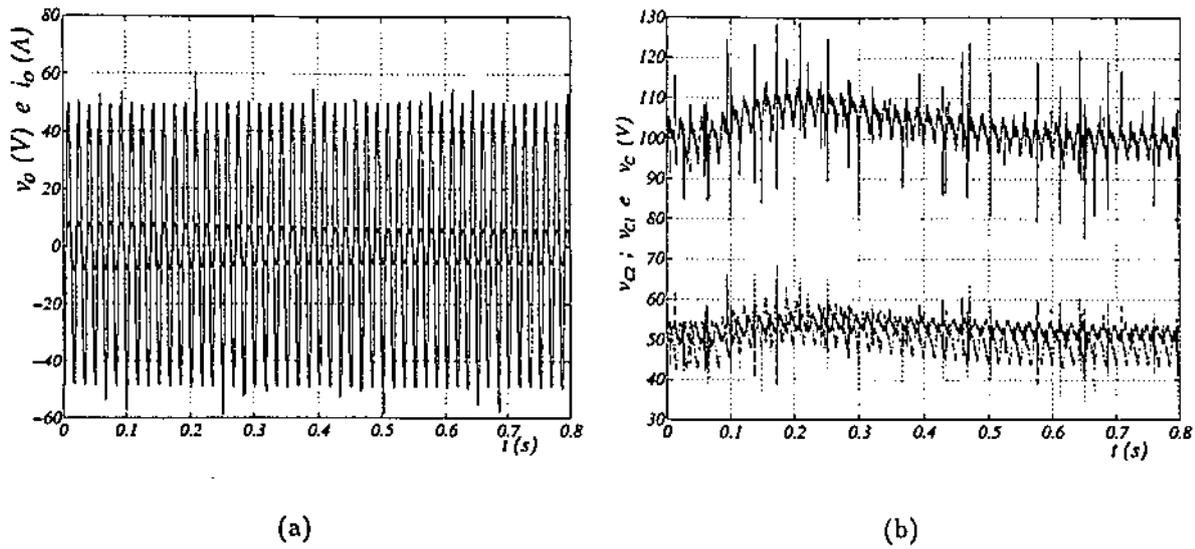


Figura 3.49: Resultados experimentais com Controlador *IV*. Características de operação em regime transitório com retificador em meia ponte: a) Curvas de tensão e de corrente na fonte *ca*; b) Tensões nos capacitores e tensão total no barramento *cc*.

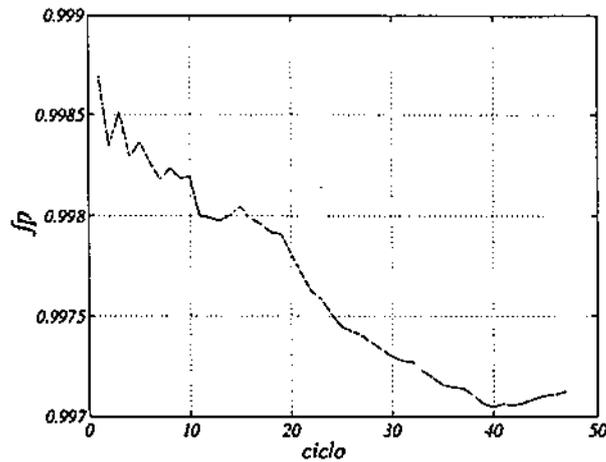


Figura 3.50: Resultados experimentais com Controlador *IV*. Características de desempenho para operação em regime transitório com retificador em meia ponte: fator de potência e rendimento

mostrou mais robusto. Isto é facilmente observado no gráfico de lugar de raízes, uma vez que não existem raízes com partes reais positivas para qualquer que seja o ganho situado dentro do intervalo contínuo entre os valores mínimo e máximo de ganhos que definem os limites de operação estável do sistema.

O uso do Controlador *IV* permitiu efetuar melhoras nos parâmetros de desempenho do sistema sem o conhecimento do valor exato dos elementos passivos (R_o e L_o). Também, foi investigado o uso deste controlador para o retificador em ponte completa. Foram confirmadas melhoras nas características do sistema, similares às citadas para o retificador em meia ponte, verificando-se a viabilidade e eficácia do controlador proposto.

3.9 CONCLUSÕES

Neste capítulo foram investigados o uso de retificadores monofásicos ca/cc reversíveis usando topologia em ponte completa e em meia ponte.

Inicialmente foram avaliadas as equações de regime permanente desprezando-se ou não o efeito da resistência que representa as perdas entre os terminais da fonte e os terminais do retificador. Observou-se, então, que a existência de resistência com valor elevado, superior a $0,05pu$, exerce bastante influência na ação de controle e na eficiência do sistema. Também a partir das equações de regime permanente, foram examinadas as influências da magnitude da indutância de filtro, observando-se que o aumento deste, apesar de favorecer na filtragem dos harmônicos de ordem inferior, não deve crescer indefinidamente, pois, assim como a resistência, limita a ação de controle de fator de potência próximo da unidade, principalmente, quando se realiza controle de fase.

Foram investigadas diversas opções de controle do fator de potência, da corrente e da tensão do barramento cc utilizando corrente de referência senoidal sincronizada com a tensão da rede aplicando controladores digitais. Observou-se que os controladores propostos, Controlador *I* e Controlador *IV* apresentaram resultados melhores que o Controlador de fase ou o Controlador *O*. A utilização do Controlador *I* possibilitou a redução no erro de corrente, assim como a distorção da corrente. Isto resultou na melhoria dos parâmetros de desempenho (fator de potência, rendimento e taxa de distorção harmônica). Verificou-se, também, que a aplicação do Controlador *I*, na topologia em meia ponte contribuiu para a eliminação do desbalanceamento da tensão nos capacitores.

Os resultados com o Controlador *IV* (fundamental + harmônica) foram melhores que os obtidos com o Controlador *I*. Todavia, a introdução deste novo controlador

conduziu a maiores dificuldades para sintonia dos mesmos.

Mostrou-se, por meio de análises dos resultados de simulações e experimentais, que a utilização do retificador em meia ponte é atraente quando se deseja a redução do número de chaves. Entretanto, a utilização da topologia em ponte completa contribui para a redução da taxa de distorção harmônica nos terminais de entrada do retificador, favorecido pela possibilidade de aplicação do fator de distribuição. Isto torna esta estrutura mais atraente quando se deseja a operação do retificador com distorção harmônica mínima.

Capítulo 4

CONVERSORES $ca/cc/ca$

4.1 INTRODUÇÃO

Dois grupos de topologias distintas podem ser identificados na realização da conversão ca/ca : topologias que fazem conversão direta e topologias que fazem conversão indireta. A utilização de conversores ca/ca diretos é extensamente explorado para estruturas trifásicas, [38, 39, 40, 41]. Os primeiros trabalhos propõem topologias de circuitos conversores usando chaves do tipo *SCR*, apresentadas principalmente nos anos 70 até à primeira metade dos anos 80. Mais recentemente, a partir da segunda metade dos anos 80, topologias de conversores são implementadas usando IGBT's com operação de controle e com corrente bidirecional, [41]. Todavia, existem poucas aplicações práticas destas estruturas, essencialmente no campo da eletrônica de potência, influenciadas basicamente pelos problemas de comutação ou complexibilidade do circuito de controle.

Na conversão ca/ca indireta, ou conversores $ca/cc/ca$, é empregada uma estrutura básica formada de dois conversores. O primeiro, retificador controlado ou não, realiza a conversão ca/cc e o segundo, realiza a conversão cc/ca , que é o inversor. Em sistemas trifásicos, o conversor $ca/cc/ca$, quando tem o retificador e o inversor com topologias em ponte completa utilizando chaves controladas, apresenta na sua estrutura um total de doze chaves. Topologias empregando um número reduzido de chaves foram propostas para conversão de sistemas trifásicos para trifásicos de modo indireto por [42, 43, 44, 45] e de monofásico para trifásico [18, 43, 46, 47].

Uma larga classe de equipamentos monofásicos é disponível hoje no mercado, incluindo supressores de transitórios, reguladores de tensões de linha e *UPS* (*Uninterruptible Power Supply*). Em muitos destes equipamentos o uso de isolamento não é requerida e a associação deste fator, ao peso, tamanho e custo, torna indesejável a solução do sistema conversor com um transformador. Isto mostra que aplicação de conversão ca/ca

direta ou indireta de sistemas monofásicos é de substancial interesse.

Koei e Yuvarajan, [48] e Zuckerberger *et al.* [49] apresentam topologias de circuitos para utilização na conversão direta de monofásico para monofásico usando MOSFET de potência, sendo este tipo de conversão, também, muito pouco explorado na literatura. No circuito apresentado por [48] é possível a obtenção de freqüências na saída com valores abaixo ou acima da freqüência da fonte de alimentação. Entretanto, ele utiliza oito chaves com diodos em antiparalelo e, para algumas freqüências da carga, as amplitudes dos harmônicos tornam-se proibitivos. No conversor proposto por [49] é utilizado um número reduzido de chaves. Entretanto, existe a limitação da freqüência na saída, na qual o circuito opera com freqüência do sinal sempre superior a freqüência do sinal da fonte, na entrada.

Observa-se que existe uma família muito pequena de topologias de conversores ca/ca monofásicos, e suas aplicações são pouco difundidas. Entretanto, para os conversores $ca/cc/ca$ monofásicos existem aplicações bastantes difundidas como *UPS*, [8, 9, 10, 11] e [12] ou como circuito de alimentação para lâmpadas fluorescentes com partida eletrônica [13]. Em Chen e Divan [8] é proposta uma estrutura de conversor "buck-boost" (abaixador - elevador) sem transformador, obtida a partir da estrutura básica de retificador e inversor com topologias em meia ponte, usando dois braços. A adição de uma chave entre a fonte e os terminais do retificador possibilita a operação do conversor como dobrador de tensão ou como regulador de tensão de linha, sempre com controle do fator de potência. Em Katsuya *et al.* [9] também são usados retificador e inversor em meia ponte. Todavia, a técnica proposta de controle e eliminação do transformador por meio de chaves estáticas adicionadas ao circuito $ca/cc/ca$ básico, permite a operação somente como *UPS* com alto fator de potência e controle da tensão no barramento cc . Hirao *et al.* [10] e Uematsu *et al.* [11] apresentam considerações de eficiência em estruturas de conversores $ca/cc/ca$ monofásicos, utilizando topologia em ponte completa, usando três ou quatro braços e topologias em meia ponte. Para essas mesmas estruturas [14] apresenta estudo ratificando o bom desempenho da estrutura com três braços. Neste é apresentado um novo algoritmo para controle da tensão *PWM* nos terminais do retificador e, utilizando controladores de seqüência, é obtida corrente senoidal na fonte ca e em fase com a tensão, além do controle do fator de potência e da tensão no barramento cc . Pinheiro *et al.* [12] apresenta a topologia onde o retificador e o inversor possuem um braço comum compondo uma estrutura com três braços. Para esta estrutura, um método de modulação de vetores espaços é apresentado para implementação com controladores digitais, objetivando a redução da distorção harmônica da corrente na entrada do retificador. Um arranjo da topologia

com três braços também é apresentada por Shen [13] para aplicação em circuito de alimentação de lâmpadas fluorescentes. Filtros de entrada e saída são colocados para se obter corrente de entrada e de carga senoidal, com fator de potência corrigido.

Neste capítulo são estudadas duas estruturas de conversão $ca/cc/ca$ monofásicas com número reduzido de chaves, com dois e com três braços (quatro e seis chaves), e também a padrão que usa dois conversores em ponte completa, composta por quatro braços. As estruturas com número reduzido de chaves permitem fluxo bidirecional de corrente, controle de fator de potência, controle da tensão no barramento cc e são mais econômicas que o conversor com oito chaves. Na topologia com três braços a corrente no capacitor apresenta apenas o segundo harmônico, possui taxa de distorção harmônica melhor que a da estrutura com dois braços, e as tensões máximas do retificador e inversor podem ser controladas, o que leva esta topologia a ter, em termos gerais, desempenho superior à de dois braços. Uma técnica de controle adequada para o sistema conversor, utilizando modulação em largura de pulso (PWM) é desenvolvida, com a operação do inversor com tensão e frequência variáveis.

Para validar as análises apresentadas no texto, resultados de simulações e experimentais são apresentados e avaliados mostrando o sistema conversor operando em regime permanente com controle em malha-fechada.

4.2 SISTEMA DE CONVERSÃO $ca/cc/ca$

Atualmente uma quantidade enorme de conversores estáticos em equipamentos eletrodomésticos operam em casas e escritórios alimentando cargas monofásicas. O resultado é que muitos destes eletrodomésticos operam com baixo fator de potência, de modo que, o emprego de conversores para controle da amplitude da tensão e da frequência, é importante, [1].

Na conversão ca/ca monofásica indireta (conversão $ca/cc/ca$) um conjunto retificador, controlado ou não, é usado com um elo cc , formado por um banco de capacitores ou de baterias, como ilustrado no diagrama de conversão da figura 4.2.

O conversor ca/cc pode ser controlado ou não. O emprego da topologia não controlada, como mostrada na figura 4.1a, resulta numa estrutura simples, todavia, a ponte a diodo não permite o controle de fator de potência e a corrente na entrada do retificador possui harmônicos de ordem inferior com amplitudes bastante expressivas.

Com o emprego de chaves controladas como a da topologia ilustrada na figura 4.1b é possível realizar o controle do fator de potência e dos harmônicos. Uma estrutura padrão é mostrada na figura 4.3. Nesta estrutura são utilizados quatro braços (oito

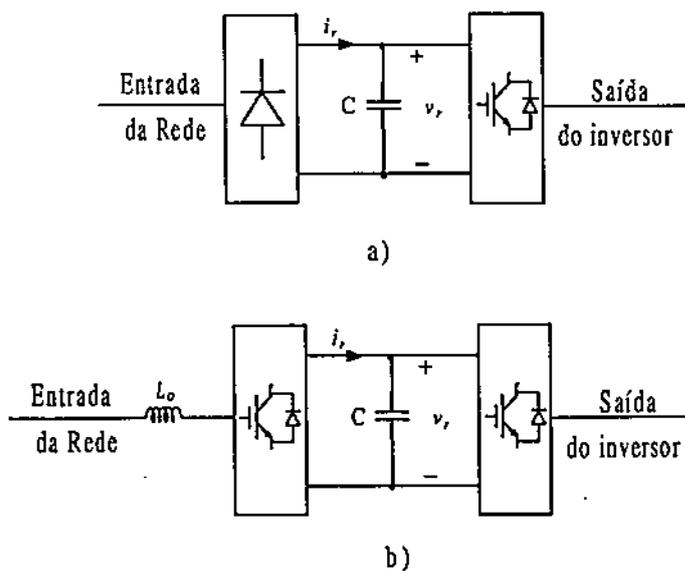


Figura 4.1: Diagrama do sistema retificador/inversor: a) com retificador não controlado; b) com retificador controlado

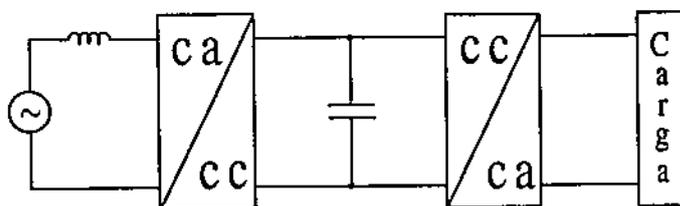


Figura 4.2: Diagrama de bloco do sistema retificador/inversor

chaves semicondutoras) e um banco de capacitor no elo *cc*. O conversor *A* é composto pelas chaves q_1, q_5, q_2 e q_6 e representa o retificador. O conversor *B*, que representa o inversor é composto pelas chaves q_3, q_7, q_4 e q_8 . As chaves q_1, q_5, q_2 e q_6 são controladas segundo a tensão desejada v_r , que por sua vez é definida para se obter controle da corrente da fonte e da amplitude da tensão no barramento *cc*. O indutor L_o funciona como um "buffer", ligando a fonte v_o ao capacitor ao mesmo tempo que provê um filtro para os harmônicos de corrente de ordem superior.

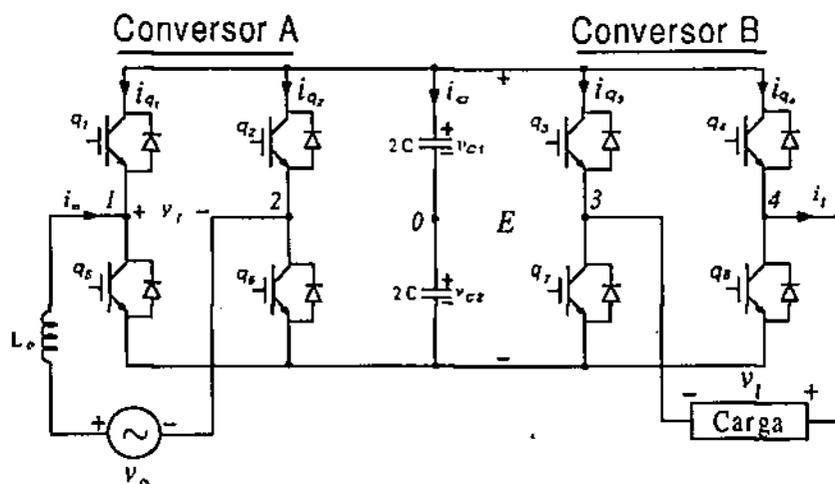


Figura 4.3: Diagrama de circuito do conversor retificador/inversor com quatro braços

Conversores utilizando um número reduzido de chaves são largamente utilizados, objetivando, principalmente a redução de custo do sistema. O sistema conversor *ca/cc/ca* monofásico com número reduzido de chaves é mostrado na figura 4.4, composto somente por dois braços, conciliando a operação com duas meias pontes, e um banco de capacitores no elo *cc*. O conversor *A*, que possui topologia em meia ponte, é composto pelas chaves q_1 e q_3 e representa o retificador. O conversor *B*, que representa o inversor, também com topologia em meia ponte, é composto pelas chaves q_2 e q_4 . As chaves do conversor *B* são controladas de modo a impor tensão na carga com amplitude e frequência desejadas. Entretanto, nesta estrutura, o ramo equivalente ao elo *cc* é comum ao retificador e ao inversor e, deste modo, a corrente no capacitor apresenta, além do componente de corrente alternada com segundo harmônico, a componente de frequência fundamental da corrente da fonte e da carga.

A introdução de um terceiro braço permite a realização de conversão *ca/cc/ca* mantendo o conceito de estrutura com número reduzido de chaves. Neste caso, é criado um novo ponto de acoplamento comum entre retificador e inversor, realizado no terceiro braço. O sistema de conversão com três braços é ilustrado na figura 4.5. O conversor *A*, que representa o retificador, é composto pelas chaves q_1, q_4, q_3 e q_6 . O conversor

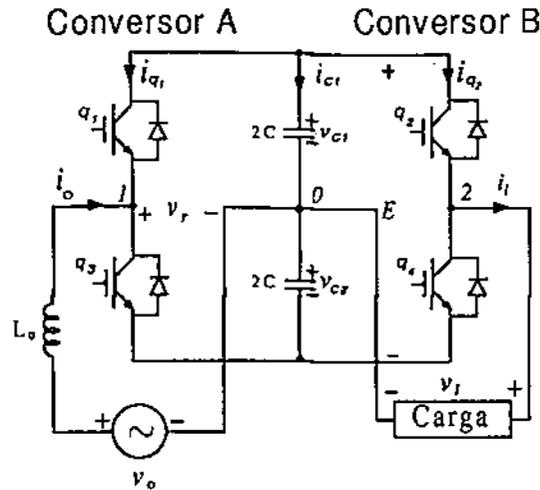


Figura 4.4: Diagrama de circuito do conversor retificador/inversor monofásico com dois braços

B, que representa o inversor, é composto pelas chaves q_2 , q_5 , q_3 e q_6 . A forma de onda da corrente na fonte e a amplitude de tensão no barramento *cc* são controladas pelas chaves q_1 , q_4 , q_3 e q_6 . Observa-se, portanto, que o braço q_3 - q_6 é partilhado por ambos os conversores. Deste modo, o braço comum é o novo caminho para a componente de corrente fundamental que na estrutura com dois braços, circulava pelo capacitor.

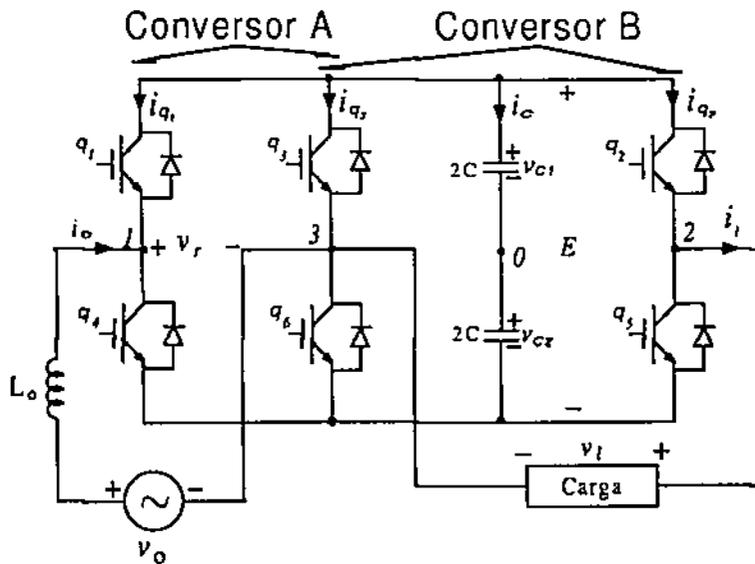


Figura 4.5: Diagrama de circuito do conversor retificador/inversor monofásico com três braços

4.3 CONVERSOR COM DOIS BRAÇOS

4.3.1 Modelamento Dinâmico do Conversor

A avaliação do conversor com operação em regime dinâmico é importante quando se deseja caracterizar a resposta do sistema aos transitórios impostos pela fonte ou pela carga. Nesse caso, é necessário o conhecimento das equações dinâmicas que caracterizam a operação dinâmica do sistema. O sistema de conversão ca/cc/ca com retificador e inversor em meias pontes alimentando uma carga $RL\epsilon$, (r_l, l_l, e_l) é ilustrado na figura 4.4. As equações para tensões e para correntes que caracterizam o seu funcionamento são

$$v_o = R_o i_o + L_o \frac{di_o}{dt} + v_r \quad (4.1)$$

$$v_r = v_{10} \quad (4.2)$$

$$v_l = r_l i_l + l_l \frac{di_l}{dt} + e_l \quad (4.3)$$

$$v_l = v_{20} \quad (4.4)$$

$$\frac{dv_c}{dt} = \frac{1}{C} i_c \quad (4.5)$$

$$\frac{di_o}{dt} = \frac{v_o - R_o i_o - v_r}{L_o} \quad (4.6)$$

$$\frac{di_l}{dt} = \frac{v_l - r_l i_l - e_l}{l_l} \quad (4.7)$$

$$i_c = C \frac{dv_c}{dt} \quad (4.8)$$

O estado de condução ou bloqueio das chaves do retificador q_1 e $q_3 = \bar{q}_1$ ou do inversor q_2 e $q_4 = \bar{q}_2$ é representado pela variável binária homônima $q_i \in \{0, 1\}$, $i = 1, \dots, 4$; $q_i = 1$ indica a chave i em estado de condução enquanto que $q_i = 0$ indica a chave i em estado de bloqueio. A tensão de pólo, tensão do ponto intermediário de cada braço com relação ao ponto intermediário do barramento cc (ponto 0, como indicado na figura 4.4) depende do estado das chaves de potência e podem ser expressos em termos das variáveis binárias q_1 e q_2 como

$$v_r = v_{10} = (2q_1 - 1) \frac{E}{2} \quad (4.9)$$

$$v_l = v_{20} = (2q_2 - 1) \frac{E}{2} \quad (4.10)$$

onde E é a tensão no barramento cc. As correntes nos capacitores são

$$i_{q_1} = -q_1 i_o \quad (4.11)$$

$$i_{q2} = q_2 i_l \quad (4.12)$$

$$i_{c1} = -i_{q1} - i_{q2} \quad (4.13)$$

logo,

$$i_{c1} = q_1 i_o - q_2 i_l \quad (4.14)$$

e

$$i_{c2} = i_l + i_{c1} - i_o \quad (4.15)$$

4.3.2 Controle das Tensões PWM

Se as tensões desejadas no retificador e no inversor são v_r^* e v_l^* , elas podem ser expressas da forma

$$v_r^* = v_{10}^* \quad (4.16)$$

$$v_l^* = v_{20}^* \quad (4.17)$$

Uma vez que $|v_{10}^*| \leq \frac{E}{2}$ e $|v_{20}^*| \leq \frac{E}{2}$ segue-se que

$$|v_r^*| \leq \frac{E}{2} \quad (4.18)$$

$$|v_l^*| \leq \frac{E}{2} \quad (4.19)$$

As durações dos pulsos com largura τ_1 e τ_2 durante os quais as chaves q_1 e q_2 devem se manter conduzindo para obtenção da tensão de referência desejada na saída do conversor são

$$\tau_1 = \frac{T}{2} + \frac{T}{E} v_{10}^* \quad (4.20)$$

$$\tau_2 = \frac{T}{2} + \frac{T}{E} v_{20}^* \quad (4.21)$$

que escrita de forma genérica para o conversor m , (onde $m = r$ ou $m = l$ representa retificador ou inversor, respectivamente), fica na forma

$$\tau_m = \frac{T}{2} + \frac{T}{E} v_m^* \quad (4.22)$$

A figura 4.6 ilustra as larguras de pulsos típicas obtidas pelas equações (4.20) e (4.21)

4.3.3 Correntes nos Capacitores

Para determinação das correntes nos capacitores, define-se inicialmente a corrente instantânea i_{oc} correspondente à contribuição do barramento ca à corrente no capacitor superior que é

$$i_{oc1} = q_1 i_o \quad (4.23)$$

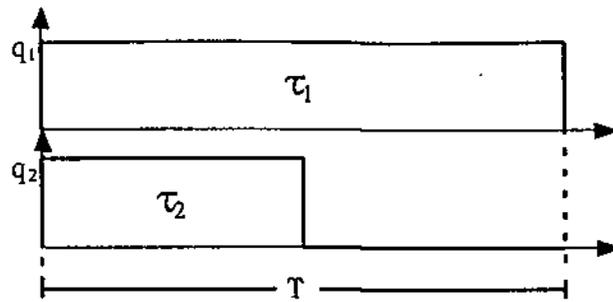


Figura 4.6: Largura dos pulsos τ_1 e τ_2 para o sistema conversor com dois braços

A corrente instantânea i_{lc} correspondente à contribuição da carga à corrente no capacitor superior é

$$i_{lc1} = q_2 i_l \quad (4.24)$$

Tomando por base a largura de pulso, as correntes médias \bar{i}_{oc1} e \bar{i}_{lc1} (no período T) são aproximadamente

$$\bar{i}_{oc1} = \frac{\tau_1}{T} \bar{i}_o + \bar{i}_{oc1} \quad (4.25)$$

e

$$\bar{i}_{lc1} = \frac{\tau_2}{T} \bar{i}_l + \bar{i}_{lc1} \quad (4.26)$$

onde \bar{i}_{oc1} e \bar{i}_{lc1} são os termos *ca* da corrente no capacitor superior devido principalmente à frequência de chaveamento das correntes.

A substituição dos valores de τ_1 e τ_2 nas equações (4.25) e (4.26) resulta em

$$\bar{i}_{oc1} = \frac{1}{T} \left(\frac{T}{2} + \frac{T}{E} v_{10}^* \right) \bar{i}_o + \bar{i}_{oc1}$$

$$\bar{i}_{lc1} = \frac{1}{T} \left(\frac{T}{2} + \frac{T}{E} v_{20}^* \right) \bar{i}_l + \bar{i}_{lc1}$$

tal que

$$\bar{i}_{oc1} = \frac{v_r^*}{E} \bar{i}_o + \frac{1}{2} \bar{i}_o + \bar{i}_{oc1} \quad (4.27)$$

$$\bar{i}_{lc1} = \frac{v_l^*}{E} \bar{i}_l + \frac{1}{2} \bar{i}_l + \bar{i}_{lc1} \quad (4.28)$$

e que também pode ser expresso na forma

$$\bar{i}_{oc1} = p_o^* \frac{1}{E} + \frac{1}{2} \bar{i}_o + \bar{i}_{oc1} \quad (4.29)$$

$$\bar{i}_{lc1} = p_l^* \frac{1}{E} + \frac{1}{2} \bar{i}_l + \bar{i}_{lc1} \quad (4.30)$$

Nas equações (4.29) e (4.30) os termos p_o^* e p_l^* correspondem à potência fornecida da fonte *ca* para o banco de capacitores e à potência recebida pela carga do banco de capacitores, respectivamente.

A corrente no capacitor superior da figura 4.4 é dada por

$$\bar{i}_{c1} = \bar{i}_{oc1} - \bar{i}_{lc1} \quad (4.31)$$

logo, a substituição das equações (4.29) e (4.30) na equação (4.31) resulta em

$$\bar{i}_{c1} = (p_o^* - p_l^*) \frac{1}{E} + \frac{1}{2} (\bar{i}_o - \bar{i}_l) + \bar{i}_{loc1} \quad (4.32)$$

onde na operação em regime permanente $p_o^* = P_o$ e $p_l^* = P_l$ são obtidos a partir de

$$P_o = \frac{V_o I_o}{2} \cos \phi_o + \frac{V_o I_o}{2} \cos(2\omega_c t - \phi_o) = p_{oCC} + p_{oCA} \quad (4.33)$$

$$P_l = \frac{V_l I_l}{2} \cos \phi_l + \frac{V_l I_l}{2} \cos(2\omega_l t - \phi_l) = p_{lCC} + p_{lCA} \quad (4.34)$$

Na operação em regime permanente senoidal $p_{oCC} = p_{lCC}$ são contínuos e idênticos, portanto, a corrente no capacitor torna-se

$$\begin{aligned} \bar{i}_{c1} = & \frac{V_o I_o}{2E} \cos(2\omega_c t - \phi_o) - \frac{V_l I_l}{2E} \cos(2\omega_l t - \phi_l) + \\ & \frac{I_o}{2} \cos(\omega_c t - \phi_o) - \frac{I_l}{2} \cos(\omega_l t - \phi - \phi_l) + \bar{i}_{loc1} \end{aligned} \quad (4.35)$$

Observa-se portanto, que a corrente alternada no capacitor superior possui termos da frequência fundamental (termos ω_c e ω_l) e termos de segundo harmônico (termos $2\omega_c$ e $2\omega_l$) mais as altas frequências, devido à frequência de chaveamento.

A corrente no capacitor inferior da figura 4.4 é dada pela equação (4.15) e o valor da corrente média \bar{i}_{c2} é

$$\bar{i}_{c2} = (p_o^* - p_l^*) \frac{1}{E} - \frac{1}{2} (\bar{i}_o - \bar{i}_l) + \bar{i}_{loc2} \quad (4.36)$$

Nota-se que o termo $(\bar{i}_o - \bar{i}_l)/2$ é negativo na expressão (4.36) e positivo na expressão (4.32). Então, se os capacitores superior e inferior na figura 4.4 são idênticos, o termo $(\bar{i}_o - \bar{i}_l)/2$ não causa ondulação na tensão total do barramento cc.

4.4 CONVERSOR COM TRÊS BRAÇOS

4.4.1 Modelamento Dinâmico do Conversor

O sistema de conversão ca/cc/ca quando retificador e inversor possuem braço compartilhado, é mostrado na figura 4.7. Para este sistema são válidas as seguintes equações:

$$v_o = R_o i_o + L_o \frac{di_o}{dt} + v_r \quad (4.37)$$

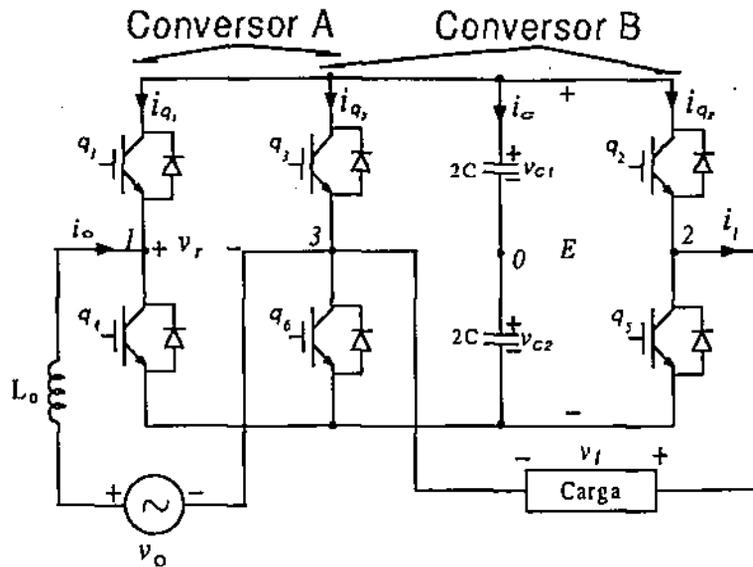


Figura 4.7: Diagrama de circuito do conversor retificador/inversor monofásico com três braços

$$v_r = v_{13} = v_{10} - v_{30} \quad (4.38)$$

$$v_l = r_l i_l + l_l \frac{di_l}{dt} + e_l \quad (4.39)$$

$$v_l = v_{23} = v_{20} - v_{30} \quad (4.40)$$

$$\frac{dv_c}{dt} = \frac{1}{C} i_c \quad (4.41)$$

$$\frac{di_o}{dt} = \frac{v_o - R_o i_o - v_r}{L_o} \quad (4.42)$$

$$\frac{di_l}{dt} = \frac{v_l - r_l i_l - e_l}{l_l} \quad (4.43)$$

$$i_c = C \frac{dv_c}{dt} \quad (4.44)$$

Do mesmo modo que foi definido para o conversor com dois braços, o estado de uma dada chave é representado pela variável binária homônima $q_i \in \{0, 1\}$, $i = 1, \dots, 6$, sabendo-se que q_4 , q_5 e q_6 representam os estados complementares das chaves q_1 , q_2 e q_3 , respectivamente, ou seja $q_4 = \bar{q}_1$, $q_5 = \bar{q}_2$ e $q_6 = \bar{q}_3$. Assim, as tensões de pólos dependem do estado das chaves de potência e podem ser expressas em termos das variáveis binárias q_1 , q_2 e q_3 como

$$v_{10} = (2q_1 - 1) \frac{E}{2} \quad (4.45)$$

$$v_{20} = (2q_2 - 1) \frac{E}{2} \quad (4.46)$$

$$v_{30} = (2q_3 - 1) \frac{E}{2} \quad (4.47)$$

onde E é a tensão no barramento cc .

As correntes i_{q_1} , i_{q_2} e i_{q_3} que passam pelas chaves q_1 , q_2 e q_3 , respectivamente, são dadas por

$$i_{q_1} = -q_1 i_o \quad (4.48)$$

$$i_{q_3} = q_3 (i_o - i_l) \quad (4.49)$$

$$i_{q_2} = q_2 i_l \quad (4.50)$$

$$i_c = -i_{q_1} - i_{q_3} - i_{q_2} \quad (4.51)$$

logo,

$$i_c = (q_1 - q_3) i_o + (q_3 - q_2) i_l \quad (4.52)$$

Usando a equação de transformação

$$\mathbf{v}_{123} = \mathbf{A} \mathbf{v}_{odq}$$

onde

$$\mathbf{A} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & 1 & 0 \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix}$$

As tensões ortogonais odq ($\mathbf{v}_{odq} = [v_o \ v_d \ v_q]^T$) podem ser obtidas das tensões 123 ($\mathbf{v}_{123} = [v_{10} \ v_{20} \ v_{30}]^T$) e com o uso das tensões odq um espaço vetorial tridimensional pode ser definido. A figura 4.8 mostra a definição de vetor como uma função de estado da chave.

4.4.2 Controle das Tensões PWM

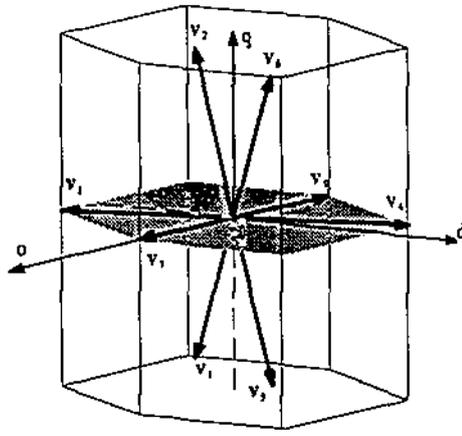
Modulação escalar

As larguras dos pulsos dos sinais de comando a serem modulados podem ser calculadas diretamente das tensões de pólos, a partir do conhecimento do valor desejado para as tensões de referências na entrada do retificador e na carga. Se estas tensões de referências desejadas são dadas por v_r^* e v_l^* , então as tensões de pólos dos braços definidas nas expressões (4.45) e (4.46) podem ser expressas como

$$v_{10}^* = v_r^* + v_{30}^* \quad (4.53)$$

$$v_{20}^* = v_l^* + v_{30}^* \quad (4.54)$$

onde v_{30}^* é uma tensão indeterminada.



a)

q_1	q_2	q_3	Vetor	v_a	v_b	v_c
0	0	0	v_0	$-\frac{\sqrt{3}}{2}E$	0	0
0	0	1	v_1	$\frac{\sqrt{3}}{6}E$	$-\frac{\sqrt{6}}{6}E$	$-\frac{\sqrt{2}}{2}E$
0	1	0	v_2	$-\frac{\sqrt{3}}{6}E$	$-\frac{\sqrt{6}}{6}E$	$\frac{\sqrt{2}}{2}E$
0	1	1	v_3	$\frac{\sqrt{3}}{6}E$	$-\frac{\sqrt{6}}{3}E$	0
1	0	0	v_4	$-\frac{\sqrt{3}}{6}E$	$\frac{\sqrt{6}}{3}E$	0
1	0	1	v_5	$\frac{\sqrt{3}}{6}E$	$\frac{\sqrt{6}}{6}E$	$-\frac{\sqrt{2}}{2}E$
1	1	0	v_6	$\frac{\sqrt{3}}{6}E$	$\frac{\sqrt{6}}{6}E$	$\frac{\sqrt{2}}{2}E$
1	1	1	v_7	$\frac{\sqrt{3}}{2}E$	0	0

b)

Figura 4.8: Vetores gerados pelo conversor: a) Espaço vetorial tridimensional; b) Definição de vetores

Entretanto, um controle independente de v_r e v_l pode ser obtido fazendo $v_{30}^* = 0$. Neste caso as equações (4.53) e (4.54) ficam na forma

$$v_{10}^* = v_r^* \tag{4.55}$$

$$v_{20}^* = v_l^* \tag{4.56}$$

$$v_{30}^* = 0 \tag{4.57}$$

e as tensões v_r^* e v_l^* podem ser controladas desde que

$$|v_r^*| \leq \frac{E}{2} \tag{4.58}$$

$$|v_l^*| \leq \frac{E}{2} \tag{4.59}$$

Isto corresponde à mesma taxa de tensão obtida para o conversor com quatro chaves (figura 4.4).

As durações dos pulsos com largura τ_1 , τ_2 e τ_3 durante os quais as chaves q_1 , q_2 e q_3 devem se manter conduzindo para obtenção das tensões desejadas nos terminais dos retificador e da carga são

$$\tau_1 = \frac{T}{2} + \frac{T}{E}v_{10}^* \tag{4.60}$$

$$\tau_2 = \frac{T}{2} + \frac{T}{E}v_{20}^* \tag{4.61}$$

$$\tau_3 = \frac{T}{2} + \frac{T}{E}v_{30}^* \tag{4.62}$$

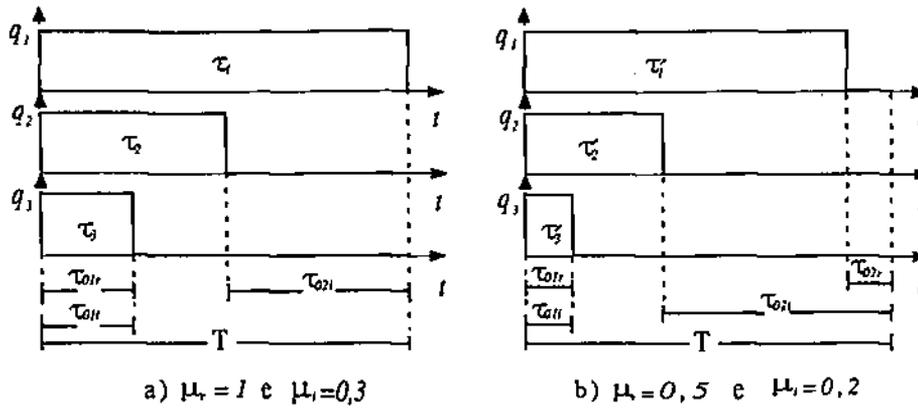


Figura 4.9: Largura dos pulsos τ_1 , τ_2 e τ_3 : a) com $\mu = 1$ para o retificador; b) com $\mu = 0,5$ para o retificador.

Na figura 4.9a são ilustradas as larguras de pulsos típicas obtidas pelas equações (4.60), (4.61) e (4.62), onde v_{10}^* , v_{20}^* e v_{30}^* são calculados para se obter as tensões v_r e v_i desejadas. Considerando o período de aplicação de tensão nula, correspondente às mesmas tensão v_{10} e v_{30} , esta pode ser localizada no começo (τ_{01r}) ou no final (τ_{02r}) do período de chaveamento de modo a minimizar a distorção harmônica. O fator de distribuição é então

$$\mu_r = \frac{\tau_{01r}}{\tau_{01r} + \tau_{02r}} \quad (4.63)$$

e de forma análoga, o período correspondente ao de aplicação de tensão nula, para as tensões v_{20} e v_{30} , o fator de distribuição para o inversor é dado por

$$\mu_i = \frac{\tau_{01i}}{\tau_{01i} + \tau_{02i}} \quad (4.64)$$

Deste modo, verifica-se que o fator de distribuição $0 < \mu_r < 1$ ou $0 < \mu_i < 1$ indica como a tensão nula é distribuída dentro de um intervalo de chaveamento.

A distribuição do período de tensão nula para o retificador e para o inversor pode ser realizada por meio da adição da largura de pulso $\tau_{\mu r}$ e $\tau_{\mu i}$ definidos fatores de deslocamentos dados por

$$\tau_{\mu r} = (\mu_r - 1) \tau_{minr} \quad (4.65)$$

e

$$\tau_{\mu i} = (\mu_i - 1) \tau_{mini} \quad (4.66)$$

Na figura 4.9b é ilustrado o caso onde a largura de cada pulso τ_1 , τ_2 e τ_3 na figura 4.9a é modificada para

$$\tau_1' = \tau_1 + \tau_{\mu r} \quad (4.67)$$

$$\tau_2' = \tau_2 + \tau_{\mu r} \quad (4.68)$$

$$\tau_3' = \tau_3 + \tau_{\mu r} \quad (4.69)$$

onde $\tau_{\mu r} = \mu_r \tau_3$ e $\mu_r = 0,5$.

Observa-se, todavia, que o uso da estrutura com três braços impõe uma dependência entre μ_r e μ_i . Verifica-se que o fator de distribuição pode ser deslocado usando um fator de deslocamento de largura de pulso τ_μ que é adicionado a todas as larguras de pulsos. Note, entretanto, que apesar do fator de distribuição do retificador (μ_r) e do fator de distribuição da carga (μ_i) serem mutuamente dependentes é sempre possível escolher para μ_r ou μ_i valores arbitrários que variam numa faixa de $[0, 1]$.

Uma análise genérica pode ser efetuada assumindo que m é subíndice genérico. Sabe-se que m assume os valores $m = r$ ou $m = l$ quando está associado ao braço do conversor de entrada ou do conversor da carga, respectivamente, e que o subíndice 3 está associado ao braço compartilhado. Assim, verifica-se por analogia na figura 4.9b que a tensão v_m^* é nula nos intervalos quando as chaves correspondentes às variáveis lógicas binárias homônimas q_m e q_3 assumem os valores $(1, 1)$ ou $(0, 0)$. Quando ocorre o par lógico $(1, 1)$ é definido o intervalo t_{oim} equivalente ao período τ_{01m} e para o par $(0, 0)$ é definido intervalo t_{ofm} equivalente ao intervalo τ_{02m} .

O princípio de determinação do tempo total de aplicação de tensão nula é apresentado por Jacobina *et al.*, [50], e é dado por

$$t_{om} = t_{oim} + t_{ofm} = T - \tau_{\max m} + \tau_{\min m} \quad (4.70)$$

onde

$$t_{oim} = \tau_{\min m} \quad (4.71)$$

$$t_{ofm} = T - \tau_{\max m} \quad (4.72)$$

$$\tau_{\max m} = \max \{ \tau_m, \tau_a \} \quad (4.73)$$

e

$$\tau_{\min m} = \min \{ \tau_m, \tau_a \} \quad (4.74)$$

O fator de distribuição μ_m ($0 \leq \mu_m \leq 1$) genérico é definido por

$$\mu_m = t_{oim} / t_{om} \quad (4.75)$$

o qual permite deslocar o período de aplicação de tensão nula, de modo que seja aplicado no começo [$t_{oim} = \mu_m t_{om}$] e no fim do período de chaveamento [$t_{ofm} = (1 - \mu_m) t_{om}$].

É possível se desenvolver uma estratégia de modulação que permite aumentar os valores definidos para v_r^* e v_l^* . Neste caso, o valor de v_{30}^* é determinado como uma função de v_r^* e v_l^* , fixando-se o maior valor de tensão de pólo. Assim observado, as larguras dos pulsos desejados são obtidas adotando o algoritmo proposto a seguir:

- Passo 1 - Determina-se a maior amplitude de tensão

$$v_{\max}^* = \max \{v_r^*, v_l^*\} \quad (4.76)$$

e a menor amplitude

$$v_{\min}^* = \min \{v_r^*, v_l^*\} \quad (4.77)$$

dentre o conjunto de tensões de referências;

- Passo 2 - Verifica-se a condição de funcionalidade, isto é, se $|v_r^*| < E$ ou $|v_l^*| < E$ ou $|v_r^* - v_l^*| < E$. Se existe falha neste teste, então, deve-se PARAR a operação do sistema. Se não existe falha neste teste, o sistema está APTO a operar e deve passar para o próximo passo;
- Passo 3 - Se $v_r^* \leq 0$ e $v_l^* \leq 0$, caso em que $v_{\max}^* \leq 0$, fixa-se $v_{30} \Rightarrow v_{30}^* = \frac{E}{2}$, $v_{10}^* = v_r^* + \frac{E}{2}$, $v_{20}^* = v_l^* + \frac{E}{2}$;
- Passo 4 - Se $v_r^* > 0$ e $v_r^* > v_l^*$, caso em que $v_{\max}^* > 0$, fixa-se $v_{10} \Rightarrow v_{10}^* = \frac{E}{2}$, $v_{20}^* = v_l^* - v_r^* + \frac{E}{2}$, $v_{30}^* = -v_r^* + \frac{E}{2}$. Das tensões de referências nos terminais de entrada do retificador e da carga (v_r^* e v_l^*) e das tensões de referências de pólo, calcula-se v_{30}^* usando-se uma das equações (4.53) ou (4.54);
- Passo 5 - Se $v_l^* > 0$ e $v_l^* > v_r^*$, caso em que $v_{\max}^* > 0$, fixa-se $v_{20} \Rightarrow v_{20}^* = \frac{E}{2}$, $v_{30}^* = -v_l^* + \frac{E}{2}$, $v_{10}^* = v_r^* - v_l^* + \frac{E}{2}$ e procedimento similar ao do passo 4 é realizado;
- Passo 6. A partir das equações (4.60), (4.61) e (4.62) calcula-se as larguras de pulso inicial τ_r^o , τ_l^o e τ_3^o , onde o índice o indica valor inicial;
- Passo 7. Determina-se a menor e a maior largura de pulso local $\tau_{\max m}^o = \max \{\tau_m^o, \tau_3^o\}$ e $\tau_{\min m}^o = \min \{\tau_m^o, \tau_3^o\}$, respectivamente, o tempo total de aplicação de tensão zero, $t_{om} = \tau_{\min m}^o + T - \tau_{\max m}^o = t_{oim}^o + t_{ofm}^o$ e a menor largura de pulso geral $\tau_{\min}^o = \min \{\tau_r^o, \tau_l^o, \tau_3^o\}$;
- Passo 8 - Escolhe-se o fator de distribuição para o conversor, $\mu_m = t_{oim}^m / t_{om}$, e calcula-se o deslocamento da largura do pulso, $\tau_{\mu m} = \mu_m t_{om} - \tau_{\min m}^o$, tal que $-\tau_{\min}^o \leq \tau_{\mu m} \leq 0$; ou simplesmente escolhe-se um μ_m tal que $\tau_{\min m}^o / t_{om} \leq \mu_m \leq (\tau_{\min m}^o - \tau_{\min}^o) / t_{om}$ e calcula-se $\tau_{\mu m} = \mu_m t_{om} - \tau_{\min m}^o$;
- Passo 9 - Calculam-se as novas larguras de pulsos $\tau_r' = \tau_r^o + \tau_{\mu m}$, $\tau_a' = \tau_a^o + \tau_{\mu m}$ e $\tau_l' = \tau_l^o + \tau_{\mu m}$.

Com este algoritmo os valores obtidos para v_r^* e v_l^* podem ser aumentados, sendo limitados por

$$|v_r| \leq E \quad (4.78)$$

$$|v_l| \leq E \quad (4.79)$$

No entanto, isto não é obtido de modo independente. De fato, para obter $v_r^* = E$ é necessário que $v_{10}^* = \frac{E}{2}$ e $v_{30}^* = -\frac{E}{2}$, e portanto, v_l^* é restrito a $0 < v_l^* < E$ por causa do valor de v_{30}^* . Isto é, quando $v_r^* = E$ então $0 < v_l^* < E$. É interessante esta característica de se poder ampliar a faixa de tensão mesmo de forma dependente porque permite reduzir a resposta do sistema durante um transitório.

A obtenção da taxa máxima de tensão, na operação em regime permanente senoidal, quando os conversores A e B operam independentes, é realizada com o terceiro braço grampeado ($v_{30}^* = 0$). Neste caso a amplitude máxima da tensão senoidal é $E/2$ (a mesma taxa de tensão para o conversor em meia ponte), enquanto para o conversor em ponte completa a amplitude máxima é E .

Porém, com o uso do algoritmo proposto, a taxa máxima para a tensão senoidal na operação em regime permanente dos conversores A e B é $V_o + V_l = E$. Por exemplo, se $V_o = 3V_l$ então $V_o = 3E/4$ e $V_l = E/4$, resultando no aumento da taxa de tensão para o conversor A , aproximando-o do conversor em ponte completa, e a possibilidade de aumento na tensão gerada pelo conversor é interessante porque torna mais flexível a operação deste.

Modulação baseada na tensão de fase

A geração do sinal de disparo para o conversor m , ($m = r$ ou $m = l$), e o braço compartilhado 3, pode ser baseada na geração da tensão monofásica na fonte ou na carga, tal como na aplicação de modulação com vetores espaços em um conversor trifásico. O conversor m possui quatro valores de tensões: duas tensões ativas $\bar{v}_{m+} = E$ (para $q_m = 1$ e $q_3 = 0$) e $\bar{v}_{m-} = -E$ (para $q_m = 0$ e $q_3 = 1$); e duas tensões nulas $\bar{v}_{mi} = 0$ (para $q_m = 1$ e $q_3 = 1$) e $\bar{v}_{mj} = 0$ (para $q_m = 0$ e $q_3 = 0$).

Considerando a referência para a tensão de fase v_m^* e o período de amostragem T , logo

$$v_m^* = \frac{t_{m+}}{T} \bar{v}_{m+} \text{ se } v_m^* > 0 \quad (4.80)$$

$$v_m^* = \frac{t_{m-}}{T} \bar{v}_{m-} \text{ se } v_m^* \leq 0 \quad (4.81)$$

onde t_{m+} e t_{m-} são dados por

$$t_{m+} = T \frac{v_m^*}{E} \text{ e } t_{m-} = 0 \text{ se } v_m^* > 0 \quad (4.82)$$

$$t_{m-} = -T \frac{v_m^*}{E} \text{ e } t_{m+} = 0 \text{ se } v_m^* \leq 0 \quad (4.83)$$

Nesta ordem, durante o intervalo de amostragem constante T , as tensões nulas são aplicadas para o resto do intervalo de amostragem, t_{om} , isto é

$$t_{om} = t_{oim} + t_{ofm} = T - t_{m+} - t_{m-}. \quad (4.84)$$

e o fator de distribuição é dado por

$$\mu_m = \frac{t_{oim}}{t_{om}} \quad (4.85)$$

As equações (4.53) e (4.54) podem ser satisfeitas para ambos os conversores, retificador e inversor. Com esta proposta, a relação entre as larguras dos pulsos e pesos dos períodos t_{m+} e t_{m-} são derivados

$$\tau_m = t_{m+} + t_{oim} \quad (4.86)$$

$$\tau_a = t_{m-} + t_{oim}. \quad (4.87)$$

Deste modo, a tensão de pólo do braço compartilhado é obtida como

$$v_{30}^* = \frac{E}{T} (t_{m+} + \mu_m t_{om} - \frac{T}{2}) - v_m^* \quad (4.88)$$

Assim, para definir a modulação por largura de pulso baseado na tensão do retificador, os seguintes passos devem ser acompanhados:

- Passo 1 - Das equações (4.82) e (4.83), calcula-se t_{m+} e t_{m-} ;
- Passo 2 - Escolhe-se μ_m e calcula-se v_{30}^* por meio da equação (4.88);
- Passo 3: Testa-se v_{30}^* e verificando se está no intervalo $-\frac{E}{2} - v_{\min} \leq v_{30}^* \leq \frac{E}{2} - v_{\max}$, se $v_{\min} \leq 0$ e $v_{\max} \geq 0$ ou $-\frac{E}{2} \leq v_{30}^* \leq \frac{E}{2}$, se $v_{\min} > 0$ e $v_{\max} < 0$. Se isto é verdade calcula-se t_{om} e t_{oim} a partir das equações (4.84) e (4.85). Se esta condição não satisfaz, escolhe-se outro valor de μ_m e reinicia-se a partir do Passo 2.

4.4.3 Corrente no Braço Compartilhado

A corrente média \bar{i}_{q3} é dada por:

$$\bar{i}_{q3} = \left(\frac{v_{30}^*}{E} + \frac{1}{2} \right) (\bar{i}_o - \bar{i}_l). \quad (4.89)$$

Então, a corrente que passa através das chaves do braço compartilhado é maior que a corrente nas outras chaves. Todavia, para operação $v_{30}^* = 0$, a corrente \bar{i}_{q3} tem fator

de 1/2 que reduz a corrente para operação contínua do conversor. A análise para a corrente na chave q_6 é similar.

Observa-se, porém, que o uso do braço que tem as chaves $q_3 - q_6$ compondo somente o conversor A (retificador de onda completa) ou somente o conversor B (inversor em ponte completa) implica que o segundo, conversor B ou o conversor A , está operando, respectivamente, somente em meia-ponte e a conexão ao ponto intermediário do banco de capacitores é necessária.

4.4.4 Corrente no Capacitor

A corrente instantânea i_{oc} correspondente à contribuição do barramento ca à corrente no capacitor é

$$i_{oc} = (q_1 - q_3) i_o \quad (4.90)$$

A corrente instantânea i_{lc} correspondente à contribuição da carga à corrente no capacitor é

$$i_{lc} = (q_2 - q_3) i_l \quad (4.91)$$

Tomando por base a largura de pulso, as correntes médias \bar{i}_{oc} e \bar{i}_{lc} (no período T) são aproximadamente

$$\bar{i}_{oc} = \left(\frac{\tau_1}{T} - \frac{\tau_3}{T} \right) \bar{i}_o + \tilde{i}_{oc} \quad (4.92)$$

e

$$\bar{i}_{lc} = \left(\frac{\tau_2}{T} - \frac{\tau_3}{T} \right) \bar{i}_l + \tilde{i}_{lc} \quad (4.93)$$

onde \tilde{i}_{oc} e \tilde{i}_{lc} são os termos ca devido principalmente à frequência de chaveamento das correntes.

A substituição dos valores de τ_1 , τ_2 e τ_3 nas equações (4.92) e (4.93) leva a

$$\bar{i}_{oc} = \frac{1}{T} \left(\frac{T}{2} + \frac{T}{E} v_{10}^* - \frac{T}{2} - \frac{T}{E} v_{20}^* \right) \bar{i}_o + \tilde{i}_{oc}$$

$$\bar{i}_{lc} = \frac{1}{T} \left(\frac{T}{2} + \frac{T}{E} v_{20}^* - \frac{T}{2} - \frac{T}{E} v_{30}^* \right) \bar{i}_l + \tilde{i}_{lc}$$

que resulta em

$$\bar{i}_{oc} = \frac{1}{E} (v_{10}^* - v_{20}^*) \bar{i}_o + \tilde{i}_{oc} = \frac{v_r^*}{E} \bar{i}_o + \tilde{i}_{oc} \quad (4.94)$$

$$\bar{i}_{lc} = \frac{1}{E} (v_{20}^* - v_{30}^*) \bar{i}_l + \tilde{i}_{lc} = \frac{v_l^*}{E} \bar{i}_l + \tilde{i}_{lc} \quad (4.95)$$

e que também pode ser expresso na forma

$$\bar{i}_{oc} = p_o^* \frac{1}{E} + \tilde{i}_{oc} \quad (4.96)$$

$$\tilde{i}_{ic} = p_i^* \frac{1}{E} + \tilde{i}_{loc} \quad (4.97)$$

A corrente no capacitor superior da figura 4.7 é dada por

$$\tilde{i}_{c1} = \tilde{i}_{oc} - \tilde{i}_{ic} \quad (4.98)$$

logo, a substituição das equações (4.96) e (4.97) na equação (4.98) resulta em

$$\tilde{i}_c = (p_o^* - p_i^*) \frac{1}{E} + \tilde{i}_{loc} \quad (4.99)$$

Na operação em regime permanente p_o^* e p_i^* são definidos pelas equações (4.33) e (4.34). Como p_o médio é igual a p_i médio, a componente de corrente ca no capacitor tem somente o segundo harmônico de frequência e as frequências de ordem elevadas devido ao chaveamento, similar ao conversor com quatro braços da figura 4.10.

4.5 CONVERSOR COM QUATRO BRAÇOS

4.5.1 Modelamento Dinâmico do Conversor

Considere o conversor ilustrado na figura 4.10 Para o sistema de conversão ca/cc/ca

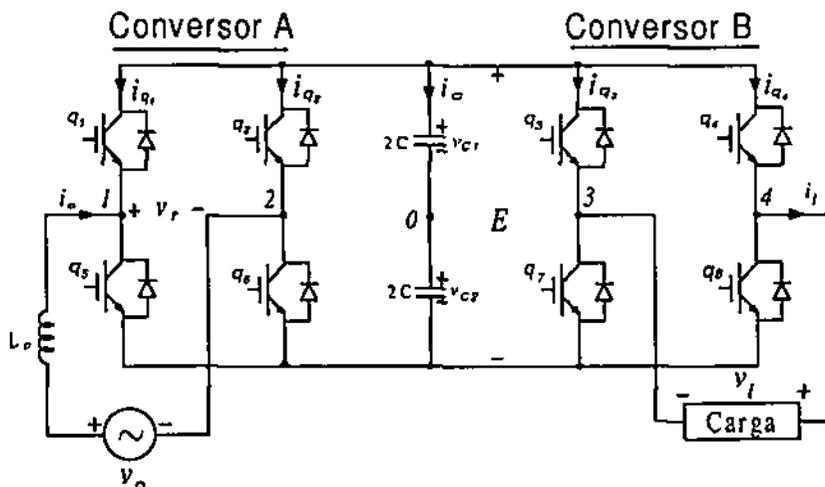


Figura 4.10: Diagrama de circuito do conversor retificador/inversor com quatro braços

com retificador e inversor em ponte completa alimentando uma carga RLE (r_l, l_l, e_l) são válidas as equações para tensões e correntes

$$v_o = R_o i_o + L_o \frac{di_o}{dt} + v_r \quad (4.100)$$

$$v_r = v_{13} = v_{10} - v_{30} \quad (4.101)$$

$$v_l = r_l i + l_l \frac{di_l}{dt} + e_l \quad (4.102)$$

$$v_l = v_{42} = v_{40} - v_{20} \quad (4.103)$$

$$\frac{dv_c}{dt} = \frac{1}{C} i_c \quad (4.104)$$

$$\frac{di_o}{dt} = \frac{v_o - R_o i_o - v_r}{L_o} \quad (4.105)$$

$$\frac{di_l}{dt} = \frac{v_l - r_l i_l - e_l}{l_l} \quad (4.106)$$

$$i_c = C \frac{dv_c}{dt} \quad (4.107)$$

O estado de uma dada chave é representado pela variável binária homônima $q_i \in \{0, 1\}$, $i = 1, \dots, 8$; $q_i = 1$ indica a chave i em estado de condução enquanto que $q_i = 0$ indica a chave i em estado de bloqueio. As tensões de pólo dependem dos estados das chaves de potência e podem ser expressas em termos das variáveis binárias q_1, q_2, q_3 e q_4 como,

$$v_{10} = (2q_1 - 1) \frac{E}{2} \quad (4.108)$$

$$v_{20} = (2q_2 - 1) \frac{E}{2} \quad (4.109)$$

$$v_{30} = (2q_3 - 1) \frac{E}{2} \quad (4.110)$$

$$v_{40} = (2q_4 - 1) \frac{E}{2} \quad (4.111)$$

onde E é a tensão no barramento cc. As correntes instantâneas $i_{q_1}, i_{q_2}, i_{q_3}$ e i_{q_4} que passam pelas chaves q_1, q_2, q_3 e q_4 , respectivamente, são dadas por

$$i_{q_1} = -q_1 i_o \quad (4.112)$$

$$i_{q_2} = q_2 i_o \quad (4.113)$$

$$i_{q_3} = -i_l q_3 \quad (4.114)$$

$$i_{q_4} = q_4 i_l \quad (4.115)$$

e a corrente instantânea no capacitor

$$i_c = (q_1 - q_2) i_o + (q_4 - q_3) i_l \quad (4.116)$$

4.5.2 Controle das Tensões PWM

Assim como foi descrito para os conversores mostrados anteriormente, nesta seção é investigado o controle da modulação em largura de pulso, (PWM), para retificador e inversor conjuntamente.

Modulação escalar

As larguras dos pulsos podem ser calculadas diretamente das tensões de pólo, a partir do conhecimento dos valores desejados para as tensões de referências nos terminais de entrada do retificador e nos terminais da carga. Se estas tensões são dadas por v_r^* e v_i^* , os valores das tensões de pólo de referência das equações (4.108) a (4.111) podem ser expressas da forma

$$v_r^* = v_{10}^* - v_{20}^* \quad (4.117)$$

$$v_i^* = v_{40}^* - v_{30}^* \quad (4.118)$$

Uma vez que $|v_{10}^*| \leq \frac{E}{2}$, $|v_{20}^*| \leq \frac{E}{2}$ conclui-se que

$$|v_r^*| \leq E \quad (4.119)$$

As durações dos pulsos com largura τ_1 , τ_2 , τ_3 e τ_4 , durante os quais as chaves q_1 , q_2 , q_3 e q_4 , respectivamente, devem se manter conduzindo para obtenção das tensões de referências desejadas nos terminais do retificador ou do inversor, são determinados usando-se as expressões,

$$\tau_1 = \frac{T}{2} + \frac{T}{E} v_{10}^* \quad (4.120)$$

$$\tau_2 = \frac{T}{2} + \frac{T}{E} v_{20}^* \quad (4.121)$$

$$\tau_3 = \frac{T}{2} + \frac{T}{E} v_{30}^* \quad (4.122)$$

$$\tau_4 = \frac{T}{2} + \frac{T}{E} v_{40}^* \quad (4.123)$$

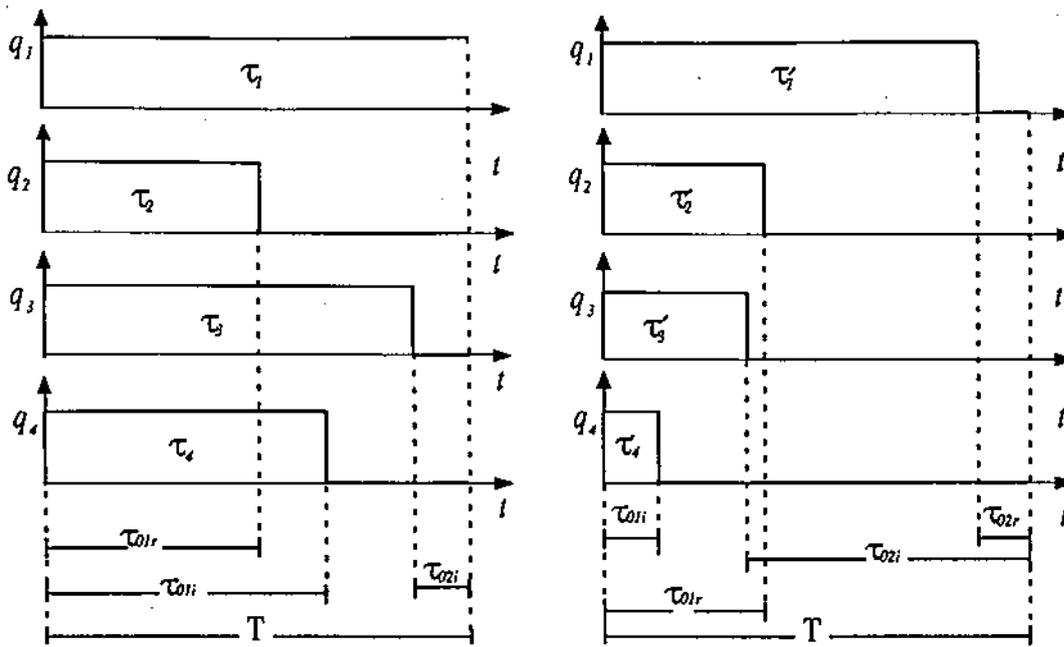
A figura 4.11a ilustra as larguras de pulsos típicas obtidas pelas equações (4.120) a (4.123), com v_{10}^* , v_{20}^* , v_{30}^* e v_{40}^* definidas. O período de tensão nula, correspondente à mesma tensão v_{10} e v_{20} , assim como v_{30} e v_{40} pode ser dividido entre o início e o fim do período de chaveamento. Com esta proposta o menor valor, τ_{minr} (τ_{mini}), entre τ_1 e τ_2 (τ_3 e τ_4) é determinado. Os períodos totais de tensão nula para o retificador e inversor são $\tau_{or} = \tau_{minr}$ e $\tau_{oi} = \tau_{mini}$. Os fatores de distribuição μ_r e μ_i são dados por

$$\mu_r = \frac{\tau_{01r}}{\tau_{01r} + \tau_{02r}} \quad (4.124)$$

$$\mu_i = \frac{\tau_{01i}}{\tau_{01i} + \tau_{02i}} \quad (4.125)$$

O deslocamento da distribuição do período de tensão nula pode ser realizado por meio da adição da largura de pulso $\tau_{\mu r}$ ($\tau_{\mu i}$) aos valores τ_1 e τ_2 (τ_3 e τ_4) dado por

$$\tau_{\mu r} = (\mu_r - 1) \tau_{minr} \quad (4.126)$$



a) $\mu_r = 1$ e $\mu_i = 0,8$

b) $\mu_r = 0,75$ e $\mu_i = 0,17$

Figura 4.11: Largura dos pulsos τ_1 , τ_2 , τ_3 e τ_4 : a) com $\mu_r = 1$ e $\mu_i = 1$; b) com $\mu_r = 0,5$ e $\mu_i = 0,66$.

$$\tau_{\mu i} = (\mu_i - 1) \tau_{mini} \tag{4.127}$$

sabendo que $0 < \mu_r \leq 1$ e $0 < \mu_i \leq 1$, indicam como a tensão nula é distribuída dentro de um intervalo de chaveamento para o retificador e para o inversor. A figura 4.11b mostra o caso onde a largura de pulso na figura 4.11a é modificada para

$$\tau_1' = \tau_1 + \tau_{\mu r} \tag{4.128}$$

$$\tau_2' = \tau_2 + \tau_{\mu r} \tag{4.129}$$

$$\tau_3' = \tau_3 + \tau_{\mu i} \tag{4.130}$$

$$\tau_4' = \tau_4 + \tau_{\mu i} \tag{4.131}$$

onde $\tau_{\mu r} = \mu_r \tau_2$ com $\mu_r = 0,75$ e $\tau_{\mu i} = \mu_i \tau_4$ com $\mu_i = 0,17$.

Nota-se, portanto, que no conversor com quatro braços o fator de distribuição do retificador (μ_r) e do inversor (μ_i) são independentes e é sempre possível escolher para μ_r ou μ_i valores arbitrários que variam numa faixa de $[0, 1]$.

Modulação baseada na tensão de fase

A geração do sinal de gatilhamento para o retificador ou para o inversor pode ser baseada na geração das tensões monofásicas na fonte e na carga, do mesmo modo

como foi realizado para o sistema conversor com três braços. Entretanto, salienta-se que no sistema com quatro braços não existe o braço compartilhado e, cada conversor opera de modo independente. Considerando o retificador, (a análise para o inversor é uma analogia desta), a aplicação dos conceitos de modulação com vetores espaços resulta na definição de quatro valores de tensões: duas tensões ativas $\bar{v}_{m+} = E$ (para $q_m = 1$ e $q_a = 0$) e $\bar{v}_{m-} = -E$ (para $q_m = 0$ e $q_a = 1$); e duas tensões nulas $\bar{v}_{mi} = 0$ (para $q_m = q_a = 1$) e $\bar{v}_{mf} = 0$ (para $q_m = q_a = 0$).

Considerando a referência para a tensão de fase v_m^* e o período de amostragem T , logo

$$v_m^* = \frac{t_{m+}}{T} \bar{v}_{m+} \text{ se } v_m^* > 0 \quad (4.132)$$

$$v_m^* = \frac{t_{m-}}{T} \bar{v}_{m-} \text{ se } v_m^* \leq 0 \quad (4.133)$$

onde t_{m+} e t_{m-} são dados por

$$t_{m+} = T \frac{v_m^*}{E} \text{ e } t_{m-} = 0 \text{ se } v_m^* > 0 \quad (4.134)$$

$$t_{m-} = -T \frac{v_m^*}{E} \text{ e } t_{m+} = 0 \text{ se } v_m^* \leq 0 \quad (4.135)$$

Nesta ordem, durante o intervalo de amostragem constante T , os vetores nulos são aplicados para o resto do intervalo de amostragem, t_{om} , isto é

$$t_{om} = t_{oim} + t_{ofm} = T - t_{m+} - t_{m-}. \quad (4.136)$$

O fator de distribuição é dado por

$$\mu_m = \frac{t_{oim}}{t_{om}} \quad (4.137)$$

As equações (4.117) e (4.118) podem ser satisfeitas para ambos os conversores, retificador e inversor. Com esta proposta, a relação entre as larguras dos pulsos e pesos dos períodos t_{m+} e t_{m-} são derivados

$$\tau_m = t_{m+} + t_{oim} \quad (4.138)$$

$$\tau_a = t_{m-} + t_{oim}. \quad (4.139)$$

Deste modo a tensão de pólo do segundo braço é obtida como

$$v_{a0}^* = \frac{E}{T} (t_{m+} + \mu_m t_{om} - \frac{T}{2}) - v_r^* \quad (4.140)$$

para o retificador, e

$$v_{a0}^* = \frac{E}{T} (t_{m+} + \mu_m t_{om} - \frac{T}{2}) - v_l^* \quad (4.141)$$

para o inversor.

Assim, para definir a modulação por largura de pulso baseado na tensão do retificador (ou inversor), os seguintes passos devem ser acompanhados:

- Passo 1 - Das equações (4.134) e (4.135), calcula-se t_{m+} e t_{m-} ;
- Passo 2 - Escolhe-se μ_m e calcula-se v_{a0}^* por meio da equação (4.140) ou (4.141);
- Passo 3- Testa se v_{a0}^* está no intervalo $-E - v_{\min} \leq v_{a0}^* \leq E - v_{\max}$, se $v_{\min} \leq 0$ e $v_{\max} \geq 0$ ou $-E \leq v_{a0}^* \leq E$, se $v_{\min} > 0$ e $v_{\max} < 0$. Se isto é verdade calcula-se t_{om} e t_{oim} a partir das equações (4.136) e (4.137). Se esta condição não satisfaz escolhe-se outro valor de μ_m e reinicia-se a partir do Passo 2.

4.5.3 Corrente no Capacitor

A corrente instantânea i_{oc} correspondente à contribuição do barramento ca à corrente no capacitor é

$$i_{oc} = q_1 i_o - q_2 i_o = (q_1 - q_2) i_o \quad (4.142)$$

A corrente instantânea i_{lc} correspondente à contribuição da carga à corrente no capacitor é

$$i_{lc} = q_4 i_l - q_3 i_l = (q_4 - q_3) i_l \quad (4.143)$$

Tomando por base a largura de pulso, as correntes médias \bar{i}_{oc} e \bar{i}_{lc} (no período T) são aproximadamente

$$\bar{i}_{oc} = \left(\frac{\tau_1}{T} - \frac{\tau_2}{T} \right) \bar{i}_o + \bar{i}_{oc} \quad (4.144)$$

e

$$\bar{i}_{lc} = \left(\frac{\tau_4}{T} - \frac{\tau_3}{T} \right) \bar{i}_l + \bar{i}_{lc} \quad (4.145)$$

onde \bar{i}_{oc} e \bar{i}_{lc} são os termos ca devido principalmente à frequência de chaveamento das correntes.

A substituição dos valores de τ_1 , τ_2 , τ_3 e τ_4 nas equações (4.144) e (4.145) resulta em

$$\bar{i}_{oc} = \frac{1}{T} \left(\frac{T}{2} + \frac{T}{E} v_{10}^* - \frac{T}{2} - \frac{T}{E} v_{20}^* \right) \bar{i}_o + \bar{i}_{oc}$$

$$\bar{i}_{lc} = \frac{1}{T} \left(\frac{T}{2} + \frac{T}{E} v_{40}^* - \frac{T}{2} - \frac{T}{E} v_{30}^* \right) \bar{i}_l + \bar{i}_{lc}$$

então,

$$\bar{i}_{oc} = \frac{1}{E} (v_{10}^* - v_{20}^*) \bar{i}_o + \bar{i}_{oc} = \frac{v_r^*}{E} \bar{i}_o + \bar{i}_{oc} \quad (4.146)$$

$$\bar{i}_{lc} = \frac{1}{E} (v_{40}^* - v_{30}^*) \bar{i}_l + \bar{i}_{lc} = \frac{v_l^*}{E} \bar{i}_l + \bar{i}_{lc} \quad (4.147)$$

e que também pode ser expresso na forma

$$\bar{i}_{oc} = p_o^* \frac{1}{E} + \bar{i}_{oc} \quad (4.148)$$

$$\bar{i}_{lc} = p_l^* \frac{1}{E} + \tilde{i}_{lc} \quad (4.149)$$

Nas equações (4.148) e (4.149) os termos p_o^* e p_l^* correspondem à potência fornecida da fonte *ca* para o banco de capacitores e à potência recebida pela carga do banco de capacitores, respectivamente.

A corrente no capacitor é dada por

$$\bar{i}_c = \bar{i}_{oc} - \bar{i}_{lc} \quad (4.150)$$

logo, a substituição das equações (4.148) e (4.149) na equação (4.150) resulta em

$$\bar{i}_c = (p_o^* - p_l^*) \frac{1}{E} + \tilde{i}_{loc} \quad (4.151)$$

onde o termo \tilde{i}_{loc} é o termo *ca* devido à frequência de chaveamento. Na operação em regime permanente senoidal v_o^* e v_l^* são dados por

$$v_o = V_o \cos(\omega_c t) \quad (4.152)$$

$$i_o = I_o \cos(\omega_c t - \phi_o) \quad (4.153)$$

$$v_l = V_l \cos(\omega_l t - \phi) \quad (4.154)$$

$$i_l = I_l \cos(\omega_l t - \phi - \phi_l) \quad (4.155)$$

Fazendo $p_o^* = P_o$ e $p_l^* = P_l$ então

$$P_o = \frac{V_o I_o}{2} \cos \phi_o + \frac{V_o I_o}{2} \cos(2\omega_c t - \phi_o) = p_{oCC} + p_{oCA} \quad (4.156)$$

$$P_l = \frac{V_l I_l}{2} \cos \phi_l + \frac{V_l I_l}{2} \cos(2\omega_l t - \phi_l) = p_{lCC} + p_{lCA} \quad (4.157)$$

e a corrente no capacitor é reescrita como

$$\bar{i}_c = \frac{V_o I_o}{2E} \cos(2\omega_c t - \phi_o) - \frac{V_l I_l}{2E} \cos(2\omega_l t - \phi_l) + \tilde{i}_{loc1} \quad (4.158)$$

desde que p_{oCC} e p_{lCC} sejam contínuos e idênticos.

A partir da análise da equação (4.158) verifica-se que a componente de corrente *ca* no capacitor tem somente o segundo harmônico de frequência e as frequências de ordem elevadas devido ao chaveamento.

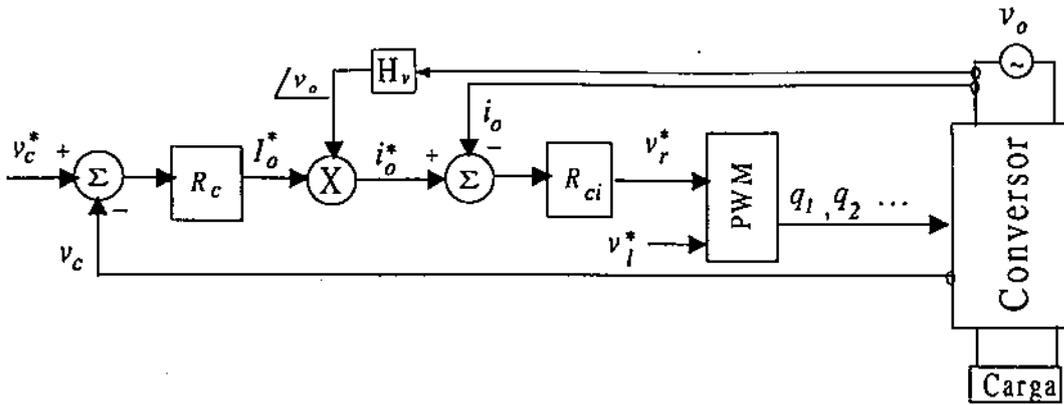


Figura 4.12: Diagrama de blocos de controle para o sistema retificador + inversor.

4.6 CONTROLE DA TENSÃO NO ELO *cc* E DO FATOR DE POTÊNCIA

A figura 4.12 mostra o diagrama de blocos para controle dos conversores *ca/cc/ca* com dois, três e quatro braços. A corrente do conversor é definida pelo controle de ambos, tensão no elo *cc* e fator de potência.

A tensão no elo *cc* é ajustada ao valor de referência usando-se um controlador do tipo *PI* (bloco R_c). Este controlador define a amplitude da corrente de referência I_o^* ao mesmo tempo em que são determinadas a amplitude e a fase da tensão do barramento *ca*. A partir do conhecimento da passagem por zero da fase da tensão, é gerada a fase da corrente de referência i_o^* , gerando-se uma corrente senoidal em fase com a tensão. O erro obtido da diferença entre a corrente de referência e a corrente real medida é a variável de entrada do controlador de corrente definido pelo bloco R_{ci} . A saída deste controlador define a tensão de referência, v_r^* , nos terminais do retificador, para se ter o erro nulo de corrente. Os estados das chaves q_i são definidos a partir do conhecimento das tensões de referências v_r^* e v_i^* aplicando o algoritmo apresentado na seção anterior, seja utilizando modulação escalar ou modulação vetorial. Observa-se entretanto, que o controle da tensão do inversor é em malha aberta.

4.7 RESULTADOS DE SIMULAÇÕES

4.7.1 Análise da Distorção Harmônica - Conversores ca/cc/ca

As tensões v_r e v_l escritas em termos da tensão no barramento cc para os conversores em ponte completa são,

$$\begin{aligned}v_r &= m_a E \cos(\omega_e t + \theta) \\v_l &= m_a E \cos(\omega_l t + \phi)\end{aligned}\quad (4.159)$$

e para o conversor em meia ponte como

$$\begin{aligned}v_r &= m_a \frac{E}{2} \cos(\omega_e t + \theta) \\v_l &= m_a \frac{E}{2} \cos(\omega_l t + \phi)\end{aligned}\quad (4.160)$$

onde m_a é o índice de modulação.

A escolha da topologia de conversor que possua tensão com taxa de distorção harmônica mais baixa é interessante. Desse modo, usando-se a equação (3.123) e considerando-se que o conversor opera em regime permanente é determinada a taxa de distorção harmônica das tensões moduladas v_r e v_l .

Para isso faz-se o índice de modulação variável no intervalo $[0; 1]$ com o fator de distribuição assumindo valores discretos e iguais a $[0, 0; 0, 5; 1, 0]$. Programas específicos escritos para ambiente MATLAB realizam a simulação da operação dos conversores gerando as curvas da $TDH\%$ de cada um dos conversores. As curvas traçadas são mostradas em forma de ábaco na figura 4.13.

A avaliação destas curvas mostra que a menor taxa de distorção harmônica é obtida para o conversor com topologia em ponte completa, (conversor com quatro braços). Entretanto, a utilização da estrutura com três braços apresenta resultados satisfatórios, apresentando valores da $TDH\%$ superiores aos obtidos para o conversor em ponte completa mas inferiores aos obtidos para o conversor em meia ponte.

Três curvas distintas ilustram os resultados obtidos para a estrutura com três braços, e a análise destas resulta nas seguintes observações:

1. a primeira curva, traçada em linha contínua, mostra o resultado da operação do conversor mantendo tensão média nula no braço compartilhado ou seja, $v_{30} = 0$. Nota-se que a $TDH\%$ neste caso é inferior à obtida para a topologia em meia ponte, quando o índice de modulação situa-se no intervalo $0 < m_a < 0,95$. Todavia as $TDH\%$ se cruzam e a estrutura em meia ponte apresenta valores superiores quando o índice de modulação se aproxima da unidade;

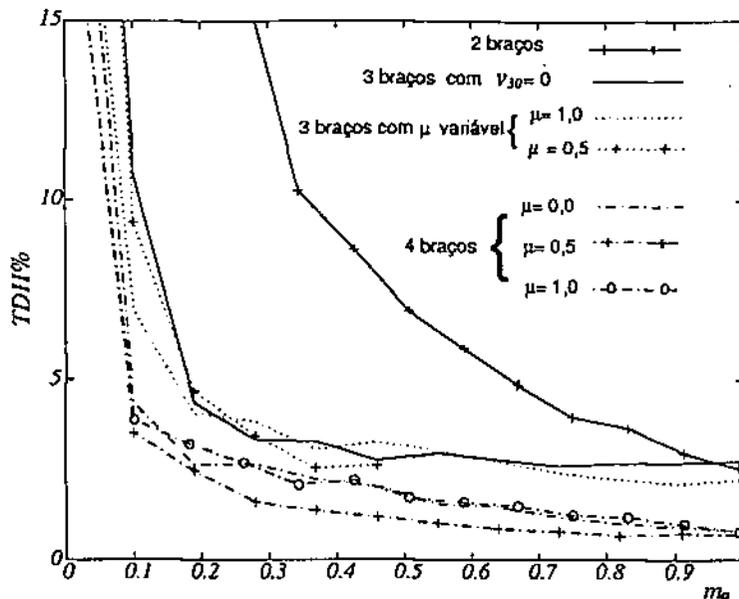


Figura 4.13: Curvas de desempenho da tensão para conversores em meia ponte e em ponte completa..

- a segunda e a terceira curvas, com traçado pontilhado, mostram os resultados para o conversor quando é introduzido o controle do fator de distribuição. Quando o fator de distribuição, μ , é unitário verifica-se que o conversor pode operar para todo o intervalo m_a . Entretanto, quando $\mu = 0,5$ o conversor só opera corretamente para o valor de μ atribuído para índices de modulação inferiores a 0,5. A utilização de m_a maior, implica na possibilidade de auto adaptação do valor de μ ou seja, o valor de μ a ser usado deve ser calculado para cada intervalo de amostra das grandezas elétricas.

Conclui-se, a partir dos resultados ilustrados na figura 4.13, que a estrutura do sistema conversor com três braços, é mais atraente que o sistema com topologia em duas meias pontes, quando o terceiro braço é compartilhado pelo retificador e pelo inversor.

4.7.2 Análise da Operação em Malha Fechada

Nesta seção, são apresentados resultados de simulações para o conversor monofásico ca/cc/ca com três braços, empregando as estratégias de controle apresentadas no capítulo 2. Na seqüência são analisados os resultados observando-se as influências dos parâmetros dos circuitos e das técnicas de controle utilizadas.

As simulações foram realizadas utilizando-se programas escritos em linguagem C, desenvolvidos especificamente para o estudo. Os parâmetros utilizados para obtenção

das características de operação são: $C = 1000\mu F$, $L_o = 6mH$ e a frequência de chaveamento de $10kHz$. Como carga, foi utilizado um conjunto RL .

Para análise da operação por simulação são apresentadas três condições de controle diferentes, aplicadas ao sistema conversor $ca/cc/ca$ em ponte completa com três braços. Na primeira condição de controle a operação do sistema é avaliada utilizando controladores PI de tensão e de corrente (Controlador O). Na segunda, o controlador de corrente utilizado é o Controlador I descrito no capítulo 2. Na terceira condição, a operação do sistema é avaliada considerando-se o caso em que existem dois controladores operando em paralelo para a corrente, sintonizados em frequências diferentes, Controlador IV .

Operação com Controlador O

É simulada inicialmente a operação do conversor $ca/cc/ca$ utilizando controladores PI estacionários (Controlador O) para tensão e para corrente. Os resultados são mostrados na figura 4.14 onde é verificado o comportamento do conversor para alguns ciclos de operação em regime permanente.

Na figura 4.14a são ilustradas as curvas de tensão e de corrente ca na entrada do conversor. Observa-se a partir destas curvas que o sistema opera com a corrente praticamente em fase com a tensão. Na figura 4.14b é ilustrada a curva de tensão cc , observando-se que a mesma é controlada em torno do valor desejado, $100V$, o que é verificado na curva da figura 4.14c, a qual mostra o erro de tensão. Observa-se uma ondulação intrínseca do sistema monofásico, que pode se acentuar com o aumento da corrente de carga. Para o banco de capacitores definido, o erro de tensão cc é sempre inferior a 3%. No entanto, um erro menor pode ser obtido quando se consideram duas alternativas sem a mudança do tipo de controlador, as quais foram testadas e os resultados são comentados a seguir.

Como primeira alternativa observou-se que é possível reduzir a ondulação com o aumento da capacitância, modificando deste modo a constante de tempo de carga e descarga da fonte que representa o elo cc . Os resultados mostraram que a redução é mais significativa quando o novo banco de capacitor tem a capacitância aumentada em pelo menos 10 vezes. Em termos práticos esta alternativa não se mostra interessante devido ao aumento do custo, do tamanho e do volume do sistema conversor. A segunda alternativa testada, envolve a modificação dos ganhos do controlador de tensão. Neste caso, tem-se por objetivo aumentar a velocidade de atuação do controlador de tensão. É necessário, entretanto, se obedecer à relação de velocidade entre o controlador de tensão e de corrente, uma vez que a definição da amplitude da corrente de referência

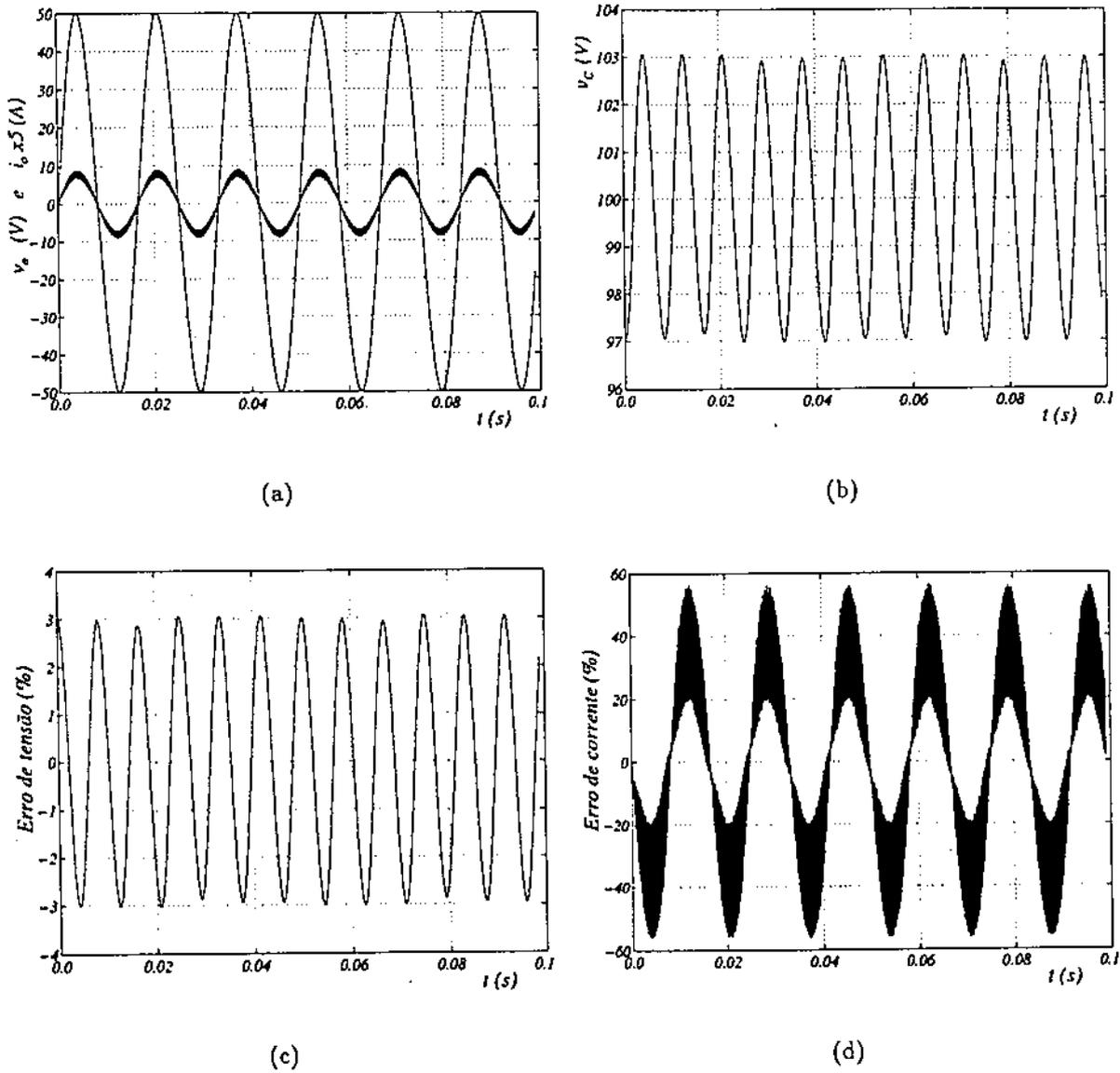


Figura 4.14: Resultados de simulação com Controlador O . Características de operação em regime permanente para conversor $ca/cc/ca$ com três braços: a) Curvas de tensão e de corrente na entrada; b) Tensão no barramento cc ; c) Erro de tensão cc ; d) Erro de corrente ca .

é obtida da saída do controlador de tensão. Observa-se que para o sistema conversor apresentado, manter o controlador de tensão pelo menos 100 vezes mais lento que o controlador de corrente resulta ocasiona resultados satisfatórios, sem causar distorção na corrente. Desse modo, observou-se que o aumento da velocidade do PI de tensão resulta num aumento da distorção da corrente. Contudo, observou-se ainda a existência de ondulação da tensão cc , a qual é intrínseca do sistema conversor monofásico devido à componente de potência ca existente.

Na figura 4.14d é ilustrada a curva de erro de corrente na entrada do conversor. Observa-se que a utilização do Controlador O favorece o aparecimento de um erro de corrente bastante acentuado. Isto se deve ao fato de que o mesmo garante erro nulo apenas para grandezas com frequência zero. Como o sinal de corrente a ser controlado é uma grandeza ca com frequência de $60Hz$, este resultado já era esperado e a minimização do erro é resultante da sintonia adequada dos controladores (largura de faixa alta).

Os resultados obtidos para os parâmetros de desempenho, não ilustrados neste texto, mostraram que o fator de potência manteve-se próximo da unidade, com valores superiores a 0,995, ao mesmo tempo que a distorção harmônica na corrente foi de 8,96%. Salienta-se, ainda, que os harmônicos próximos à fundamental mantiveram-se em níveis inferiores a 2%.

Operação com Controlador I

Como observado o Controlador O para corrente não permite o controle da corrente de entrada no conversor $ca/cc/ca$ dentro de uma faixa de erro satisfatória, uma vez que estes controladores são utilizados para regulação de grandezas contínuas. Para que a corrente de entrada ca possa ser melhor controlada é interessante utilizar o Controlador I .

Os resultados de simulações ilustrando as características de tensão e corrente na entrada e a tensão no elo cc utilizando o Controlador I para a corrente, são mostrados na figura 4.15, observando-se o comportamento do conversor para alguns ciclos de operação em regime permanente. Na figura 4.15a é mostrada a sobreposição das curvas da tensão e da corrente ca na fonte, verificando-se a operação do sistema com tensão e corrente em fase. A comparação entre as curvas de corrente das figuras 4.14a e 4.15a mostra uma banda de histerese menor para o segundo caso. Isto é resultado do uso de ganhos k_p e k_i no Controlador I , com constante de tempo menor que a do Controlador O , causando a atuação mais rápida do Controlador I .

Na figura 4.15b é ilustrada a curva de tensão cc e na figura 4.15c o erro obtido. Como

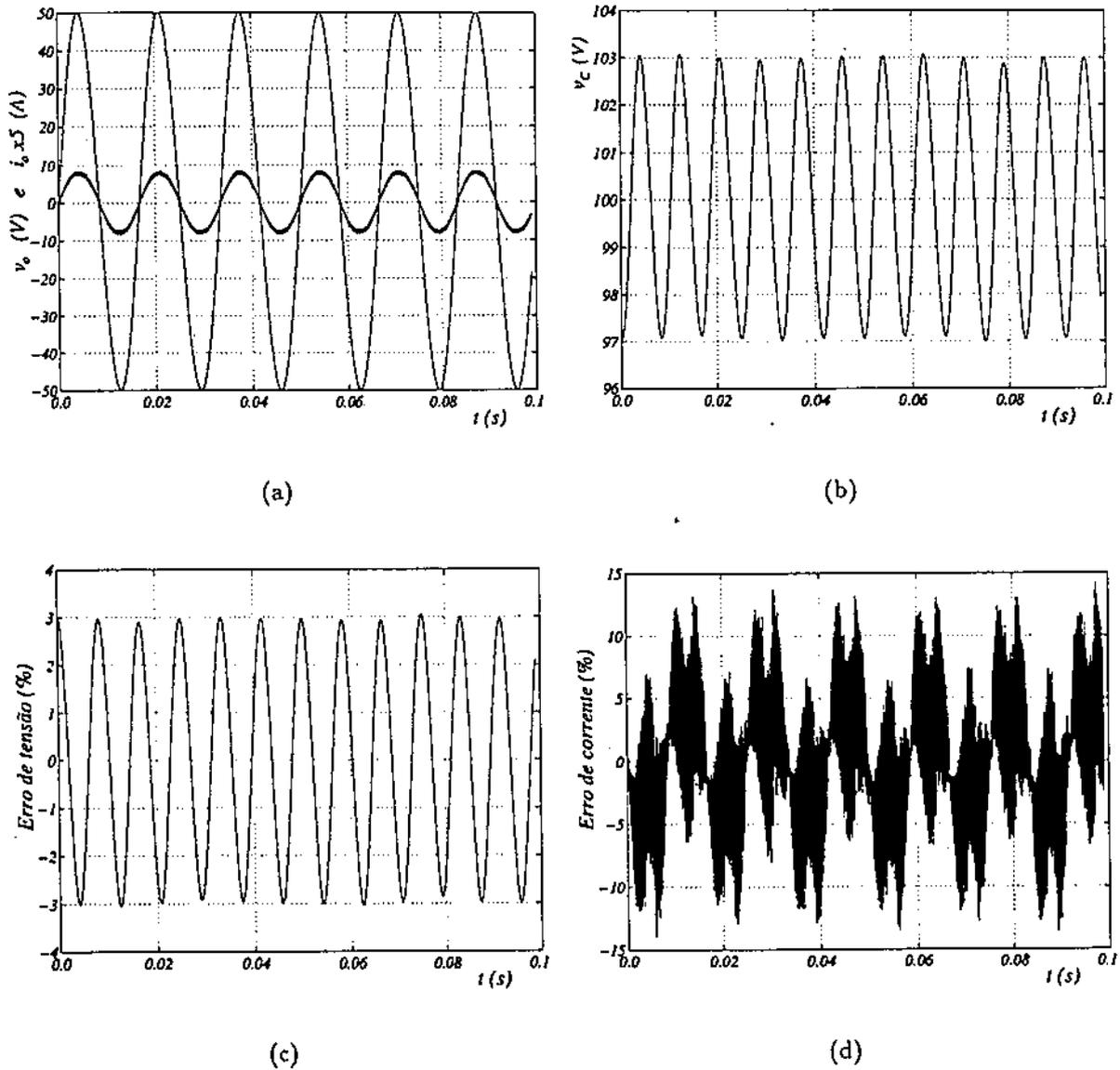


Figura 4.15: Resultados de simulação com Controlador I . Características de operação em regime permanente para conversor $ca/cc/ca$ com três braços: a) Curvas de tensão e de corrente na entrada; b) Tensão no barramento cc ; c) Erro de tensão cc ; d) Erro de corrente ca .

não houve modificação do controlador de tensão utilizado, estas curvas são similares às mostradas nas figuras 4.14b 4.14c. Na figura 4.15d é mostrada a curva de erro de corrente ca , verificando-se que a utilização de um PI estacionário de corrente reduz este a valores situados na faixa de $\pm 12,5\%$. Esta faixa de erro pode ser mais estreita fazendo-se o controlador de corrente mais rápido, o que pode ser obtido facilmente na simulação. Todavia, como é de interesse a implementação do sistema com ganhos, se não iguais aos utilizados na simulação, que tenham valores próximos, optou-se por utilizar ganhos mais baixos que implicam numa banda de passagem mais estreita. Experimentalmente não é possível uma abertura muito larga na banda de passagem do sinal a ser controlado devido à existência de ruído neste sinal e na fonte de tensão.

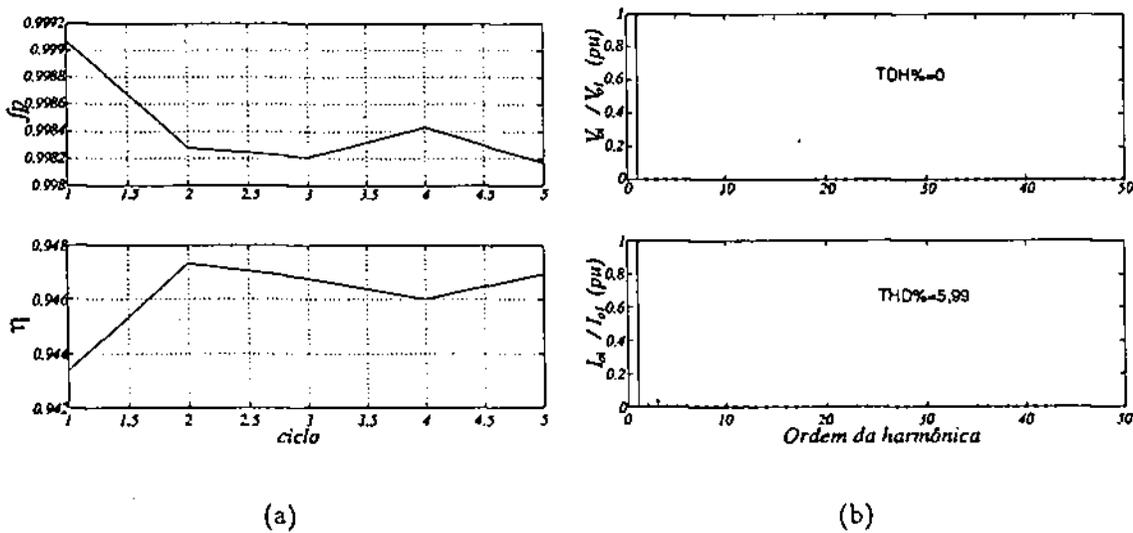


Figura 4.16: Resultados de simulação com Controlador I . Características de desempenho para operação em regime permanente para conversor $ca/cc/ca$ com três braços: a) Fator de potência e rendimento; b) Espectro dos sinais de tensão e de corrente ca .

A avaliação dos resultados obtidos para os parâmetros de desempenho mostram que o fator de potência, ver figura 4.16a, mantém-se próximo da unidade com valores superiores a 0,998, e o rendimento é superior a 94,5%. Na figura 4.16b são ilustrados os espectros de harmônicos das grandezas de entrada tensão e corrente. Na simulação fez-se a tensão da fonte senoidal e a taxa de distorção harmônica na corrente é de 5,99%. Observa-se que a utilização do Controlador I contribui para o controle mais preciso da corrente e para a redução da $TDH\%$. Para o caso mostrado, verifica-se que o 3º harmônico tem a maior amplitude, entretanto, com valor inferior a 4%.

Operação com Controlador *IV*

A utilização do Controlador *I* para corrente fundamental permite o controle da corrente de entrada no conversor *ca/cc/ca* numa faixa de erro satisfatória. Entretanto, é possível reduzir a taxa de distorção harmônica da corrente com a adição de um controlador operado em paralelo com o Controlador *I*. Este novo controlador deverá ser sintonizado para operar em uma outra frequência, mais provavelmente, na do harmônico de maior amplitude. Deste modo, o sistema agora é composto por três controladores: 1° - Controlador de tensão capacitiva; 2° - Controlador *I* sintonizado na frequência fundamental da fonte de tensão da entrada *ca*; e 3° - Controlador *I*, sintonizado no harmônico de baixa ordem e de maior amplitude do sinal da fonte de tensão de entrada *ca*. Desse modo, o controle de corrente é realizado utilizando o Controlador *IV*.

A análise do sinal de tensão realizada em laboratório mostrou que o sinal da fonte de tensão utilizada possui, normalmente, o quinto harmônico como amplitude mais acentuada que a dos outros harmônicos. Assim optou-se pela operação do conversor *ca/ca* utilizando o controlador de corrente harmônica sintonizado no 5° harmônico, ou seja 300Hz .

Os resultados obtidos na simulação são ilustrados nas figuras 4.17 e 4.18, mostrando o comportamento do conversor para alguns ciclos de operação em regime permanente. As curvas de tensão e de corrente na fonte *ca* são apresentadas na figura 4.17a, não se observando alterações com relação aos resultados obtidos quando se utiliza o Controlador *I*. Conclusões similares podem ser tiradas a partir das figuras 4.17b 4.17c, que mostram o comportamento da tensão *cc* assim como o seu erro. Todavia, verifica-se a partir da análise da figura 4.17d que as características de controle de corrente são melhores que as outras apresentadas anteriormente. Observa-se que, apesar de existirem picos de erros esporádicos em torno de 10%, a amplitude do erro situa-se normalmente abaixo de 7%.

A avaliação dos resultados obtidos para os parâmetros de desempenho indica que o fator de potência, (ver figura 4.18a), mantém-se próximo da unidade com valores superiores a 0,9984, e o rendimento é superior a 94,5%. Na figura 4.18b são ilustrados os espectros de harmônicos das grandezas da fonte *ca*. A taxa de distorção harmônica na corrente é reduzida para 5,11%.

4.8 RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Os conversores monofásicos *ca/cc/ca* foram testados usando um sistema baseado num microcomputador (Pentium-266MHz). Para se obterem os resultados experimentais

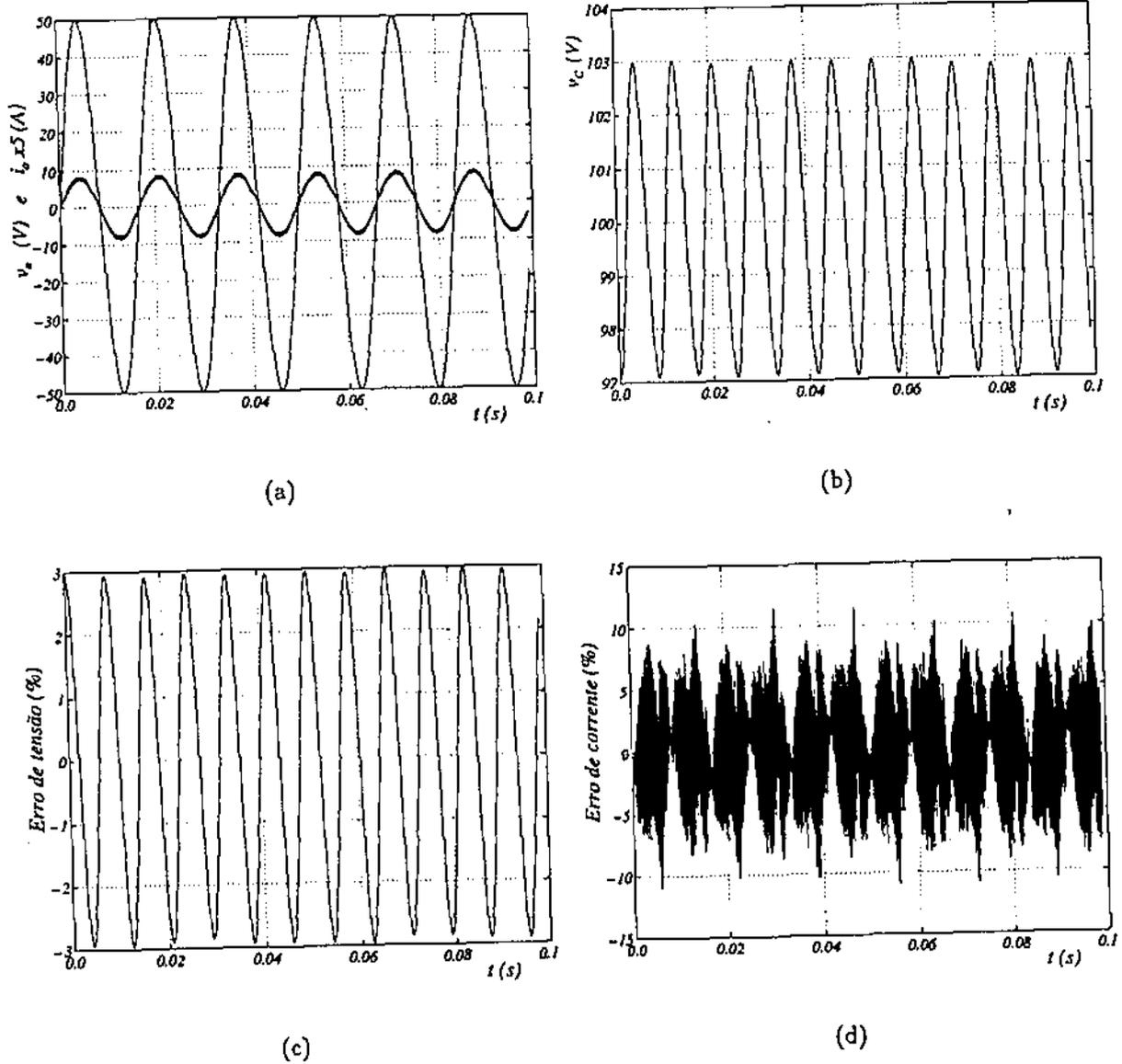


Figura 4.17: Resultados de simulação com Controlador IV. Características de operação em regime permanente para conversor ca/cc/ca com três braços: a) Curvas de tensão e de corrente na entrada; b) Tensão no barramento cc; c) Erro de tensão cc; d) Erro de corrente ca.

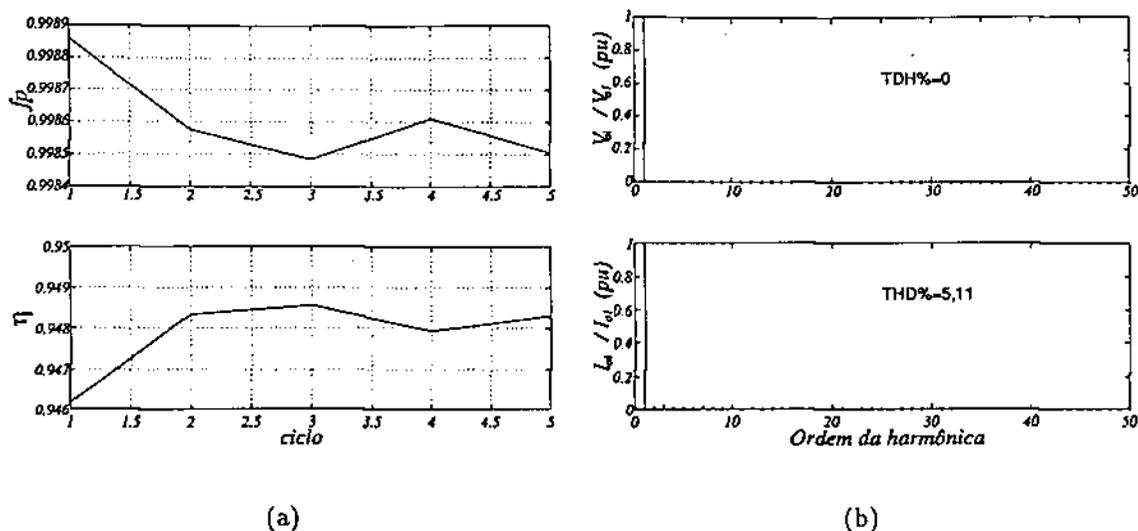


Figura 4.18: Resultados de simulação com Controlador *IV*. Características de desempenho para operação em regime permanente para conversor *ca/cc/ca* com três braços: a) Fator de potência e rendimento; b) Espectro dos sinais de tensão e de corrente na entrada do conversor.

foram escolhidos capacitores e indutância iguais a $C = 1000\mu F$ e $L_o = 6mH$. A frequência de chaveamento empregada foi $10kHz$ e a carga utilizada inicialmente é do tipo *RL*.

Com a carga *RL* são apresentados resultados para os sistemas conversores *ca/cc/ca* com quatro, com três e com dois braços. Para o conversor com três braços são apresentados resultados para as mesmas três condições de operações mostradas nas simulações. Para os conversores com quatro e com dois braços são apresentados resultados utilizando o Controlador *I*, uma vez que se deseja enfatizar a utilização deste controlador, ao mesmo tempo em que são mostradas as vantagens de utilização da estrutura que usa braço compartilhado, mantendo características de operação em ponte completa com número reduzido de chaves.

Na seqüência, são mostrados os resultados experimentais do sistema alimentando um motor de indução monofásico, o qual representa a carga genérica apresentada pelo modelo dinâmico *RLε*.

4.8.1 Operação com Controlador *O*

O conversor com três braços foi implementado utilizando o Controlador *O* para tensão e corrente. O uso do Controlador *O* para a tensão é apropriado, como pode ser visto na figura 4.19a, Este atua mantendo o erro de tensão *cc* numa faixa inferior a 2% , com

exceção de alguns pontos em que ocorre a introdução de ruído de medição, proveniente de diversas fontes (chaveamento, equipamentos eletro-eletrônicos em paralelo com o barramento ca da rede, multiplexação do sinal de aquisição e outros).

Todavia, do mesmo modo que ocorreu na simulação, a utilização do Controlador O para a corrente favorece o aparecimento de erro de corrente bastante acentuado. Verifica-se na figura 4.19b uma faixa de erro de $\pm 50\%$. Este resultado mostra, mais uma vez, que não é apropriada a utilização do Controlador O para controle de grandezas ca .

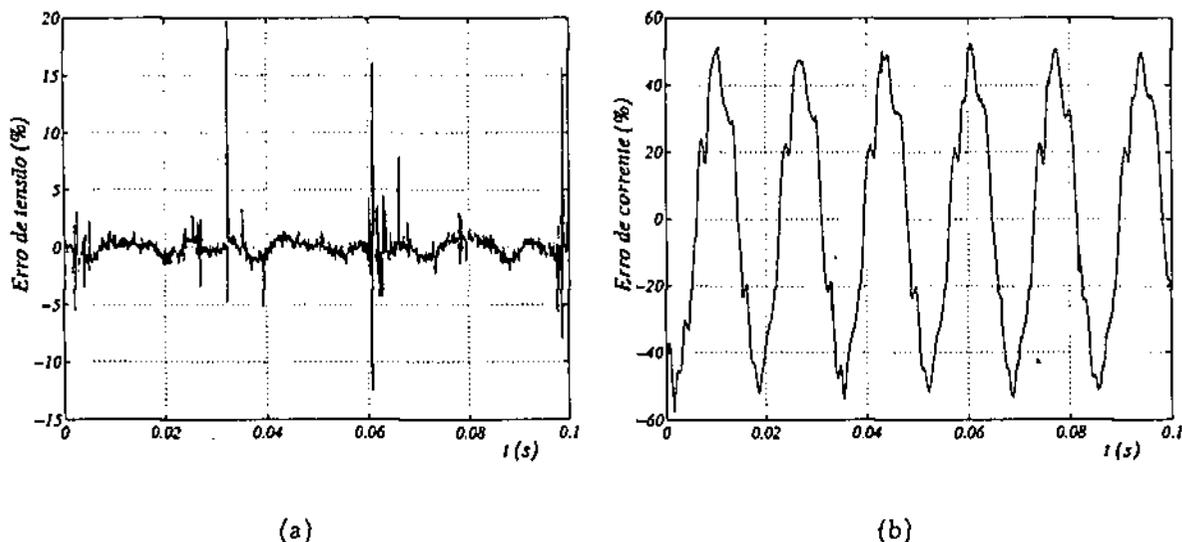


Figura 4.19: Resultados experimentais com Controlador O . Características de operação em regime permanente para conversor $ca/cc/ca$: a) Erro de tensão; b) Erro de corrente.

4.8.2 Operação com Controlador I

As três estruturas de conversores são implementadas usando-se para controle da tensão no elo cc o Controlador O e para controle da corrente o Controlador I . A seguir são apresentadas e avaliadas as curvas características para os conversores com dois, com três e com quatro braços.

Conversor $ca/cc/ca$ monofásico com dois braços

A implementação de um conversor $ca/cc/ca$ com dois braços foi realizada, sendo investigada a operação em meia ponte.

Na figura 4.20a são ilustradas as curvas de tensão e de corrente no barramento ca da fonte. A operação do controlador de corrente, nesta estrutura, é realizada de forma

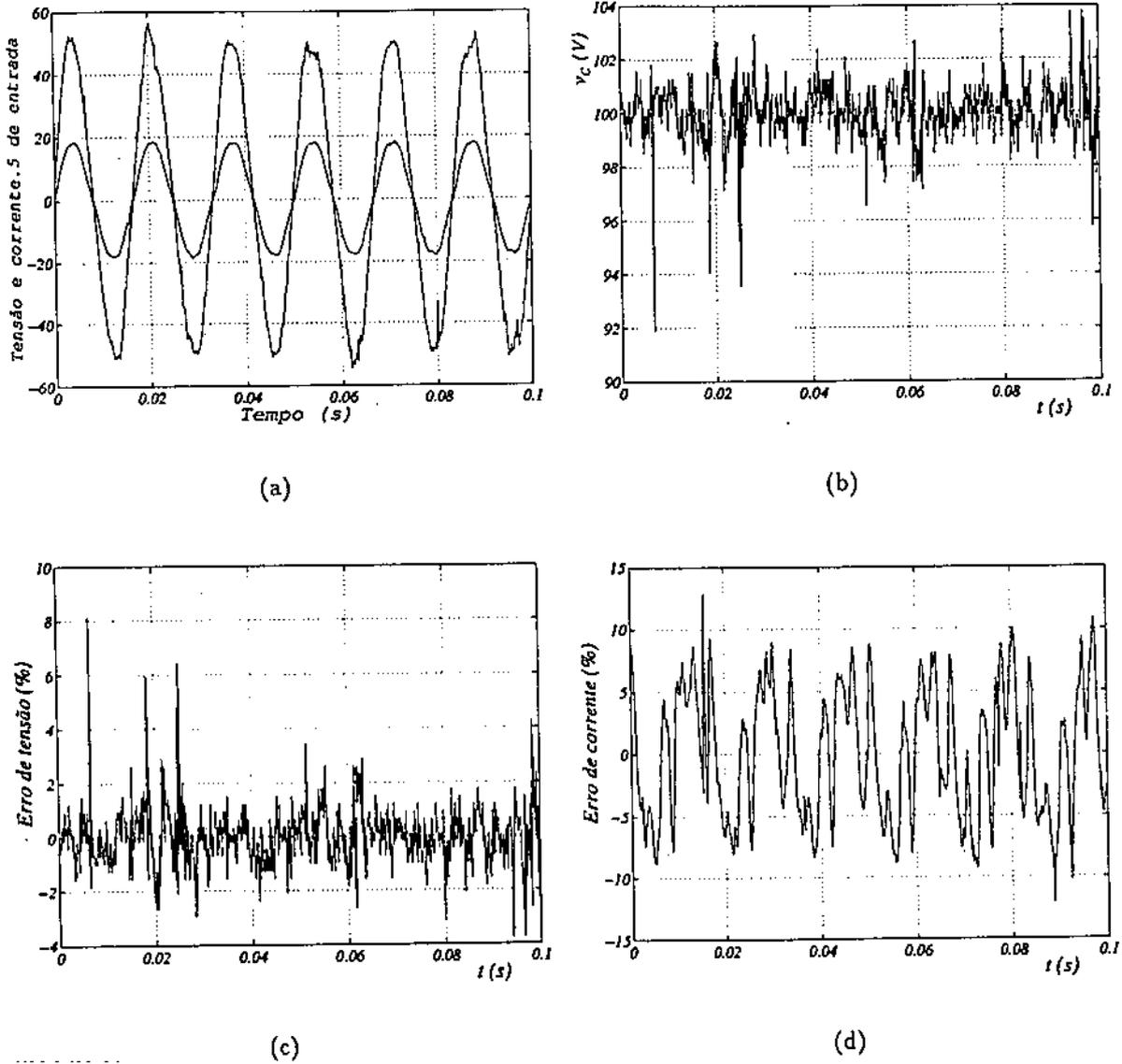


Figura 4.20: Resultados experimentais com Controlador I. Características de operação em regime permanente para conversor $\tilde{c}\tilde{a}/cc/ca$ com dois braços: a) Curvas de tensão e de corrente na entrada; b) Tensão no barramento cc; c) Erro de tensão cc; d) Erro de corrente ca.

eficaz, assim como o controlador de tensão, como pode ser visto na figura 4.20*b*. Na tensão do barramento cc verifica-se a existência de ondulações resultantes de várias frequências, que são múltiplos da frequência da fonte e da carga. A análise do espectro deste sinal confirma esta avaliação. Verifica-se ainda que os harmônicos da corrente da fonte e da carga também exercem influência sobre esta tensão, assim como o ângulo de fase da corrente de carga. A equação (4.35) expressa esta dependência, pois o fluxo de corrente do capacitor define as ondulação de tensão no mesmo.

Na figura 4.20*c* é mostrada a curva de erro da tensão cc , observando-se que esta é limitada à faixa de $\pm 2,5\%$, à exceção de alguns pontos que excedem estes valores devido ao erro, inserido na medição, causado por ruído. A figura 4.20*d* ilustra o erro de corrente. Este resultado confirma a boa atuação do Controlador I , mesmo considerando-se a realização do erro de sintonia por falta, motivado pela existência acentuada de ruído e distorção no sinal da tensão da rede. Com esta sintonia, a banda de passagem do controlador se torna mais estreita e os harmônicos e ruídos são atenuados na ação de controle. No entanto, isto compromete a velocidade de atuação do controlador, que no caso é reduzida, como mostra o estudo realizado no capítulo 2.

As características de desempenho, fator de potência e rendimento do conversor $ca/cc/ca$, para alguns ciclos de operação em regime permanente, são mostradas na figura 4.21. O controle do fator de potência é realizado sempre próximo da unidade com valores sempre superiores a 0,9975. Para os mesmos ciclos o rendimento é, em todo o tempo superior a 0,882.

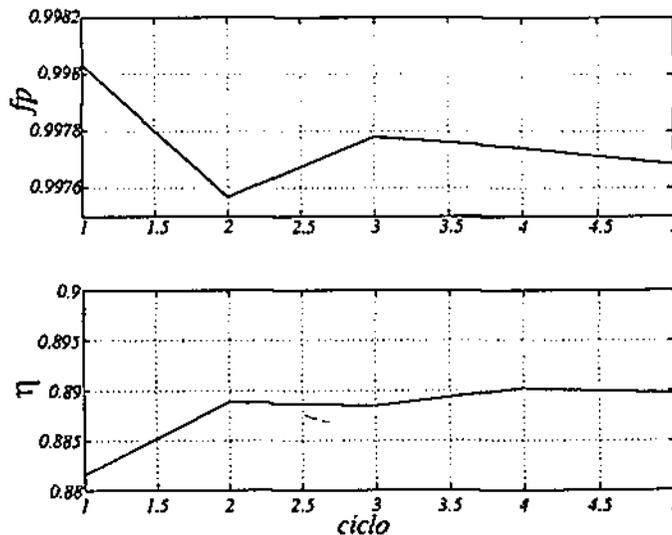


Figura 4.21: Resultados experimentais com Controlador I . Características de desempenho para operação em regime permanente para conversor $ca/cc/ca$ com dois braços: Fator de potência e rendimento.

Conversor ca/cc/ca monofásico com três braços

A topologia com número reduzido de chaves e composta por três braços é implementada. Na figura 4.22a são ilustradas as curvas de tensão e de corrente no barramento ca da fonte. A sobreposição destas curvas indica o controle do fator de potência, verificando-se que as duas curvas estão em fase.

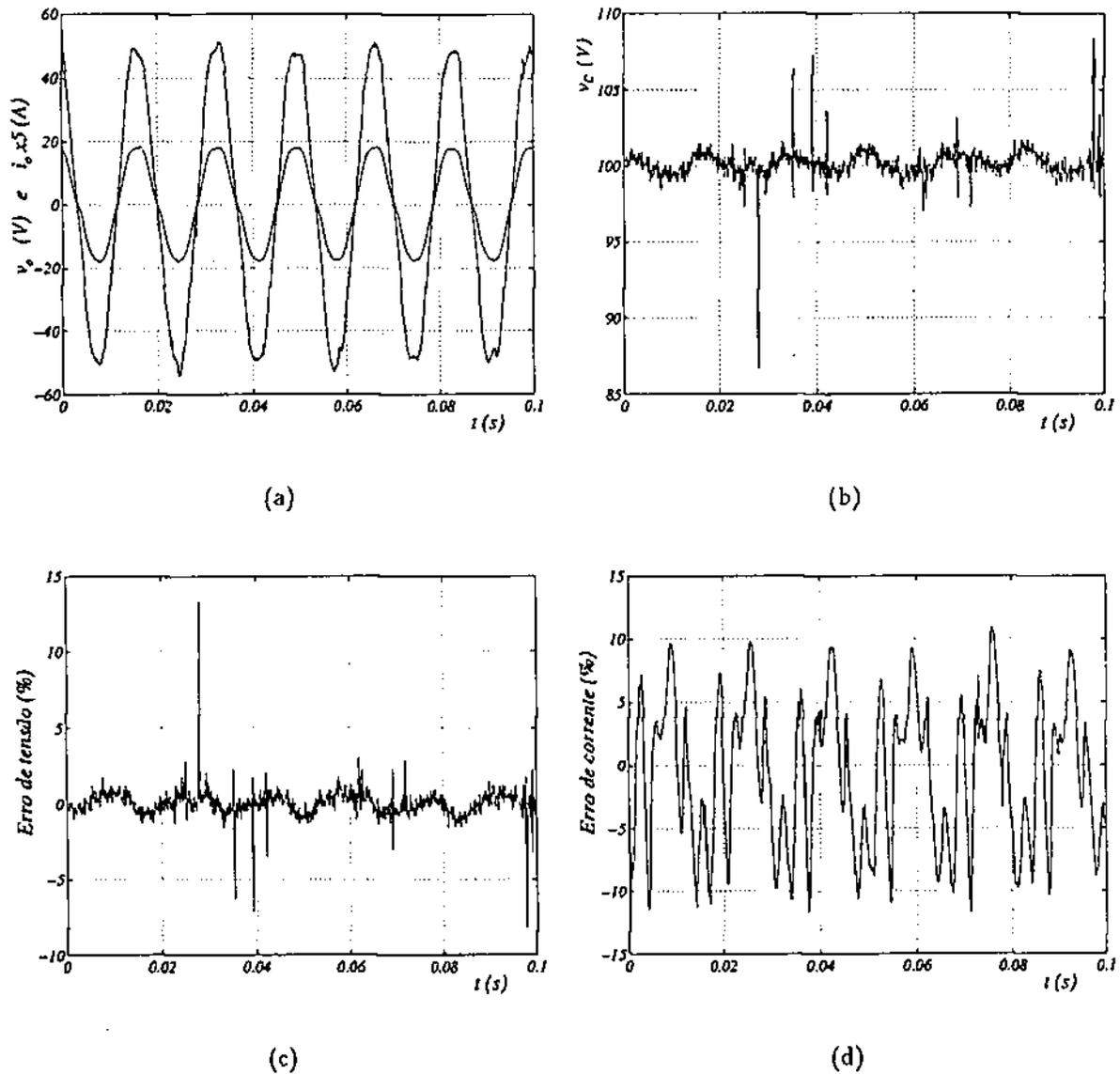


Figura 4.22: Resultados experimentais com Controlador I. Características de operação em regime permanente para conversor ca/cc/ca com três braços: a) Curvas de tensão e de corrente na entrada; b) Tensão no barramento cc; c) Erro de tensão cc; d) Erro de corrente ca.

A curva da tensão no elo cc, ilustrada na figura 4.22b, permanece em torno da referência desejada, 100V. A ondulação da tensão é em torno de $\pm 1,5V$ o que representa

$\pm 1,5\%$ de erro, como mostrada na figura 4.22c. Este valor é inferior ao obtido com a estrutura com dois braços, uma vez que a utilização do braço compartilhado evita a circulação da corrente da fonte e da carga pelos capacitores, passando a circular por este terceiro braço. A curva da figura 4.22d mostra que o erro de corrente é bem comportado mesmo sob a influência de uma tensão bastante distorcida, mantendo-se dentro de uma faixa de $\pm 10\%$.

As curvas dos parâmetros de desempenho ilustradas na figura 4.23 registram valores médios superiores a 0,998 e 87,6% para fator de potência e rendimento, respectivamente. O exame detalhado destas características mostra que somente a curva de rendimento apresentou uma redução aproximada de 1% quando comparado com o resultado obtido para o conversor de dois braços. Esta redução é justificada pela inserção de mais um par de chaves ao circuito, promovendo naturalmente o aumento das perdas de condução e de chaveamento do conversor.

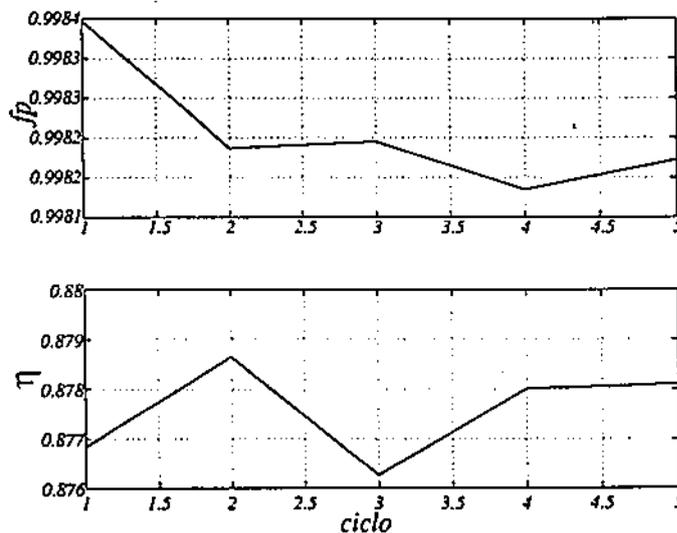


Figura 4.23: Resultados experimentais com Controlador I . Características de desempenho para operação em regime permanente para conversor $ca/cc/ca$ com três braços: Fator de potência e rendimento.

Conversor $ca/cc/ca$ monofásico com quatro braços

A operação em ponte completa de retificador e inversor é implementada usando a estrutura ilustrada na figura 4.10, composta por quatro braços.

Na figura 4.24a são ilustradas as curvas de tensão e de corrente no barramento ca da fonte. A curva da tensão no barramento cc é ilustrada na figura 4.24b, e na figura 4.24c é ilustrada a curva de erro percentual desta tensão. Ao se comparar estes

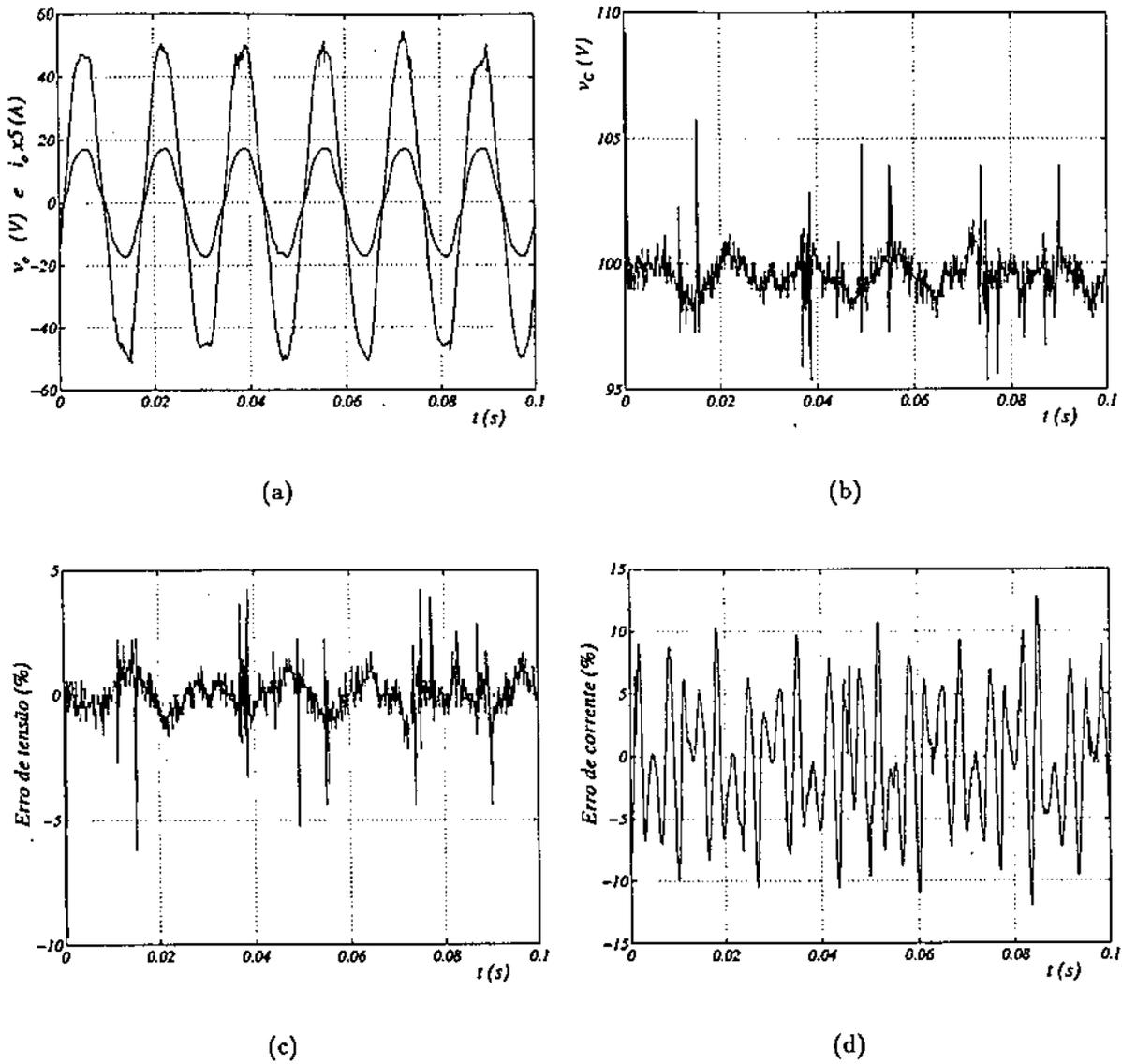


Figura 4.24: Resultados experimentais com Controlador I . Características de operação em regime permanente para conversor $ca/cc/ca$ com quatro braços: a) Curvas de tensão de corrente na entrada; b) Tensão no barramento cc ; c) Erro de tensão cc ; d) Erro de corrente ca .

resultados com os obtidos com o conversor com três braços vê-se que eles são similares. O erro de corrente obtido ficou limitado ao máximo em 10%, como pode ser visto na figura 4.24d.

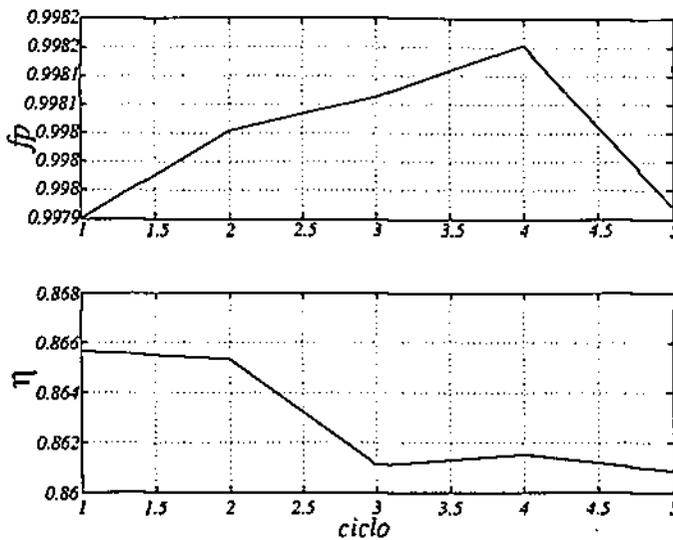


Figura 4.25: Resultados experimentais com Controlador I. Características de desempenho para operação em regime permanente para conversor ca/cc/ca com quatro braços: Fator de potência e rendimento.

As curvas de desempenho do conversor ca/cc/ca, para alguns ciclos de operação em regime permanente, são mostradas na figura 4.25. As curvas de fator de potência e rendimento possuem valores médios superiores a 0,998 e 86%, respectivamente.

Verificando-se, portanto, que as curvas características para a estrutura de conversor com quatro braços são similares às obtidas para o conversor com três braços. A análise comparativa destas curvas mostra que somente a característica de rendimento apresentou mudanças, com a redução aproximada de 1,5% do rendimento do conversor.

Análise similar foi realizada para o conversor com três braços. E assim como ocorreu com aquele conversor, a adição de mais um braço contribui naturalmente para o aumento das perdas. Observa-se uma queda de rendimento, entre a estrutura em meia ponte e em ponte completa, de aproximadamente 2,5%.

Operação com Controlador IV

A utilização do Controlador I para controle da corrente de entrada apresenta resultados satisfatórios. Entretanto, alguns harmônicos de corrente de ordem baixa contribuem para distorção do sinal. Um controlador sintonizado na frequência do 5º harmônico é introduzido ao sistema e os resultados obtidos são apresentados a seguir.

Na figura 4.26a são ilustradas as curvas de corrente ca medida e desejada. Observa-se que a corrente ca da fonte acompanha a corrente de referência com um pequeno erro de fase para quase todo o período, exceto nas regiões de máximo e de mínimo. Verificou-se que este aumento do erro é consequência da ondulação da tensão no capacitor que resulta na distorção da corrente, com a inserção de harmônicos indesejáveis. A utilização do Controlador IV contribuiu para a redução do erro de corrente como pode ser verificado na figura 4.26b. A faixa de erro mostrada na figura 4.26b é mais estreita que as mostradas nas figuras 4.19b e 4.22b quando se utilizaram os controladores O ou I , confirmando inclusive os resultados obtidos em simulação.

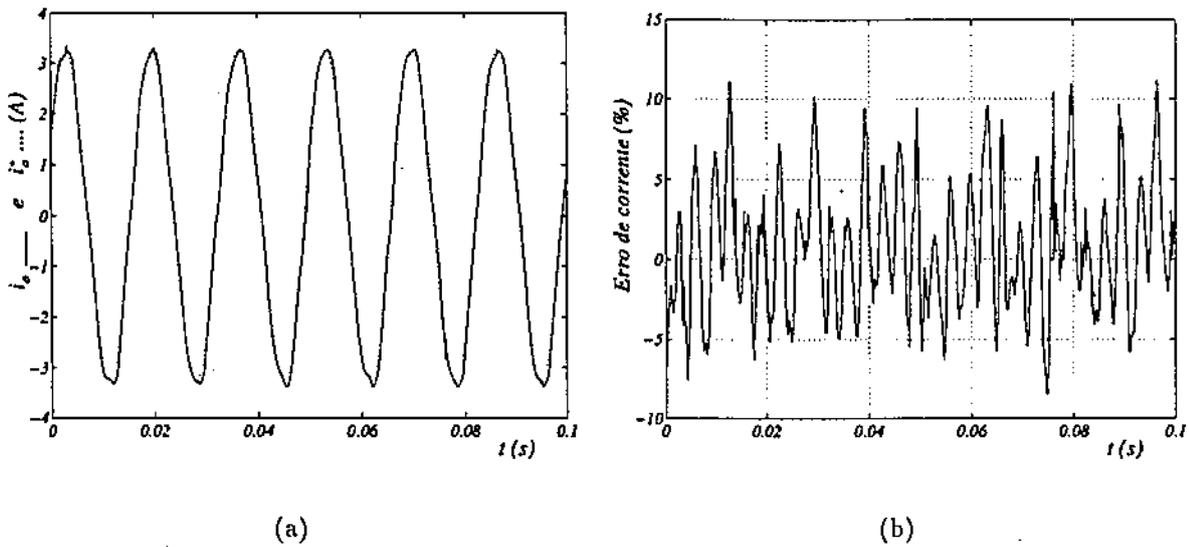


Figura 4.26: Resultados experimentais com Controlador IV . Características de operação em regime permanente para conversor $ca/cc/ca$ com três braços: a) Curvas da corrente ca , real e de referência; b) Erro de corrente ca .

A partir destes resultados são traçadas as curvas de desempenho do conversor ca/ca . Na figura 4.27a são ilustradas as curvas de fator de potência e rendimento que possuem média superiores a 0,998 e 91%, respectivamente. Na figura 4.27b são ilustrados os espectros de harmônicos das grandezas de entrada tensão e corrente. Verifica-se que a amplitude dos harmônicos de corrente de ordem inferior é bastante pequena, (ver harmônicos do 3º ao 7º), resultando numa taxa de distorção harmônica percentual também baixa mesmo quando o conversor é alimentado com uma tensão distorcida.

Foram feitos ainda outros ajustes nos controladores de corrente harmônica para redução das distorções na corrente da fonte ca . Para isso foram atribuídos valores de ganhos de modo que a relação k_{ih}/k_{ph} fosse variada. Observou-se que, para cada valor

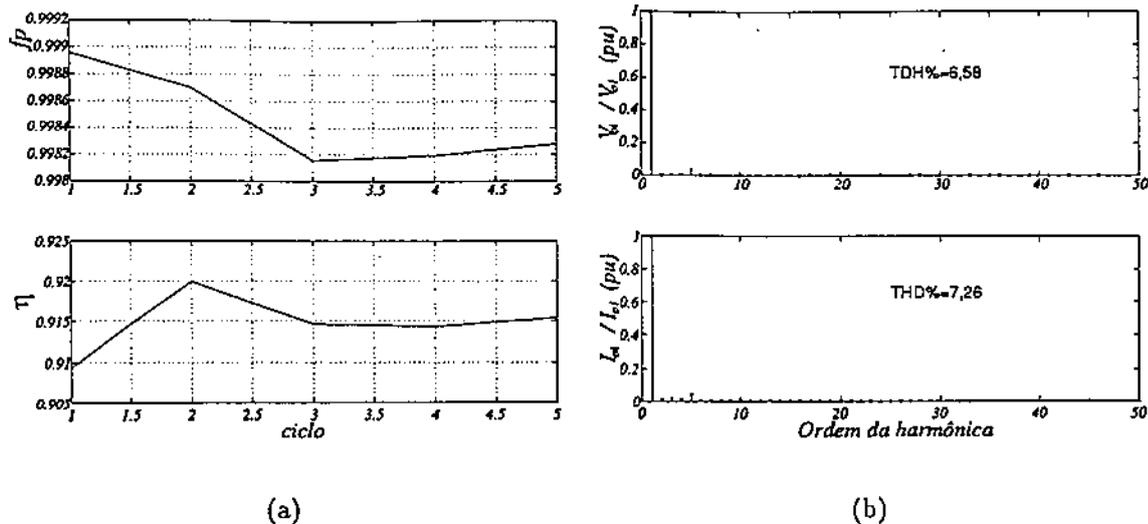


Figura 4.27: Resultados experimentais com Controlador *IV*. Características de desempenho para operação em regime permanente para conversor *ca/cc/ca* com três braços: a) Fator de potência e rendimento; b) Espectro dos sinais de tensão e de corrente na entrada do conversor.

de k_{ph} escolhido, existia uma faixa de ganhos k_{ih} que mantinha a operação do sistema instável, tornando a faixa de ajuste de ganhos descontínua. Este fenômeno também foi observado no estudo teórico realizado no capítulo 2.

Para o sistema usando somente o Controlador *I*, esta dificuldade de ajuste não acontece. Com o sistema, utilizando somente este controlador, observou-se a resposta deste a variações da relação k_i/k_p . Neste caso observou-se que estas variações causavam distorções na corrente *ca* para faixa de ajuste à direita ou à esquerda do ponto escolhido para posicionamento dos pólos. Apesar do aumento da distorção da corrente a estabilidade do sistema é mantida, justificando este aumento pelo fato de se ter o controlador mais lento ou muito rápido. A resposta lenta do controlador favorece a distorção devido ao atraso que é aplicado para acompanhar a corrente de referência enquanto o controlador rápido permite a passagem de sinais numa banda de frequência maior, atuando o controlador nos harmônicos devido ao chaveamento e ao ruído.

Corrente no capacitor

A análise dos resultados experimentais usando o Controlador *I* apresentada até então, mostra que as características de operação em regime permanente são muito similares, qualquer que seja a estrutura do conversor considerada. Isto confirma a avaliação analítica apresentada pelas equações que descrevem a operação em regime permanente.

Entretanto, a partir da análise das equações de corrente no capacitor para cada estrutura de conversor, mostra-se que as estruturas com quatro e três braços possuem somente corrente com o dobro das frequências da fonte e da carga além dos termos harmônicos devido ao chaveamento.

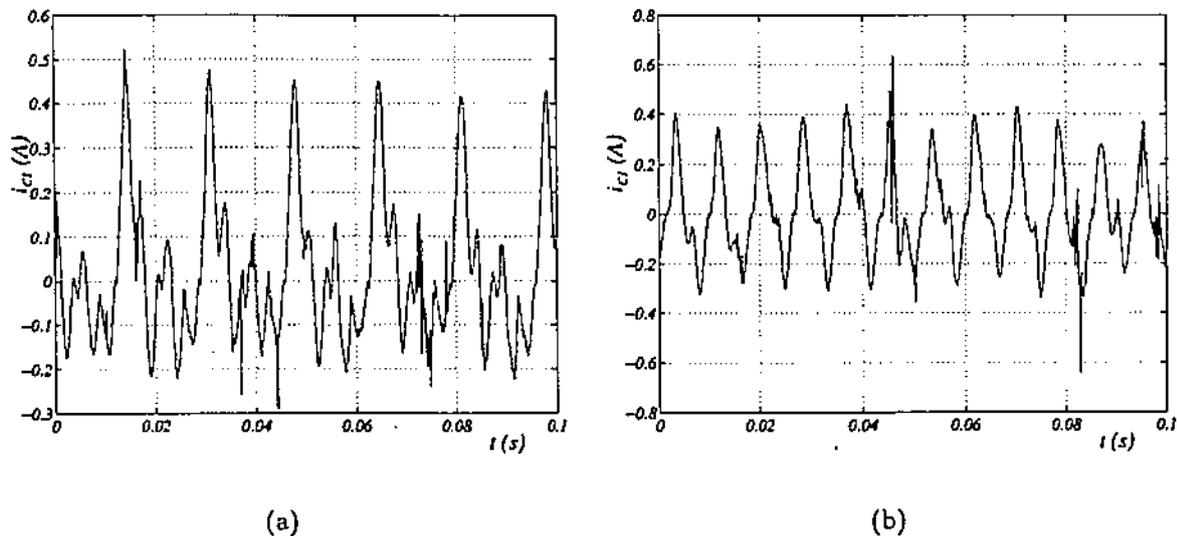


Figura 4.28: Curvas das correntes no capacitor: a) conversor com três braços; b) conversor com quatro braços.

Nas figuras 4.28(a-b) são ilustradas as curvas de corrente no capacitor do elo cc das estruturas com três e quatro braços (figuras 4.5 e 4.3). Nestas curvas, apesar da ligeira diferença na forma, a avaliação do espectro delas mostra que possuem as mesmas componentes fundamentais e harmônicas. A diferença apresentada graficamente, ocorre devido à existência de fases diferentes para a tensão e para a corrente de carga com relação à tensão e à corrente da fonte, como pode ser visto analiticamente. Com a fonte e a carga operando na frequência de 60Hz a componente que aparece para a frequência fundamental na corrente do capacitor é de 120Hz .

Por outro lado, o estudo analítico da estrutura com dois braços (figura 4.4), mostrou que na corrente de capacitor existe o termo com a mesma frequência fundamental da fonte de tensão. A figura 4.29 ilustra a curva de corrente no capacitor superior. O exame do espectro de frequência desta curva mostra a existência da componente de 60Hz na corrente do capacitor, além do termo harmônico de segunda ordem, com amplitudes bastante elevadas. Esta característica ratifica a vantagem de utilização do conversor com três braços, devido à redução de estresse no capacitor.

A análise da equação (4.35) mostra que o pior caso de operação do conversor com dois braços ocorre quando a fonte e carga operam com defasamento de 180° entre si.

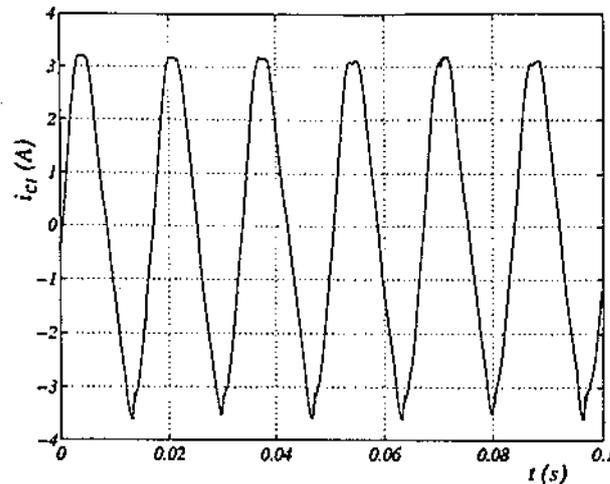


Figura 4.29: Curva da corrente no capacitor para conversor com dois braços

Isto ocorrendo, a corrente do capacitor do elo cc atinge a sua maior amplitude. Nos casos investigados para conversores com três e quatro braços esta defasagem não exerce influência na corrente do capacitor. Deste modo, conclui-se que para manter o nível de ondulação no barramento cc constante, o uso da estrutura do conversor $ca/cc/ca$ em meia ponte requer o dimensionamento de capacitores maiores quando comparados aos utilizados para a estrutura com três braços.

4.8.3 Conversor com Três Braços Usando Controlador I e Alimentando um Motor de Indução

As investigações anteriores foram realizadas usando cargas RL . A seguir são apresentados os resultados experimentais do conversor $ca/cc/ca$ alimentando um motor de indução monofásico. Neste caso, escolheu-se a estrutura com três braços porque esta permite obter características de operação superiores à de dois braços e tem quantidade reduzida de componentes.

A figura 4.30 mostra os resultados obtidos. Na figura 4.30a é ilustrada a curva da tensão no barramento cc . Devido o aumento da corrente de carga observa-se uma ondulação de $\pm 3V$, no entanto a tensão é controlada em torno do valor desejado. Na figura 4.30b são mostradas as correntes, real e de referência, sobrepostas, verificando-se um controle muito bom da corrente. Isto é confirmado na curva da figura 4.30c onde é mostrado o erro percentual entre a corrente desejada e a medida.

Na figura 4.30d é ilustrada a corrente na carga. Observa-se que a corrente na carga tem uma componente fundamental em $60Hz$; no entanto, esta deslocada da fase da corrente na entrada. Este deslocamento é resultante da aplicação de uma tensão nos

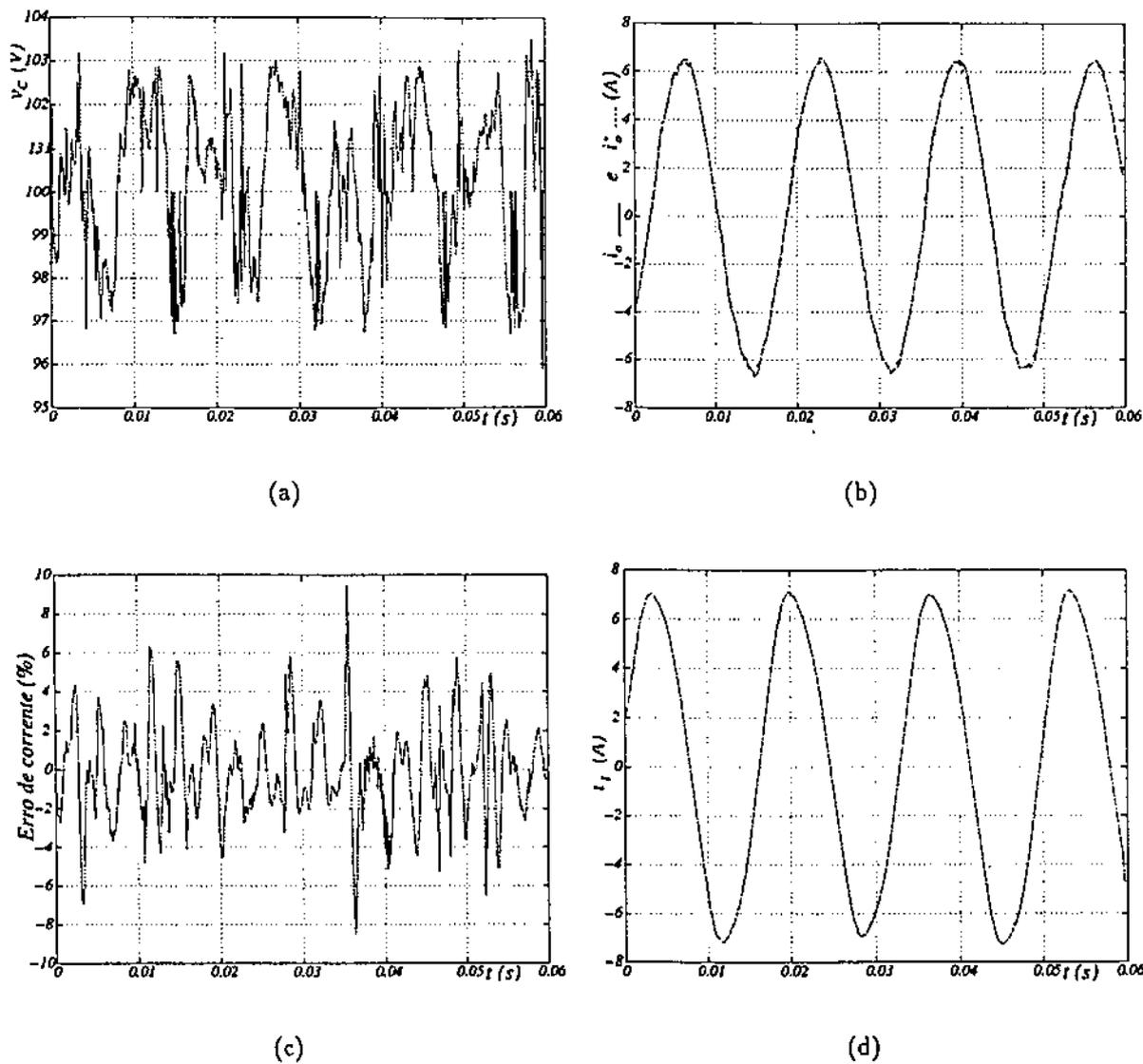


Figura 4.30: Resultados experimentais com Controlador I. Características de operação em regime permanente para conversor ca/cc/ca com três braços alimentando um motor de indução: a) tensão no barramento cc; b) Corrente ca de referência e medida; c) Erro de corrente ca; d) Corrente de carga.

terminais da carga com a mesma frequência da tensão da rede porém com fase distinta.

Desse modo é mostrada uma aplicação prática dos conversores *ca/cc/ca* aqui investigados utilizando a estratégia de controle proposta. O acionamento de motores de indução monofásicos com velocidades variáveis é utilizado, cada dia mais, e a possibilidade de operação do conversor visto como uma carga resistiva, é uma característica bastante desejada.

4.9 CONCLUSÕES

Neste capítulo foram investigados os conversores monofásicos *ca/cc/ca* reversíveis, resultante da combinação de um retificador e um inversor usando topologia de ponte completa e em meia ponte. Um total de três estruturas são avaliadas, sendo uma estrutura formada por retificador e inversor compondo duas pontes completas e constituída por quatro braços. Uma segunda, que emula o comportamento de ponte completa com três braços, sendo um braço compartilhado pelo retificador e pelo inversor; e uma terceira estrutura, com retificador e inversor em meia ponte, constituído de dois braços. Para ação de controle em malha fechada do retificador todas as três estruturas foram avaliadas usando os Controladores *O*, *I* e *IV* para a corrente e o Controlador *O* para a tensão *cc*, com a operação destes controladores em cascata.

Os modelos dinâmicos das três estruturas dos conversores foram apresentados e estudos analíticos das correntes nos capacitores foram efetuados. Foi confirmado, por meio de resultados experimentais, que a estrutura com três braços tem a vantagem de possuir um braço a menos e mantém a mesma característica de corrente no capacitor da estrutura com quatro braços. Verificou-se também que para fornecimento da mesma corrente de carga, a estrutura com três braços pode usar capacitâncias menores que a estrutura com dois braços, uma vez que a existência do braço compartilhado favorece a redução da corrente no capacitor e, por consequência, a ondulação da tensão. Esta característica também favorece a redução de estresse no capacitor, aumentando a sua vida útil.

Ainda no sentido de reduzir a ondulação da tensão no capacitor, foram realizados testes considerando o ajuste do controlador de tensão. Todavia, o aumento de velocidade do controlador de tensão é limitado porque a saída deste serve de entrada para o controlador de corrente e as relações de velocidade entre estes controladores devem ser obedecidas para evitar perda de sincronismo, resultando na distorção da corrente.

Nas estruturas com três e quatro braços foi aplicado o conceito de fator de distribuição para definição da estratégia de modulação da largura de pulsos utilizadas.

Em seguida foram propostos algoritmos para definição das larguras dos pulsos objetivando o controle da tensão *PWM* nos terminais do retificador com o aproveitamento da máxima tensão do barramento, permitindo ainda, a redução da taxa de distorção harmônica com a aplicação do conceito de fator de distribuição. Os algoritmos propostos foram definidos para aplicação em modulação escalar ou em modulação vetorial, sendo apresentados os princípios para definição dos períodos referentes aos intervalos de condução de cada chave.

A partir dos resultados experimentais mostrados, verificou-se que a técnica *PWM* proposta para controle da tensão operou corretamente. A atuação dos controladores *I* e *IV* foram satisfatórias. As melhores características foram obtidas com a utilização do Controlador *IV*; no entanto, confirmou-se, com o uso deste, que existem regiões intermediárias de sintonia que levaram o conversor a uma região de instabilidade, limitando a sintonia do controlador a uma faixa definida. No entanto, quando se usou somente o Controlador *I* no sistema; este operou de modo estável para uma ampla faixa de ganhos, contribuindo somente para uma maior distorção da corrente quando deslocou o posicionamento dos pólos à direita ou à esquerda do melhor ponto encontrado.

Concluindo-se então, que o conversor com três braços pode ser o mais indicado para as aplicações em sistemas monofásicos quando se deseja tensões e frequências variáveis, e o Controlador *I* o mais indicado para aplicações em ambientes onde existam distorção harmônica e variação paramétrica.

Capítulo 5

CONVERSORES *ca/cc/ca* MULTINVERSORES

5.1 INTRODUÇÃO

Estudos anteriores têm demonstrado que é possível se implementar sistemas inversores e retificadores empregando conversores com quantidade reduzida de componentes, [18], [43], [45], [51], [52], [53] e [54].

No capítulo anterior foram examinadas três estruturas de conversores *ca/cc/ca* os quais permitem fluxo bidirecional de potência, controle do fator de potência, controle da corrente *ca* da fonte e da tensão no elo *cc*. Duas das configurações apresentadas têm a estrutura com quantidade reduzida de componentes. Observa-se, todavia, que um bom compromisso, entre quantidade de componentes e características de tensão e de corrente, é obtido com a topologia com três braços.

Às vezes, em aplicações industriais são requeridas múltiplas fontes para múltiplas cargas elétricas como por exemplo, vários motores monofásicos operando em frequências diferentes. Uma solução direta, neste caso, consiste em repetir a configuração padrão composta de quatro braços, resultando num retificador em ponte completa e estruturas redundantes de inversores em ponte completa alimentados por este retificador. Esta solução, resulta numa configuração de conversor com uma quantidade de componentes muito grande.

Neste capítulo, serão discutidas duas configurações de sistemas conversores *ca/cc/ca* que permitem uma redução no número de dispositivos de potência em comparação com a solução direta. Os dois sistemas conversores apresentados têm como características a reversibilidade de potência e uma quantidade mínima de componentes os quais têm múltiplas saídas, de modo que as cargas monofásicas possuam controle de tensão inde-

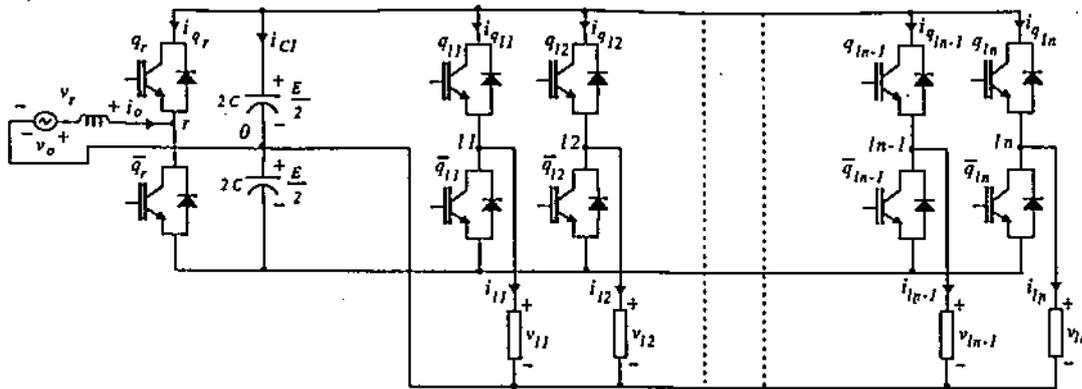


Figura 5.1: Sistema com múltiplos inversores monofásicos, configuração A.

pendentes. O primeiro sistema conversor usa a topologia de múltiplos conversores de um único braço com ponto comum na conexão intermediária do banco de capacitores que compõem o elo cc. O segundo sistema conversor também usa múltiplos conversores com um braço mas neste caso um braço extra é compartilhado por todos os conversores.

As principais características dos sistemas conversores são apresentadas, assim como resultados de simulação e experimental comprovando a viabilidade do sistema.

5.2 SISTEMA CONVERSOR

As duas configurações de conversores ca/cc/ca monofásicos, com múltiplas saídas, aqui apresentados, são ilustradas nas figuras 5.1 e 5.2. Na figura 5.1 é apresentada a configuração A que compreende o barramento da fonte monofásica ca, um retificador de entrada (chaves q_r e \bar{q}_r), um banco de capacitor no barramento cc e n cargas monofásicas alimentadas por n inversores, (chaves q_{ij} e \bar{q}_{ij} e $j = 1$ a n). Note que nesta configuração a fonte ca e as cargas estão conectados ao ponto intermediário do banco de capacitores de modo que todos os conversores têm somente um braço.

A figura 5.2 mostra a configuração B, a qual também compreende o barramento da fonte monofásica ca, um retificador de entrada (chaves q_r , \bar{q}_r , q_a e \bar{q}_a), um banco de capacitor para o barramento cc e n cargas monofásicas alimentadas por n inversores, (chaves q_{ij} , \bar{q}_{ij} com $j = 1$ a n , q_a e \bar{q}_a). Observa-se que as chaves q_a e \bar{q}_a são as que compõem o braço extra o qual é compartilhado pelo retificador e pelos inversores.

Como proposta de comparação é mostrada na figura 5.3 a configuração em que são utilizadas topologias em ponte completa para cada conversor do sistema. Salienta-se, nesse caso, o uso de conversores formados por dois braços sem nenhum braço comum.

Para todos os conversores o estado de condução das chaves pode ser representado por uma variável homônima binária $q_r, \bar{q}_r, q'_r, \bar{q}'_r, q_{ij}, \bar{q}_{ij}, q'_{ij}, \bar{q}'_{ij}, q_a$ e $\bar{q}_a \in \{0, 1\}$, onde

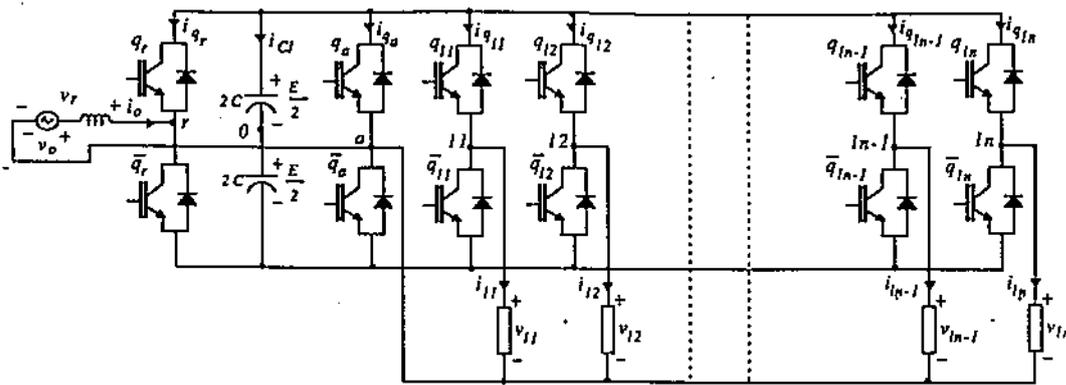


Figura 5.2: Sistema com múltiplos inversores monofásicos, configuração B.

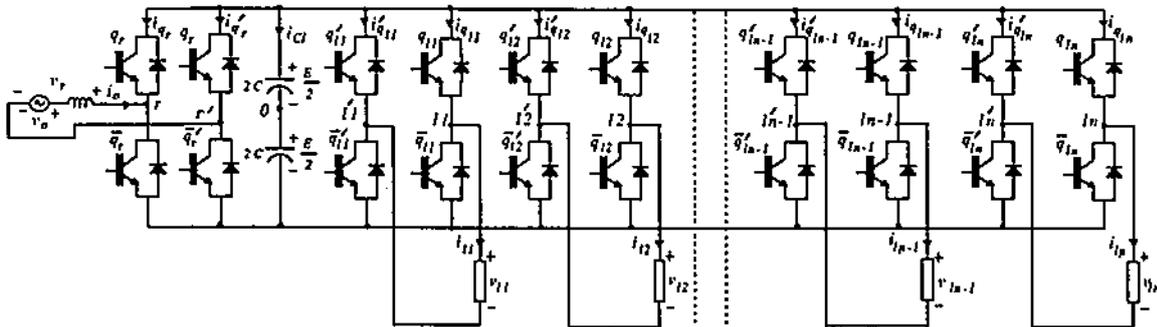


Figura 5.3: Sistema com múltiplos inversores monofásicos, configuração padrão.

$q = 1$ indica a chave fechada enquanto $q = 0$ representa a chave aberta. Os pares $q_r - \bar{q}_r$, $q'_r - \bar{q}'_r$, $q_{lj} - \bar{q}_{lj}$, $q'_{lj} - \bar{q}'_{lj}$ e $q_a - \bar{q}_a$ são complementares, logo $\bar{q}_r = 1 - q_r$, $\bar{q}'_r = 1 - q'_r$, $\bar{q}_{lj} = 1 - q_{lj}$, $\bar{q}'_{lj} = 1 - q'_{lj}$ e $\bar{q}_a = 1 - q_a$.

5.3 CONTROLE PWM DA CONFIGURAÇÃO A

5.3.1 Tensões Geradas Pelos Conversores

Considerando a configuração ilustrada na figura 5.1, a tensão de pólo nos terminais do retificador (v_r) e nos terminais das cargas (v_{lj} , para cargas genéricas j , $j = 1, \dots, n$) a depender dos estados de condução das chaves de potência podem ser expressas em termos das variáveis binárias q_r e q_{lj} previamente definidas como

$$v_r = v_{r0} = (2q_r - 1) \frac{E}{2} \quad (5.1)$$

$$v_{lj} = v_{lj0} = (2q_{lj} - 1) \frac{E}{2} \quad (5.2)$$

onde E é a tensão no elo cc, v_{r0} e v_{lj0} são as tensões nos terminais do retificador e da carga, respectivamente, referida ao ponto intermediário do barramento cc. Deste

modo, todas as expressões onde o índice j aparece deve ser entendido que se refere à j' ésima carga e que ele varia de 1 a n .

5.3.2 Controle das Tensões PWM

Nesta configuração cada braço do sistema conversor forma um conversor. Então, se as tensões desejadas no retificador e no inversor são v_r^* e v_{lj}^* , elas podem ser expressas da mesma forma que as tensões das equações (4.16) e (4.17).

As durações dos pulsos com largura τ_m para o conversor m , (onde $m = r$ ou $m = lj$ representa retificador e inversores, respectivamente), durante os quais as chaves q_m devem se manter conduzindo para obtenção das tensões desejadas nos terminais do conversor são obtidas de forma genérica por

$$\tau_m = \frac{T}{2} + \frac{T}{E} v_m^* \quad (5.3)$$

que é similar à equação (4.22). Desse modo, a análise do sistema com configuração A é realizada de modo análogo à apresentada para a estrutura com retificador e inversor em meia ponte do capítulo 4, diferenciando-se somente no número de inversores utilizados.

5.3.3 Corrente no Capacitor

Considerando-se as contribuições das correntes instantâneas da fonte ca e das cargas, a corrente média no capacitor superior do elo cc da figura 5.1 tem a expressão genérica

$$\bar{i}_{c1} = \bar{i}_{oc1} - \bar{i}_{ljc1} \quad (5.4)$$

A equação (5.4), expressa em termos das potências instantâneas da fonte e das cargas sobre um período de chaveamento T , é dada por

$$\bar{i}_{c1} = \frac{p_o^*}{E} - \sum_{j=1}^n \frac{p_{lj}^*}{E} + \frac{\bar{i}_o}{2} - \sum_{j=1}^n \frac{\bar{i}_{lj}}{2} \quad (5.5)$$

As potências p_o^* e p_{lj}^* têm uma componente contínua e uma componente oscilatória com frequências $2\omega_e$ e $2\omega_{lj}$, onde ω_e e ω_{lj} são as frequências nos terminais do retificador e das cargas, como pode ser visto nas equações (4.33) e (4.34). Portanto, a corrente \bar{i}_{c1} tem componente contínua e componentes oscilatórias: os termos com $2\omega_e$ e $2\omega_{lj}$ (devido a $\frac{p_o^*}{E}$ e $\frac{p_{lj}^*}{E}$) e os termos com ω_e e ω_{lj} (devido a $\frac{1}{2}\bar{i}_o$ e $\frac{1}{2}\bar{i}_{lj}$). A componente contínua deve ser nula pois a potência média fornecida pelo retificador é absorvida pelos inversores.

5.4 CONTROLE *PWM* DA CONFIGURAÇÃO *B*

5.4.1 Tensões Geradas Pelos Conversores

As tensões no lado dos terminais do retificador, v_r , e no lado dos terminais da carga, v_{ij} (para $j = 1$ a n) são dadas por

$$v_r = v_{r0} - v_{a0} = [(2q_r - 1) - (2q_a - 1)] \frac{E}{2} \quad (5.6)$$

$$v_{ij} = v_{ij0} - v_{a0} = [(2q_{lj} - 1) - (2q_a - 1)] \frac{E}{2} \quad (5.7)$$

onde E é a tensão no elo *cc*, v_{r0} , v_{ij0} e v_{a0} são as tensões nos terminais do retificador, das cargas e do braço comum, respectivamente, referidas ao ponto intermediário do barramento *cc*, 0.

5.4.2 Controle das Tensões *PWM*

Modulação escalar

As larguras de pulsos dos sinais de comando das chaves podem ser diretamente calculadas da tensão referida ao ponto intermediário do elo *cc*, as quais são dadas pelas tensões desejadas. Se estas tensões de fase são especificadas como v_r^* e v_{ij}^* , logo, as tensões de pólo de referência podem ser expressas por

$$v_{r0}^* = v_r^* + v_{a0}^* \quad (5.8)$$

$$v_{ij0}^* = v_{ij}^* + v_{a0}^* \quad (5.9)$$

Nota-se que estas equações não podem ser resolvidas quando v_{a0}^* não é especificado.

Um controle independente de v_r e v_{ij} pode ser obtido especificando-se $v_{a0}^* = 0$. Neste caso, as equações (5.8) e (5.9) ficam na forma

$$v_{r0}^* = v_r^* \quad (5.10)$$

$$v_{ij0}^* = v_{ij}^* \quad (5.11)$$

Isto corresponde à mesma capacidade de tensão obtida para o sistema conversor mostrado na figura 5.1.

A partir desta consideração é possível se conceder uma estratégia de controle que permita modificar a capacidade de tensão do sistema conversor por meio de uma seleção apropriada de v_{a0}^* . Neste caso o valor especificado para v_{a0}^* é dependente de v_r^* e v_{ij}^* .

Uma escolha simples é

$$v_{a0}^* = E/2 - v_{\max}^* \text{ se } v_{\max}^* \geq 0 \quad (5.12)$$

$$v_{a0}^* = E/2 \text{ se } v_{\max}^* < 0 \quad (5.13)$$

onde $v_{\max}^* = \max\{v_r^*, v_{lj}^*\}$.

As larguras de pulsos τ_r , τ_{lj} e τ_a , durante os quais as chaves q_r , q_{lj} e q_a devem ser mantidas conduzindo, são

$$\tau_r = \frac{T}{2} + \frac{T}{E} v_{r0}^* \quad (5.14)$$

$$\tau_{lj} = \frac{T}{2} + \frac{T}{E} v_{lj0}^* \quad (5.15)$$

$$\tau_a = \frac{T}{2} + \frac{T}{E} v_{a0}^* \quad (5.16)$$

A figura 5.4a mostra os sinais de gatilho das chaves obtidos para $n = 2$, usando-se as equações (5.14) a (5.16). As tensões v_{r0} , v_{l10} , v_{l20} e v_{a0} são calculadas previamente pelo algoritmo considerando o caso em que $v_{\max}^* = v_r^*$. Para este caso particular é usado o índice o nas variáveis.

O período de aplicação de tensão nula, correspondente às mesmas tensões v_{r0} e v_{a0} pode ser localizado no começo (t_{oig}) ou no final (t_{ofg}) do período de chaveamento de modo a minimizar a distorção harmônica. De forma análoga, o período correspondente ao de aplicação de tensão nula, para as tensões v_{lj0} e v_{a0} pode ser deslocado e localizado no início (t_{oilj}) ou no final (t_{oflj}) do período de chaveamento.

Assume-se que m é um subíndice genérico que pode assumir os valores r ou lj para indicar o conversor de entrada ou da carga. Desse modo, aplicando o princípio de determinação do tempo total de aplicação de tensão nula mostrado por [50] (veja figura 5.4a), tem-se que

$$t_{om} = t_{oim} + t_{ofm} = T - \tau_{\max m} + \tau_{\min m} \quad (5.17)$$

onde

$$t_{oim} = \tau_{\min m} \quad (5.18)$$

$$t_{ofm} = T - \tau_{\max m} \quad (5.19)$$

$$\tau_{\max m} = \max\{\tau_m, \tau_a\} \quad (5.20)$$

$$\tau_{\min m} = \min\{\tau_m, \tau_a\} \quad (5.21)$$

O fator de distribuição μ_m ($0 \leq \mu_m \leq 1$) é introduzido

$$\mu_m = t_{oim}/t_{om} \quad (5.22)$$

e usado para deslocar o período de aplicação de tensão nula, de modo que este possa ser aplicado no começo [$t_{oim} = \mu_m t_{om}$] ou no fim do período de chaveamento [$t_{ofm} = (1 - \mu_m)t_{om}$].

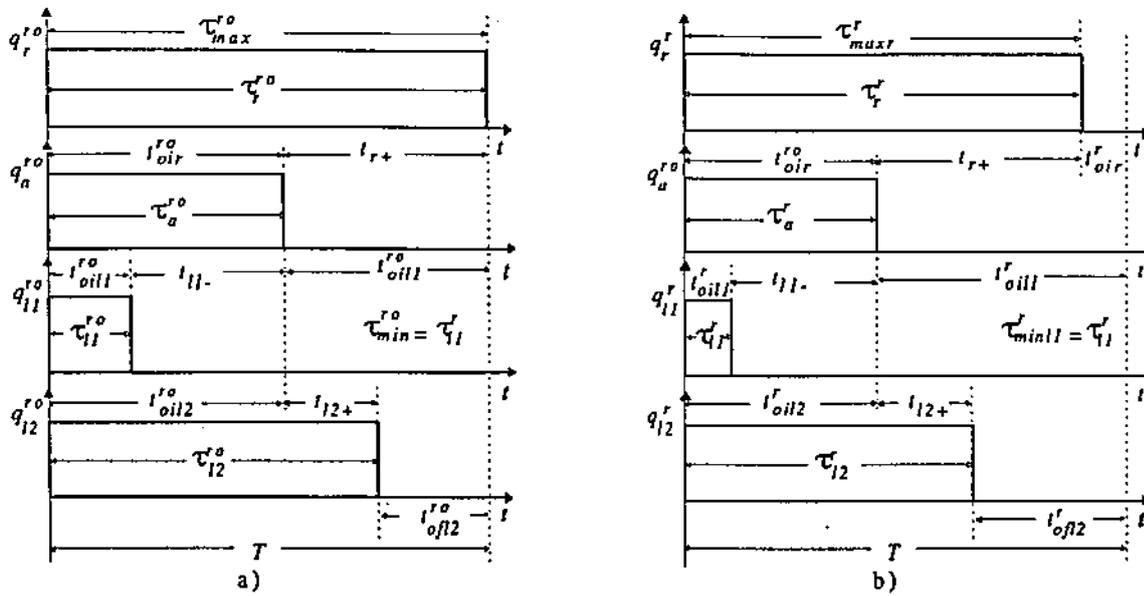


Figura 5.4: Larguras de pulsos τ_r , τ_{11} , τ_{12} e τ_a ; a) Fixando ($\mu_r = 1$). b) Roda livre aplicada ($\mu_r = 0,8$) para o lado da carga.

O fator de distribuição pode ser deslocado utilizando um fator de deslocamento de largura de pulso τ_μ o qual é adicionado a todas as larguras de pulsos. Note que o fator de distribuição do retificador (μ_r) e o fator de distribuição da carga (μ_{ij}) são mutuamente dependentes. Entretanto, é sempre possível escolher para μ_r ou μ_{ij} valores arbitrários que variam numa faixa de $[0, 1]$.

Considerando que m denota um conversor genérico (retificador ou inversor), é proposto o algoritmo descrito a seguir, possibilitando a definição da largura de pulso:

- Passo 1. Inicialmente determina-se a maior amplitude de tensão

$$v_{max}^* = \max\{v_m^*, v_{ij}^*\} \quad (5.23)$$

e a menor amplitude de tensão

$$v_{min}^* = \min\{v_m^*, v_{ij}^*\} \quad (5.24)$$

dentre o conjunto de tensões de referências v_r^* e v_{ij}^* ;

- Passo 2. Verifica-se a condição de funcionalidade, isto é, se $|v_{max}^*| \leq E$ e $|v_{min}^*| \leq E$ e $v_{max}^* - v_{min}^* \leq E$. Se existe falha neste teste, logo deve-se PARAR a operação do

sistema. Se não existe falha neste teste o sistema está APTO a operar e deve-se passar para o próximo passo;

- Passo 3. Se $v_{\max}^* \leq 0$ então fixa-se v_{a0} , isto é, faz-se $v_{a0}^* = E/2$, $v_{r0}^* = v_r^* + E/2$ e $v_{ij0}^* = v_{ij}^* + E/2$;
- Passo 4. Se $v_{\max}^* > 0$ então fazem-se as tensões de referência de pólo (v_{r0}^* ou v_{ij0}^*) associado a v_{\max}^* igual a $E/2$. Das tensões de referência de fase (v_r^* e v_{ij}^*) e das tensões de referências de pólo, calcula-se v_{a0}^* usando-se uma das equações (5.8) ou (5.9). Obtido v_{a0}^* e ainda usando as equações (5.8) ou (5.9), calcula-se a tensão a ser aplicada ao ponto intermediário do braço extra;
- Passo 5. Da equação (5.16) calcula-se a largura de pulso inicial τ_r^o , τ_{ij}^o e τ_a^o , onde o índice o indica valor inicial;
- Passo 6. Determina-se a menor e a maior largura de pulso local

$$\tau_{\max m}^o = \max \{ \tau_m^o, \tau_a^o \} \quad (5.25)$$

$$\tau_{\min m}^o = \min \{ \tau_m^o, \tau_a^o \} \quad (5.26)$$

respectivamente. O tempo total de aplicação de tensão zero,

$$t_{om} = \tau_{\min m}^o + T - \tau_{\max m}^o = t_{oim}^o + t_{ofm}^o \quad (5.27)$$

e a menor largura de pulso geral

$$\tau_{\min}^o = \min \{ \tau_r^o, \tau_{ij}^o, \tau_a^o \} \quad (5.28)$$

- Passo 7. Escolhe-se o fator de distribuição para o conversor, $\mu_m = t_{oim}^m / t_{om}$, e calcula-se o deslocamento da largura do pulso,

$$\tau_{\mu m} = \mu_m t_{om} - \tau_{\min m}^o \quad (5.29)$$

tal que

$$-\tau_{\min}^o \leq \tau_{\mu m} \leq 0 \quad (5.30)$$

ou simplesmente escolhe-se um μ_m tal que $\tau_{\min m}^o / t_{om} \leq \mu_m \leq (\tau_{\min m}^o - \tau_{\min}^o) / t_{om}$ e calcula-se

$$\tau_{\mu m} = \mu_m t_{om} - \tau_{\min m}^o \quad (5.31)$$

- Passo 8. Calculam-se as novas larguras de pulsos $\tau_r^m = \tau_r^o + \tau_{\mu r}$, $\tau_a^m = \tau_a^o + \tau_{\mu r}$ e $\tau_{ij}^m = \tau_{ij}^o + \tau_{\mu m}$.

Como um exemplo, a figura 5.4b ilustra o caso para $n = 2$ onde as larguras de pulsos mostradas na figura 5.4a são modificadas para $\tau_r^r = \tau_r^o + \tau_{\mu r}$, $\tau_a^r = \tau_a^o + \tau_{\mu r}$, $\tau_{i2}^r = \tau_{i2}^o + \tau_{\mu r}$ e $\tau_a^r = \tau_a^o + \tau_{\mu r}$, onde $\tau_{\mu r}$ é especificado para obter $\mu_r = 0,8$.

5.4.3 Modulação baseada na tensão de fase

Para o sistema de conversão a geração do sinal de gatilhamento para o conversor m ($m = r$ ou $m = lj$) pode ser baseada na geração de uma tensão monofásica na fonte ou nas cargas. O conversor m possui quatro valores de tensões: duas tensões ativas $\bar{v}_{m+} = E$ (para $q_m = 1$ e $q_a = 0$) e $\bar{v}_{m-} = -E$ (para $q_m = 0$ e $q_a = 1$); e duas tensões nulas $\bar{v}_{mi} = 0$ (para $q_m = 1$ e $q_a = 1$) e $\bar{v}_{mj} = 0$ (para $q_m = 0$ e $q_a = 0$).

Considerando que a tensão de referência de fase é v_m^* e o período de amostragem é T então, pode-se escrever que

$$v_m^* = \frac{t_{m+}}{T} \bar{v}_{m+} \text{ se } v_m^* > 0 \quad (5.32)$$

$$v_m^* = \frac{t_{m-}}{T} \bar{v}_{m-} \text{ se } v_m^* \leq 0 \quad (5.33)$$

Portanto, t_{m+} e t_{m-} são dados por

$$t_{m+} = T \frac{v_m^*}{E} \text{ e } t_{m-} = 0 \text{ se } v_m^* > 0 \quad (5.34)$$

$$t_{m-} = -T \frac{v_m^*}{E} \text{ e } t_{m+} = 0 \text{ se } v_m^* \leq 0 \quad (5.35)$$

Nesta ordem, para obtenção de intervalo de amostragem constante T , os vetores nulos são aplicados para o resto do intervalo de amostragem, t_{om} , isto é

$$t_{om} = t_{oim} + t_{ofm} = T - t_{m+} - t_{m-} \quad (5.36)$$

Desse modo, o fator de distribuição é definido por

$$\mu_m = \frac{t_{oim}}{t_{om}} \quad (5.37)$$

e as equações dadas em (5.8) e (5.9) podem ser satisfeitas por ambos os conversores, o retificador e o inversor. Com esta proposta, a relação entre larguras dos pulsos e pesos dos períodos t_{m+} e t_{m-} são derivados

$$\tau_m = t_{m+} + t_{oim} \quad (5.38)$$

$$\tau_a = t_{m-} + t_{oim} \quad (5.39)$$

Usando previamente esta relação, isto resulta em

$$v_{a0}^* = \frac{E}{T} (t_{m+} + \mu_m t_{om} - \frac{T}{2}) - v_m^* \quad (5.40)$$

Logo, para definir a modulação por largura de pulso baseada na tensão do retificador, os seguintes passos devem ser acompanhados:

- Passo 1. Das equações (5.34) e (5.35), calcula-se t_{m+} e t_{m-} ;
- Passo 2. Escolhe-se μ_m e calcula-se v_{a0}^* por meio da equação (5.40);
- Passo 3. Testa-se se v_{a0}^* está no intervalo $-\frac{E}{2} - v_{\min} \leq v_{a0}^* \leq \frac{E}{2} - v_{\max}$, se $v_{\min} \leq 0$ e $v_{\max} \geq 0$ ou $-\frac{E}{2} \leq v_{a0}^* \leq \frac{E}{2}$, se $v_{\min} > 0$ e $v_{\max} < 0$; se isto é verdade calcula-se t_{om} e t_{oim} a partir das equações (5.36) e (5.37). Se esta condição não satisfaz escolhe-se outro valor de μ_m e reinicia-se a partir do Passo 2.

5.4.4 Capacidade de Tensão

A capacidade máxima de tensão para operação em regime permanente de $2n + 1$ conversores [figura 5.2] é obtida quando o braço a está grampeado ($v_{a0}^* = 0$). Neste caso, a amplitude máxima da tensão senoidal de cada fase é $E/2$. A máxima amplitude da tensão para os conversores na figura 5.1 é também $E/2$. Enquanto para um conversor padrão em ponte completa [veja figura 5.2] a amplitude máxima é E . No entanto, o uso de v_{a0}^* permite a capacidade máxima de tensão do conversor m e \bar{m} ($m \neq \bar{m}$) que é dada por $V_m + V_{\bar{m}} = E$, onde V_m e $V_{\bar{m}}$ são as amplitudes das tensões no retificador ou na carga. Para entendimento dessa afirmação cita-se como exemplo:

i) se $V_m = V_{\bar{m}} = V$ portanto todos os conversores podem assumir a amplitude máxima $V = E/2$, que corresponde a $v_{a0}^* = 0$;

ii) se a amplitude máxima da tensão nos terminais do retificador é $V_r = 3E/4$ portanto $V_{ij} = E/4$. Isto aumenta a capacidade de tensão nos terminais do retificador aproximando-se do valor obtido para o retificador em ponte completa.

5.4.5 Corrente no Braço Compartilhado

Na configuração B um braço é compartilhado por todos os conversores. Para este braço a corrente média \bar{i}_{q_a} sobre a chave q_a é dada por

$$\bar{i}_{q_a} = \left(\frac{v_{a0}^*}{E} + \frac{1}{2} \right) (\bar{i}_o - \sum_{j=0}^n \bar{i}_{ij}). \quad (5.41)$$

Então, a corrente que passa através das chaves do braço compartilhado é maior que a corrente nas outras chaves. Todavia, para operação $v_{a0}^* = 0$, a corrente \bar{i}_{q_a} tem fator de $1/2$ que reduz a corrente para operação contínua do conversor. As análises para a corrente $\bar{i}_{\bar{q}_a}$ na chave \bar{q}_a é similar

5.4.6 Corrente no Capacitor

Quando se utiliza a configuração *B*, a corrente média no capacitor é igual a

$$\bar{i}_c = v_r^* \bar{i}_o \frac{1}{E} - \sum_{j=1}^n [v_{ij}^* \bar{i}_{ij} \frac{1}{E}] \quad (5.42)$$

ou em termos das potências instantâneas

$$\bar{i}_c = \frac{p_o^*}{E} - \sum_{j=1}^n \frac{p_{ij}^*}{E} \quad (5.43)$$

A expressão da corrente \bar{i}_c (5.43) tem somente as componentes oscilatórias $2\omega_r$ e $2\omega_{ij}$. Logo, diferentemente do conversor da figura 5.1, a corrente no capacitor não possui as componentes de frequências fundamentais, assim como os conversores em ponte completa da figura 5.3.

5.5 DISTORÇÃO HARMÔNICA

A avaliação da taxa de distorção harmônica, *TDH*, apresentada para os capítulos anteriores mostrou que na configuração *B* esta é maior que a obtida para a configuração padrão, mas é menor que a obtida para a configuração *A*. Conseqüentemente, quando se deseja um sistema conversor com número de chaves reduzido e com a distorção mínima, a configuração *B* é naturalmente a mais indicada, uma vez que ela mantém o compromisso entre quantidade reduzida de componentes e baixa distorção.

5.6 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO

A seguir são apresentados resultados de simulação para o sistema conversor na configuração *B*, composto por um retificador e dois inversores alimentando duas cargas distintas. Um programa escrito em linguagem *C* foi desenvolvido especificamente para realização deste estudo. Os parâmetros utilizados para obtenção das características de operação são: $C = 1000\mu F$, $L_o = 6mH$ e a frequência de chaveamento de $10kHz$ e, como carga, foram utilizados dois motores de indução monofásicos que tem capacitor permanente no enrolamento auxiliar.

A análise da operação por simulação é apresentada usando a seguinte condição de controle. Um controlador do tipo *PI* (Controlador *O*) para controle da tensão no elo *cc* e o Controlador *I* descrito no capítulo 2 para a corrente da fonte *ca*. As cargas operam com controle em malha aberta, aplicando-se tensões com amplitudes e frequências desejadas nos terminais das cargas.

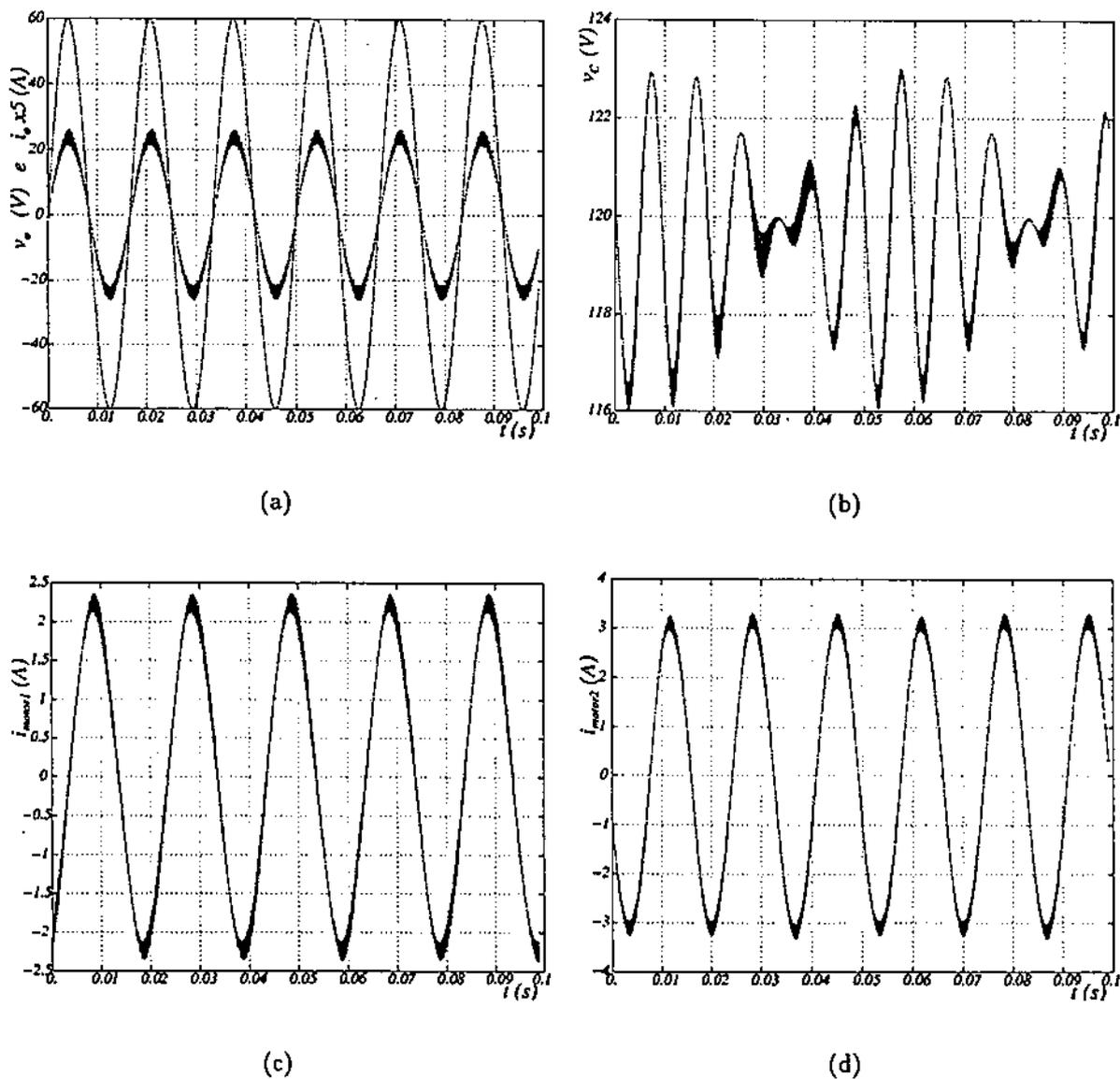


Figura 5.5: Resultados de simulação do sistema conversor ca/cc/ca com múltiplas cargas. Características de regime permanente: a) Curvas de tensão e de corrente na entrada; b) Tensão no barramento cc; c) Corrente no motor 1; d) Corrente no motor 2.

Na figura 5.5a são ilustradas as curvas de tensão e de corrente *ca* na entrada do sistema conversor. Observa-se, a partir destas curvas, que o sistema opera com a corrente em fase com a tensão. Na figura 5.5b é ilustrada a curva de tensão *cc*, observando-se que a mesma é controlada em torno do valor desejado, 120V. No entanto verifica-se a presença de componentes oscilatórias nesta tensão. Isto acontece devido às componentes oscilatórias das potências instantâneas da fonte e das cargas, presentes em conversores *ca/cc/ca* monofásicos. Estas componentes são independentes e, por conseqüência não estão em fase, principalmente porque as cargas operam com freqüências diferentes. As ondulações podem ser reduzidas utilizando capacitores maiores.

As figuras 5.5c e 5.5d mostram o comportamento, em regime permanente, das correntes nos motores que compõem as cargas para cada um dos inversores.

As curvas da figura 5.6 mostram os erros decorrentes da utilização do sistema. Na figura 5.6a são ilustradas, sobrepostas, as curvas das correntes de referência e medida na fonte *ca*. Devido à histerese da corrente medida verifica-se que a curva da corrente de referência não é percebida, exceto quando é realizado um "zoom" da curva, característica que não é contemplada neste texto. Mas na figura 5.6c é mostrado o erro percentual existente entre estas duas curvas, confirmando a atuação adequada do controlador de corrente.

A figura 5.6b ilustra a curva de erro percentual da tensão no barramento *cc*. O aumento ou redução da capacitância influencia na amplitude máxima deste erro, entretanto a utilização de capacitores de $1000\mu F$ mantém este erro dentro de uma faixa tolerável pelo sistema.

5.7 RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Os sistemas conversores monofásicos *ca/cc/ca*, com múltiplas cargas foram testados usando um sistema baseado num microcomputador (Pentium-266MHz). Para se obterem os resultados experimentais foram escolhidos capacitores e indutância com valores iguais a, $C = 1000\mu F$ e $L_o = 6mH$. A freqüência de chaveamento empregada foi $10kHz$ e a carga utilizada foram dois motores monofásicos com capacitor permanente no enrolamento auxiliar.

Os resultados selecionados e apresentados são para o sistema conversor usando a configuração *B*, utilizando o Controlador *I*. Na figura 5.7a são ilustradas as curvas de tensão e de corrente *ca* na entrada do sistema conversor. Observa-se, a partir destas curvas, que o sistema opera com a corrente em fase com a tensão, sendo a corrente com forma quase senoidal. Isto favorece a operação do sistema com taxa de distorção baixa

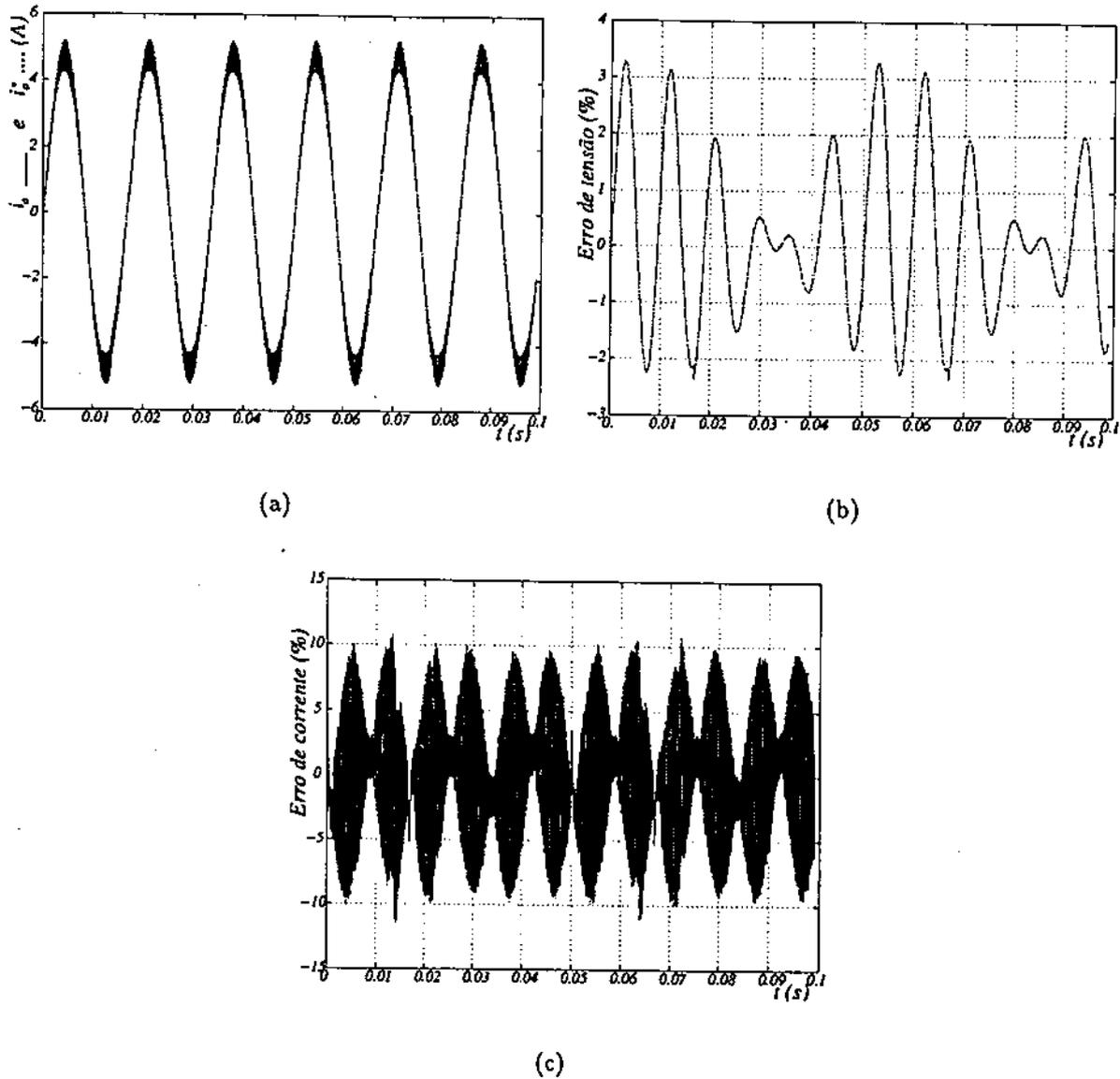


Figura 5.6: Resultados de simulação do sistema conversor $ca/cc/ca$ com múltiplas cargas. Características de regime permanente: a) Curvas de corrente de referência e medida na entrada do conversor; b) Erro de tensão cc ; c) Erro de corrente ca .

reduzindo o efeito de distorção da tensão no ponto de acoplamento comum (PAC). Além disso a utilização do sistema com fator de potência próximo da unidade permite que a amplitude do vetor corrente na entrada tenha amplitude menor que a soma das amplitude dos vetores correntes das cargas utilizadas.

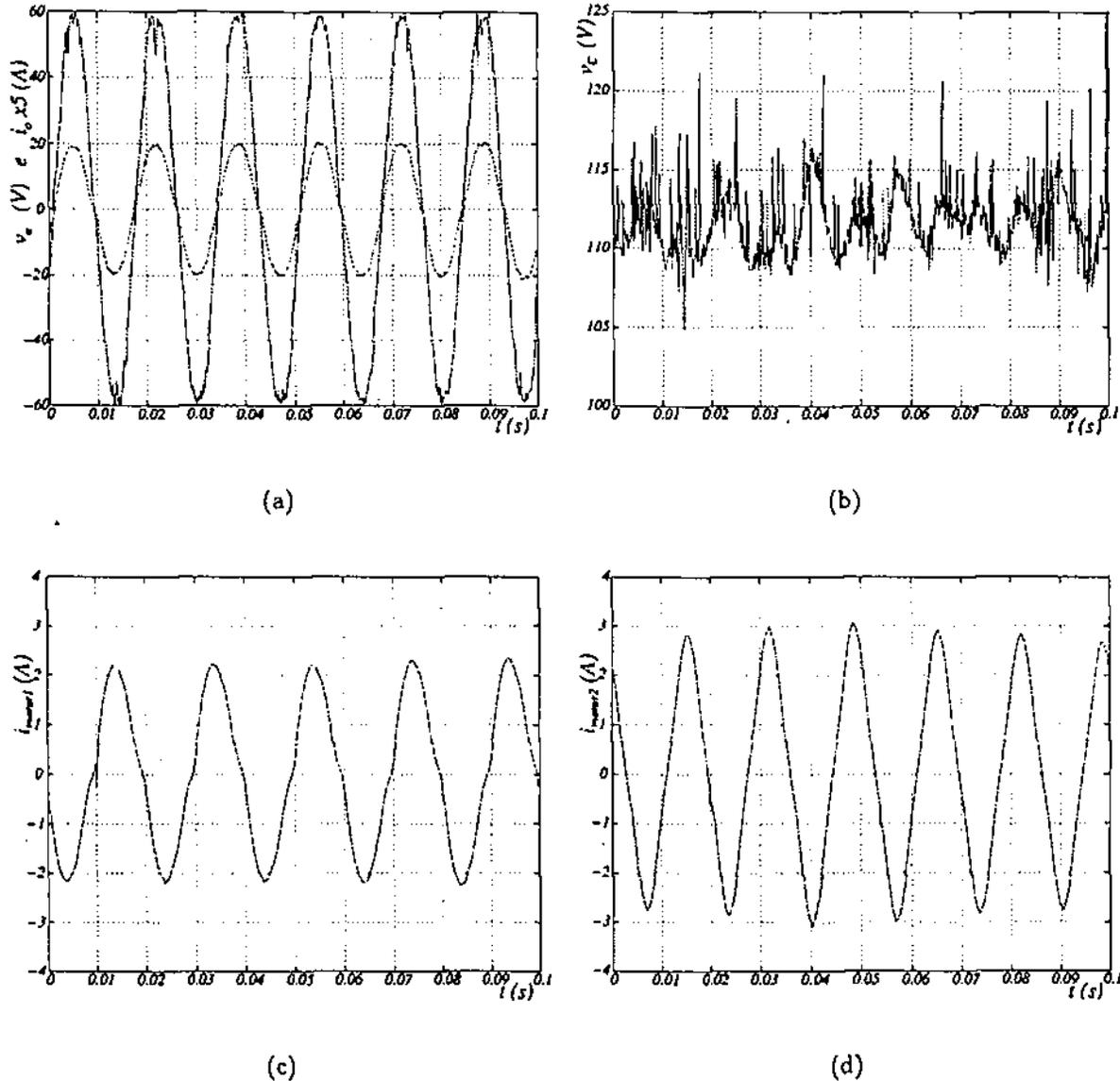


Figura 5.7: Resultados experimentais do sistema conversor ca/cc/ca com múltiplas cargas. Características de regime permanente: a) Curvas de tensão e de corrente na entrada; b) Tensão no barramento cc; c) Corrente no motor 1; d) Corrente no motor 2.

Na figura 5.7b é ilustrada a curva de tensão cc. Assim como na simulação, observou-se que a tensão no elo cc tem componentes oscilatórias de baixa amplitude em frequências múltiplas da frequências da fonte e das cargas, como uma componente oscilatória em baixa frequência que depende da diferença entre as frequências das cargas.

As figuras 5.7c e 5.7d mostram o comportamento em regime permanente das correntes nos motores que compõem as cargas para cada um dos inversores. Como observado na simulação, as variações nos valores instantâneos da tensão cc resultam no aparecimento de ondulação da corrente na carga. Entretanto, esta componente harmônica de corrente é desprezível quando se leva em consideração as componentes harmônicas naturais dos motores monofásicos, resultando numa corrente de carga bastante distorcida. É interessante ressaltar a atuação do controlador de corrente que não deixa passar para o PAC as não linearidades da carga.

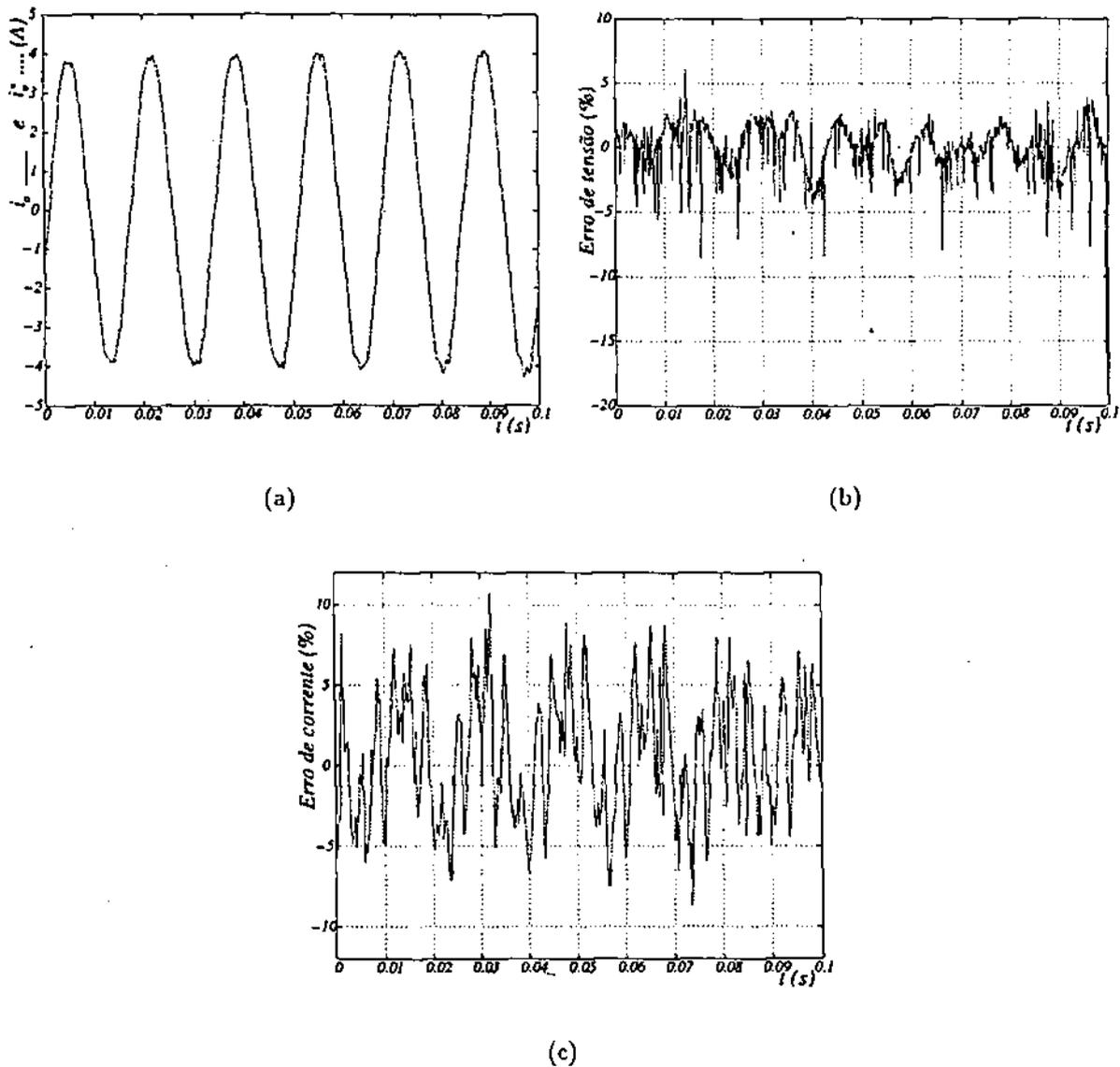


Figura 5.8: Resultados de simulação do sistema conversor $ca/cc/ca$ com múltiplas cargas. Características de regime permanente: a) Curvas de corrente de referência e medida na entrada do conversor; b) Erro de tensão cc ; c) Erro de corrente ca .

A análise de erros é realizada a partir do exame das curvas da figura 5.8. Na figura 5.8a são ilustradas as curvas das correntes de referência e medida na fonte *ca*. A curva senoidal tracejada que representa a corrente de referência, é acompanhada pela curva de traço contínuo para todo o período. Na figura 5.8c é mostrado o erro percentual existente entre estas duas curvas. A ondulação de erro existente tem a mesma magnitude que aparece no resultado de simulação. A impossibilidade de se obter erro nulo é decorrente da oscilação da tensão no elo *cc*, além do atraso natural dos controladores. A figura 5.8b ilustra a curva de erro percentual da tensão no barramento *cc*.

A partir destes resultados mostrou-se a viabilidade de implementação do sistema conversor *ca/cc/ca* multinversores. Observa-se que a operação do sistema é correta, mesmo quando existe distorção na tensão da fonte *ca* e os inversores alimentam cargas não lineares. Todavia, a utilização de mais inversores pode requerer o aumento do tamanho dos capacitores utilizados no elo *cc*, comparativamente aos sistemas conversores *ca/cc/ca* apresentados no capítulo 4.

Curvas de corrente no capacitor foram obtidas em diversos ensaios e comparadas com as obtidas para o sistema na configuração *A*. Assim como na estrutura com uma única carga, apresentada no capítulo anterior, a configuração que tem o braço compartilhado apresenta menor amplitude de corrente no capacitor, particularmente a componente de corrente fundamental.

5.8 CONCLUSÕES

Neste capítulo foram investigadas duas configurações de sistemas conversores monofásicos *ca/cc/ca* reversíveis multinversores. A configuração *A* usa $2n$ chaves e a configuração *B* usa $2n + 2$ chaves. Na configuração padrão usada para comparação existe $4n$ chaves, onde n é o número de conversores do sistema.

As configurações investigadas requerem menos dispositivos semicondutores de potência e conseqüentemente menor complexidade do controle do circuito de disparo. A comparação entre as três configurações mostra que a configuração *B* é a mais favorável, considerando-se que o número de chaves é diminuído. Ainda para a configuração *B* proposta, a distorção harmônica existente é menor que a da configuração *A*, e com a utilização do algoritmo proposto foi permitido o ajuste da capacidade de tensão da entrada e saída dos conversores.

A configuração *B*, tem um braço comum a todos os conversores evitando o fluxo de corrente fundamental *ca* através do elo *cc* do capacitor. Deste modo, verificou-se

que esta estrutura tem uma redução nas amplitudes das componentes oscilatórias da tensão no barramento cc.

O exame dos resultados de simulações e experimentais mostraram a viabilidade dos sistemas investigados verificando-se também que a técnica *PWM*, proposta para controle da tensão, tem operado corretamente. A atuação do Controlador *I* nos sistemas foi satisfatória, obtendo-se corrente de entrada praticamente senoidal com taxa de distorção harmônica sempre baixa qualquer que seja a configuração utilizada.

Capítulo 6

CONCLUSÕES GERAIS E TRABALHOS FUTUROS

CONCLUSÕES GERAIS

Neste trabalho foram realizados estudos e efetivadas contribuições em controle, em análise e em estruturas de conversores para sistemas monofásicos. Em controle foi investigado inicialmente o uso de controladores de seqüência positiva e negativa empregado o modelo vetorial dq definido a partir do circuito real d e um circuito fictício em quadratura q . Esta estratégia de controle apontou para a operação dos controladores que proporcionam erro de regime permanente nulo mesmo quando aplicados a sistemas monofásicos com sinais alternados. O posicionamento do controlador de seqüência no referencial síncrono resultou na versão do Controlador *A*, enquanto que o posicionamento no referencial estacionário resultou nas versões dos Controladores *B*, *I*, *III* e *IV*.

Algumas vantagens foram observadas quando se utiliza o controlador de seqüência no referencial estacionário:

- Não é necessário efetivar transformações de coordenadas e, conseqüentemente, a implementação da lei de controle carece de uma carga computacional reduzida quando comparada com o modelo obtido do controlador no referencial síncrono;
- Existe desacoplamento entre grandezas de eixo d e q nos modelos dos controladores *I*, *II*, *III* e *IV*. Desse modo é permitida a aplicação direta de qualquer um desses controladores a sistemas monofásicos.

Quando se aplicaram os controladores *I*, *II*, *III* e *IV* a um sistema conversor monofásico, observou-se que:

- Os controladores *I*, *II* e *III* permitiram a obtenção de erro de corrente nulo, em regime permanente, quando usados em sistemas alternados sem a presença de harmônicos e de ruído;
- O Controlador *IV* permitiu a eliminação de erro causado pela existência de harmônicos no sinal alternado a ser controlado;
- Com o Controlador *IV* foi obtido um aumento da faixa de rejeição a harmônicos;
- Com o Controlador *IV* existiu uma faixa de operação instável no posicionamento dos pólos;

- O Controlador *III* é geral e o ajuste dos seus ganhos pode levá-lo a convergir para o Controlador *I* ou *II*;
- Concluiu-se que o Controlador *I* tem o melhor conjunto de características de atuação avaliadas, como velocidade de resposta, "overshoot", estabilidade e largura da faixa de frequência.

Foram investigadas estruturas de sistemas conversores monofásicos *ca/cc* e *ca/cc/ca*, em meia ponte e em ponte completa, com controle da tensão no elo *cc*, do fator de potência e da tensão ou da corrente na entrada do retificador. A partir das equações de regime permanente que representam o circuito formado pela fonte *ca*, pelo filtro e pela tensão nos terminais de entrada do retificador (conversor *ca/cc*), mostrou-se a influência da resistência e da magnitude da indutância do filtro. Verificou-se desse modo que:

- O fato de existir resistência com valor elevado, superior à $0,05pu$, exerce bastante influência na ação de controle do fator de potência e na eficiência do sistema;
- O aumento da indutância, apesar de favorecer na filtragem dos harmônicos de ordem inferior, não deve ter valor elevado, pois assim como a resistência, limita a ação de controle do fator de potência próximo da unidade;

Para operação em malha fechada do retificador com controle do fator de potência e da tensão no elo *cc* foram investigadas as opções de controle de fase e controle de corrente aplicando controladores digitais. Na opção de controle de corrente, a corrente de referência usada foi senoidal e sincronizada com a tensão da rede. Verificando-se que:

- A utilização do Controlador *I* favoreceu a redução no erro de corrente assim como a redução na distorção da corrente;
- O controlador *I* permitiu a obtenção de parâmetros de desempenho melhores (fator de potência, rendimento e taxa de distorção harmônica);
- A aplicação do Controlador *I* na topologia em meia ponte contribuiu para a eliminação do desbalanceamento da tensão nos capacitores;
- Melhoras nas características foram obtidas com a utilização do Controlador *IV* (fundamental + harmônica) no entanto, confirmou-se, com o uso deste, que existem regiões intermediárias de sintonia que levaram o sistema a operar numa região de instabilidade, limitando a sintonia do controlador a uma faixa definida;

- O uso do Controlador *I* no sistema permitiu a operação deste de modo estável para uma ampla faixa de ganhos, contribuindo somente para uma maior distorção da corrente quando deslocou o posicionamento dos pólos à direita ou à esquerda do melhor ponto de ajuste encontrado.

Três estruturas de sistema conversores *ca/cc/ca* reversíveis foram investigadas e seus modelos dinâmicos foram apresentados. Nas estruturas com três e quatro braços foi aplicado o conceito de fator de distribuição para definição da estratégia de modulação da largura de pulsos. Dessa forma foram propostos algoritmos para definição das larguras dos pulsos objetivando o controle da tensão *PWM* nos terminais do retificador com o aproveitamento da máxima tensão do barramento, permitindo ainda, a redução da taxa de distorção harmônica com a aplicação do fator de distribuição. Os algoritmos propostos foram definidos para aplicação em modulação escalar ou em modulação vetorial. A partir dos estudos analíticos e dos resultados de simulações e experimentais verificou-se que:

- A estrutura com dois braços tem a vantagem de possuir menos chaves porém, possui a maior taxa de distorção entre as três avaliadas, além de apresentar a maior amplitude de corrente no capacitor considerando-se as mesmas condições de operação para as três estruturas;
- A estrutura com três braços tem a vantagem de possuir um braço a menos que a de quatro braços; no entanto, possui a mesma característica de corrente no capacitor ;
- Para fornecimento da mesma corrente de carga a estrutura com três braços pode usar capacitâncias menores que a estrutura com dois braços;
- A técnica *PWM* proposta para controle da tensão tem operado corretamente;
- Os algoritmos propostos permitem a redução da taxa de distorção harmônica.

Na última parte do trabalho são investigadas duas configurações de sistemas conversores monofásicos *ca/cc/ca* reversíveis com multiconversores. Para estas estruturas foram propostos algoritmos para definição das larguras dos pulsos. A utilização de uma configuração padrão como referência e a partir dos resultados apresentados verificou-se que:

- As configurações investigadas requerem menos dispositivos semicondutores de potência e conseqüentemente menor complexidade do controle do circuito de disparo;

- Na *B*, a distorção harmônica existente é menor que a da configuração *A*;
- A técnica *PWM* proposta para controle da tensão tem operado corretamente;
- Na configuração *B* a utilização do algoritmo proposto permitiu o ajuste da capacidade de tensão da entrada e saída dos conversores;
- A configuração *B*, tem um braço comum a todos os conversores evitando o fluxo de corrente fundamental *ca* através do elo *cc* do capacitor, observando-se que esta estrutura tem uma redução nas amplitudes das componentes oscilatórias da tensão no barramento *cc*, com relação a *A*.

Conclui-se portanto, que os resultados de simulações e experimentais apresentados mostraram a viabilidade dos sistemas de controle, algoritmos e configurações de conversores investigados, com destaque para o Controlador *I* e a configuração que usa braço compartilhado.

TRABALHOS FUTUROS

- Desenvolvimento de sistemas conversores monofásicos ca/cc e $ca/cc/ca$ usando sistemas dedicados com microcontroladores ou *DSP*;
- Estudos de conversores $ca/cc/ca$ de alta eficiência, com alimentação monofásica e saída trifásica, usando quantidade reduzida de componentes para aplicações em áreas remotas;
- Estudos e aplicações das estratégias de controle propostas para filtros ativos monofásicos;
- Estudo da influência do material e da forma construtiva da indutância de filtro sobre a corrente de entrada nos sistemas de conversão ca/cc e $ca/cc/ca$;
- Estudo do sistema de conversão monofásico tolerante a falhas;
- Estudo comparativo da eficiência do sistema de conversão quando se usa corrente senoidal ou corrente resistiva;
- Estudo comparativo do desempenho da operação do sistema usando diversas estratégias de detecção de amplitude e fase do sinal;
- Análise e desenvolvimento das técnicas de controle aplicadas em sistema de geração isolada.

APÊNDICE



APÊNDICE

7.1 DEFINIÇÃO DA FORMA DE ONDA DA CORRENTE

A figura 7.1 ilustra uma curva de tensão v_a obtida experimentalmente a partir do barramento da rede e o espectro de harmônicos desta tensão, salientando as amplitudes dos harmônicos. A avaliação deste espectro evidencia a existência de praticamente todos os harmônicos. Todavia, observa-se que a amplitude do 5º harmônico se aproxima de 5% da amplitude da fundamental do sinal.

Em sistemas de potência, verifica-se que as tensões da rede normalmente possuem harmônicos e ruídos indesejáveis como a amostra da figura 7.1. O interesse em se realizar controle de fator de potência implica na necessidade de determinar a fase da tensão de alimentação do conversor, seja ela uma senoide pura ou composta de fundamental e harmônicos.

Diversos algoritmos já foram propostos objetivando a estimação de fasores de tensão e/ou de corrente da rede elétrica utilizando *PLL—Phase Locked Loop* [55, 56] ou utilizando algoritmo de Fourier. Na sua forma mais simples o algoritmo tipo Fourier extrai a amplitude e a fase da fundamental a partir de amostras do sinal, tomadas em intervalos iguais no período completo. O algoritmo é equivalente à Transformada Discreta

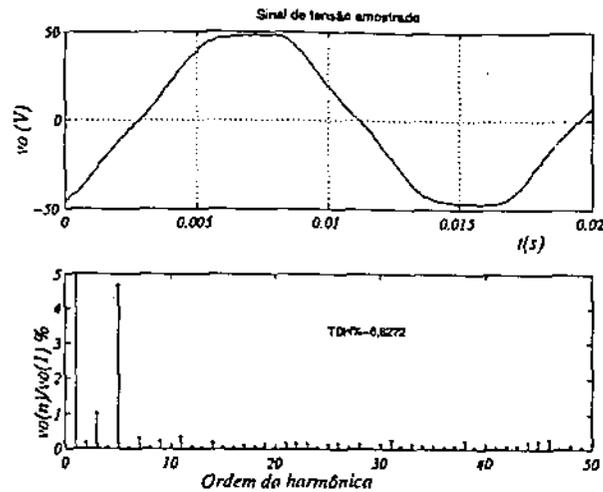


Figura 7.1: Tensão da fonte em vazio: curva da tensão e espectro dos harmônicos do sinal

de Fourier (*DFT-Discrete Fourier Transform*) [57] e pode ser representado como a correlação do sinal com funções seno e cosseno [58]. Operando sobre um período completo de 60Hz o algoritmo tipo Fourier rejeita os harmônicos da fundamental, podendo ser modificado para estimar estes harmônicos para proteção de transformadores [59] ou trabalhar em intervalos menores que o período completo [60].

Horton, [61] reconheceu a vantagem do uso de funções de Walsh para o cálculo da componente fundamental. Neste caso, a precisão da amplitude ou fase dos harmônicos estimados é função do número de coeficientes utilizados nos cálculos. A vantagem computacional é perdida se muitos coeficientes são utilizados. A resposta em frequência para o algoritmo Funções de Walsh e o algoritmo tipo Fourier, considerando o mesmo número de amostras por ciclo, é virtualmente idêntica se um número suficiente de coeficientes de Walsh são utilizados.

Luckett, [62] propôs o método de mínimos quadrados para estimar diversos harmônicos da rede simultaneamente. Em um trabalho posterior Sached e Baribeau, [63], sugeriram um algoritmo baseado em mínimos quadrados no qual um possível decaimento exponencial, presente na rede, é estimado através da expansão de $\exp(-\alpha t \Delta_t)$ em série de Taylor. No sentido de tornar o algoritmo mais adaptado a processamento em tempo real [64] aplica o algoritmo de mínimos quadrados recursivo na estimação de fasores seguindo a idéia de algoritmos recursivos, assim como [65] aplicam o filtro de Kalman para estimar o fasor, com o inconveniente de que a estatística do ruído presente na rede deve ser conhecida antecipadamente.

Em Oliveira *et al.*, [36], a determinação de amplitude e fase da tensão em tempo real é realizada por meio da identificação do instante de passagem por zero ou utilizando o

método de Fourier na forma recursiva. A determinação pela identificação do instante de cruzamento por zero baseia-se na criação de espelho da tensão durante todo um ciclo da onda de tensão. A identificação de um ciclo completo é realizada com a detecção do cruzamento por zero da onda com derivada positiva. A partir do cruzamento por zero os valores da tensão lidos durante cada ciclo são integrados possibilitando a determinação da amplitude máxima do sinal durante este ciclo. A determinação da fase se dá por meio de um contador que opera na frequência da taxa de amostragem. Isso implica que, quanto menor o tempo de amostragem do sinal, maior será o número de amostras por ciclo reduzindo o erro de amplitude e fase. Neste método não é necessário o conhecimento *a priori* da frequência do sinal a ser medido. Entretanto, a existência de ruído e de distorção harmônica no sinal influencia a precisão da recomposição deste. O segundo método apresentado por [36], o método de Fourier na forma recursiva, permite a determinação da amplitude e fase das componentes fundamental e harmônicas da tensão quando se tem o conhecimento *a priori* da frequência do sinal. A precisão do método aumenta quanto maior o número de amostras realizadas para um ciclo completo da tensão. Ao se compararem os dois métodos, é atribuída uma vantagem na utilização do segundo, principalmente quando se tem o sensor de tensão aferido para escalas bem superiores ao do sinal a ser medido, observando-se que o método de Fourier permite a determinação de amplitude e fase mesmo para sinais ruidosos e de baixa amplitude.

Todavia, em sistemas de potência, a tensão da rede opera com frequência fixa com faixa de tolerância inferior a $\pm 0,25\%$. Deste modo, o método apresentado em Oliveira *et al*, [36] para determinação de amplitude e fase por identificação da passagem por zero tem o seu algoritmo modificado. Esta modificação visa tornar o método bastante imune a ruído. Isto é realizado a partir da premissa de que a frequência da tensão é conhecida e uma relação *ciclo da tensão/taxa de amostragem do sinal* é definida por meio de programação. Como consequência, sabe-se antecipadamente a região de passagem por zero do sinal ou seja, o instante final do ciclo da tensão.

O conhecimento da amplitude e fase da tensão habilita a determinação da forma de corrente a ser utilizada na ação de controle. Sabe-se, no entanto, que a forma de onda da corrente a ser controlada na entrada do conversor define a quantidade de potência *cc* entregue ao conversor, bem como as componentes de potência *ca*. Em fase com a tensão, duas formas de onda de corrente podem ser utilizadas como referência para se ter o conversor operando com fator de potência unitário ou próximo da unidade: 1) corrente modo resistiva, que recebe esta denominação porque possui a mesma forma da tensão que a originou; 2) corrente senoidal, que recebe esta denominação porque usa a fase da tensão no instante do cruzamento por zero e a partir deste conhecimento

é gerada uma senoide na frequência fundamental.

A utilização de uma corrente modo resistiva, (operação do sistema com fator de potência unitário), resulta na expressão de potência instantânea escrita em função dos valores *rms* dos harmônicos de tensão e de corrente,

$$p_{or} = \left[\sum_{m=0}^{+\infty} V_{om} \text{sen}(m\omega t) \right] \left[\sum_{n=0}^{+\infty} I_{on} \text{sen}(n\omega t) \right] \quad (7.1)$$

Na equação (7.1), os índices *m* e *n* representam a ordem do harmônico da tensão e corrente, respectivamente. Nesta seção, diferentemente da seção anterior, é importante repular o índice do harmônico uma vez que são usados vários termos que compõem o sinal. Desse modo a equação (7.1) pode ser reescrita como

$$\begin{aligned} p_{or} = & 4V_{o1} \text{sen}(\omega t) [I_{or2} \text{sen}(2\omega t) + I_{or3} \text{sen}(3\omega t) \\ & + I_{or4} \text{sen}(4\omega t) + I_{or5} \text{sen}(5\omega t) + \dots] \\ & + 4V_{o2} \text{sen}(2\omega t) [I_{or3} \text{sen}(3\omega t) + I_{or4} \text{sen}(4\omega t) \\ & + I_{or5} \text{sen}(5\omega t) + I_{or6} \text{sen}(6\omega t) + \dots] \\ & + 4V_{o3} \text{sen}(3\omega t) [I_{or4} \text{sen}(4\omega t) + I_{or5} \text{sen}(5\omega t) + \dots] + \dots \\ & - \{V_{o1} I_{or1} [1 + \cos(2\omega t)] + V_{o2} I_{or2} [1 + \cos(4\omega t)] \\ & + V_{o3} I_{or3} [1 + \cos(6\omega t)] + \dots\} \\ & + 2V_{o1} I_{o1} + 2V_{o2} I_{o2} + 2V_{o3} I_{o3} + 2V_{o4} I_{o4} + 2V_{o5} I_{o5} + \dots \end{aligned} \quad (7.2)$$

ou que

$$\begin{aligned} p_{or} = & 4V_{o1} \text{sen}(\omega t) [I_{or2} \text{sen}(2\omega t) + I_{or3} \text{sen}(3\omega t) \\ & + I_{or4} \text{sen}(4\omega t) + I_{or5} \text{sen}(5\omega t) + \dots] + \\ & 4V_{o2} \text{sen}(2\omega t) [I_{or3} \text{sen}(3\omega t) + I_{or4} \text{sen}(4\omega t) + I_{or5} \text{sen}(5\omega t) + \dots] + \\ & 4V_{o3} \text{sen}(3\omega t) [I_{or4} \text{sen}(4\omega t) + I_{or5} \text{sen}(5\omega t) + \dots] + \dots \\ & - [V_{o1} I_{or1} \cos(2\omega t) + V_{o2} I_{or2} \cos(4\omega t) + V_{o3} I_{or3} \cos(6\omega t) + \dots] + \\ & V_{o1} I_{or1} + V_{o2} I_{or2} + V_{o3} I_{or3} + V_{o4} I_{or4} + V_{o5} I_{or5} + \dots \end{aligned} \quad (7.3)$$

A expressão (7.3) representa o resultado do estudo analítico. A forma gráfica desta expressão ilustra os resultados em termos quantitativos. A seguir são mostrados os gráficos dos valores instantâneos e do espectro de tensão, de corrente e de potência. A potência é obtida a partir da equação (7.3), considerando a tensão e a corrente compostas de fundamental mais harmônicos até a 11ª ordem, com amplitudes dos harmônicos equivalentes a 5% da fundamental.

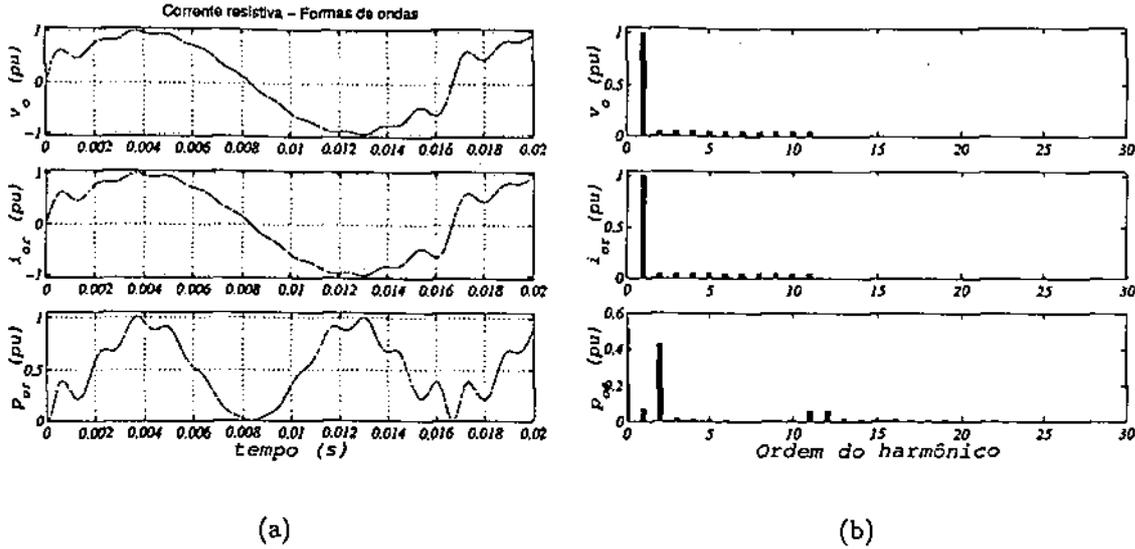


Figura 7.2: Características com corrente resistiva

Na figura 7.2a são ilustradas as formas de ondas das grandezas avaliadas. Na curva que representa a potência entregue ao retificador observa-se uma acentuada assimetria com relação ao valor médio. A existência dos harmônicos de ordem par, na tensão e na corrente, gera uma potência assimétrica por ciclo. Entretanto, existe a simetria para cada dois ciclos uma vez que o ciclo da potência possui o dobro da frequência da tensão que a gerou. Avaliando a contribuição de cada harmônico de tensão e de corrente na equação (7.3), conclui-se que o termo de potência cc é sempre maior que $0,5pu$, como pode ser observado na figura 7.2b, a qual ilustra as curvas dos espectros dos sinais de tensão, de corrente e de potência. Os estudos das diversas simulações realizadas mostraram que a eliminação do harmônico de ordem $n = 2, 4, 6, \dots$ no sinal da tensão, resulta na eliminação do termo de potência ca ímpar de ordem $n - 1$.

A segunda forma de onda de corrente de referência, analisada, foi a de corrente senoidal. Neste caso, a potência instantânea entregue pela fonte ca é,

$$p_o = I_{o1} \text{sen}(\omega t) \left[\sum_{m=0}^{+\infty} V_{om} \text{sen}(m\omega t) \right] \quad (7.4)$$

que pode ser reescrita como,

$$p_o = 2I_{o1} \{ V_{o1} - V_{o1} \cos^2(\omega t) + \text{sen}(\omega t) [V_{o2} \text{sen}(2\omega t) + V_{o3} \text{sen}(3\omega t) + \dots] \} \quad (7.5)$$

ou

$$p_o = V_{o1} I_{o1} - V_{o1} I_{o1} \cos(2\omega t) + I_{o1} \text{sen}(\omega t) [V_{o2} \text{sen}(2\omega t) + V_{o3} \text{sen}(3\omega t) + \dots] \quad (7.6)$$

Para obtenção das características com corrente senoidal utiliza-se tensão composta de fundamental mais harmônicos até a 11ª ordem, com amplitudes equivalente a 5% da fundamental e corrente senoidal com somente componente da frequência fundamental, em fase com a componente fundamental da tensão. Na figura 7.3a são ilustradas as curvas de tensão, de corrente e de potência. Na curva da potência observa-se assimetria com relação ao valor médio, no entanto, não tão acentuada como a que ocorre no uso de corrente resistiva.

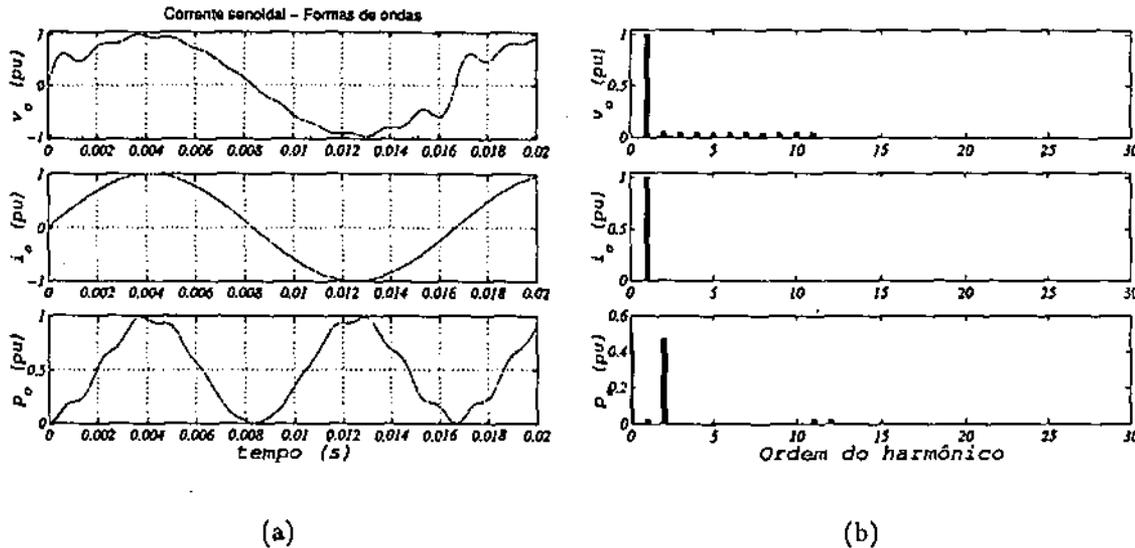


Figura 7.3: Características com corrente senoidal

A análise do espectro do sinal de potência da figura 7.3b mostra a redução da amplitude da componente cc da potência. A Tabela 7.1 lista o conteúdo do espectro do sinal da potência para os dois casos particulares avaliados, considerando 5% na amplitude dos harmônicos, até o 5º harmônico. Avaliando as amplitudes das componentes de potência ca , a aplicação de corrente resistiva tem amplitude menor somente no dobro da frequência da tensão da fonte. Também, são apresentados os valores das potências médias fornecidas ao retificador para cada caso. Observa-se que existe um acréscimo de 2,5% na potência média quando se aplica sinal de corrente resistiva com relação à corrente senoidal.

Ordem do harmônico	0	1	2	3	4	5	Valor médio
$p_{or}(pu)$	0,5126	0,0729	0,4299	0,0174	0,0138	0,0101	0,5126
$p_o(pu)$	0,5001	0,0253	0,4749	10^{-4}	10^{-5}	10^{-5}	0,5001

Tabela 7.1: Amplitude dos harmônicos do sinal de potência e valor médio da potência

Referências Bibliográficas

- [1] N. Mohan, T. M. Undeland, and W. P. Robbins. *Power Electronics - Converters, Applications, and Design*. John Wiley and Sons Inc., New York, USA, 1995.
- [2] R. Oruganti, K. Nagaswamy, and L. K. Sang. Predicted (on-time) equal-charge criterion scheme for constant-frequency control of single-phase boost-type ac-dc converters. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 13(1):47-57, Jan. 1998.
- [3] J. Qian, Q. Zhao, and F. C. Lee. Single-stage single switch power-factor-correction ac/dc converters with dc-bus voltage feedback for universal line application. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 13(6):1079-1088, Nov. 1998.
- [4] R. Srinivasan and R. Oruganti. A unit power factor converter using half-bridge boost topology. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 13(3):487-500, May 1998.
- [5] J. Rajagopalan, F. C. Lee, and P. Nora. A general technique for derivation of average current mode control laws for single-phase power-factor-correction circuits without input voltage sensing. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 14(4):663-672, Jul. 1999.
- [6] H. A. C. Braga and I. Barbi. A 3-kw unit-power-factor rectifier based on a two-cell boost converter using a new parallel-connection technique. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 14(1):209-217, Jan. 1999.
- [7] T. Takeshita, Y. Toyoda, and N. Matsui. Harmonic suppression and dc voltage control of single-phase pfc converter. In *Proc. Power Electronics Specialists Conference*, pages 571-576, Gateway-Ireland, 2000.
- [8] C. Chen and D. Divan. Simple topologies for single phase ac line conditioning. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 30(2):406-412, Mar./Apr. 1994.

- [9] H. Katsuya, S. Makoto, N. Sin, and M. Tomoki. Development of ups using new type of circuits. In *IEEE - INTELEC'94 - 16th International Telecommunications Energy Conference Record*, volume 1, pages 635–642, 1994.
- [10] N. Hirao, T. Satonaga, T. Uematsu, T. Kohama, T. Ninomiya, and M. Shoyama. Analytical considerations on power loss in a three-arm type uninterruptible power supply. In *Proc. Power Electronics Specialists Conference*, volume 2, pages 1886–1891, Fukuoka- Japan, May 1994.
- [11] T. Uematsu, T. Ikeda, N. Hirao, S. Totsuka, T. Ninomiya, and H. Kawamoto. A study of the high performance single phase ups. In *Proc. Power Electronics Specialists Conference*, volume 2, pages 1872–1878, Fukuoka - Japan, May 1998.
- [12] H. Pinheiro, R. Blume, and P. Jain. Space vector modulation for single phase on-line three-leg ups. In *IEEE - INTELEC'2000*, volume 1, pages 679–686, 2000.
- [13] E. B. Shen. *Alternative topological approaches to the electronic lamp balast*. PhD thesis, Electrical Engineering and Computer Science - Massachusetts Institute of Technology, Massachusetts - USA, 1997.
- [14] C. B. Jacobina and T. M. Oliveira. Six-switch single-phase ac-ac converter. In *Proc. APEC'2001*, Anaheim - California, Mar. 2001.
- [15] P. Hsu and M. Behnke. A three-phase synchronous frame controller for unbalanced load. In *Conf. Rec. PESC*, pages 1369–1374, 1998.
- [16] H. Song and K. Nam. Dual current control scheme for pwm converter under unbalanced input voltage conditions. *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, 46(5):953–959, Oct. 1999.
- [17] J. W. Dixon, J. J. Garcia, and L. Morán. Control system for three-phase active power filter which simultaneously power factor and unbalanced load. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 42(6):636–641, Dec. 1995.
- [18] C. B. Jacobina, M. B. R. Correa, E. R. C. da Silva, and A. M. N. Lima. Induction motor drive system for low-power applications. *IEEE Trans. on Ind. Applications*, 35(1):52–61, Jan. 1999.
- [19] M. F. Rahman and L. Zhong. A current-forced reversible rectifier fed single-phase variable speed induction motor drive. In *Conf. Rec. PESC*, pages 114–119, 1990.

- [20] P. N. Enjeti and M. F. Rahman. A new single-phase to three-phase converter with active input current shaping for low cost ac motor drives. In *Conf. Rec. PESC*, pages 935–939, 1990.
- [21] C. B. Jacobina, M. B. de R. Correa, T. M. Oliveira, A. M. N. Lima, and E. R. C. da Silva. Current control of unbalanced electrical systems. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 48(3), Jun. 2001.
- [22] H. S. Kim, H. S. Mok, G. H. Choe, D. S. Hyun, and S. Y. Choe. Design of current controller for 3-phase pwm converter with unbalanced input voltage. In *Conf. Rec. PESC*, pages 503–509, 1998.
- [23] L. A. de S. Ribeiro. *Estimação e controle da máquina assíncrona para sistemas de acionamento de alto desempenho*. PhD thesis, Engenharia Elétrica - Universidade Federal da Paraíba, Campina Grande - Paraíba, 1998.
- [24] C. B. Jacobina, M. B. de R. Correa, T. M. Oliveira, A. M. N. Lima, and E. R. C. da Silva. Current control of unbalanced electrical systems. In *34th IAS Annual Meeting*, volume 2, pages 1011–1017, Oct. 1999.
- [25] T. M. Rowan and R. J. Kerkman. A new synchronous current regulator and an analysis of a current-regulated pwm inverter. *IEEE Trans. on Industry Applications*, 22(4):678–690, Jul. 1986.
- [26] F. Briz, M. W. Degner, and R. D. Lorenz. Analysis and design of current regulators using complex vectors. *IEEE Trans. on Industry Applications*, 36(3):817–825, May/Jun. 2000.
- [27] C. B. Jacobina, A. M. N. Lima, and A. C. Oliveira. Enhanced pwm voltage waveform and dead time compensation for ac drive system. In *In Conf. Rec. IECON*, pages 694–697, Aachen-Germany, 1997.
- [28] A. Ametani. Harmonic reduction in thyristor converters harmonic current injection. *IEEE Transactions on Power Appl. Syst.*, 131(3):441–449, May/Jun. 1976.
- [29] M. Takeda, K. Ikeda, and Y. Tominaga. Harmonic current compensation with active current controllers for voltage source inverters. In *In. Proc. of IEEE/IAS Annual Meeting*, pages 808–815, 1987.
- [30] Y. Sato, T. Ishizuda, K. Nezu, and T. Kataoka. A new control strategy for voltage type pwm rectifiers to realize zero steady state control error in input current. *IEEE Trans. on Industry Applications*, 34(3):480–485, May/Jun. 1998.

- [31] R. O. de Carvalho Jr., C. B. Jacobina, A. M. N. Lima, and E. R. C. da Silva. Control of unbalanced three-phase power electronic systems. In *In. Proc. of IEEE/IAS Annual Meeting*, pages 414–419, 2000.
- [32] D. Hansen and B. Littlefiel. *MATLAB 5 - Guia do usuário*. Makron Books, São Paulo - Brasil, 1999.
- [33] M. H. Rashid. *Eletrônica de potência - Circuitos, dispositivos e aplicações*. Makron Books do Brasil Editora LTDA, São Paulo, 1999.
- [34] C. W. Lander. *Eletrônica Industrial - Teoria e Aplicação*. Makron Books, São Paulo - Brasil, 2 edition, 1996.
- [35] J. Holtz. Pulse width modulation for electronic power conversion. *Proceedings of IEEE*, S2(8):1194–1214, Aug. 1994.
- [36] T. M. Oliveira, A. C. Oliveira, L. A. L. Almeida, and C. B. Jacobina. Algoritmo robusto para sincronização de sistemas em acionamento de máquinas. *Anais do XIII Congresso Brasileiro de Automática - CBA 2000*, 2:1509–1514, Set. 2000.
- [37] J. Holtz. *Power electronics and variable frequency drives - Technology and applications*. IEEE Press, New York, 1996.
- [38] L. Gyugyi and B. R. Pelly. *Static Power Frequency Chargers*. Wiley, New York, USA, 1976.
- [39] P. D. Ziogas and et al. Some improved forced-commutated cycloconverter structure. *IEEE Transactions on Industry Application*, 21(5):1242–1253, Sep./Oct. 1985.
- [40] A. Alesina and M. Venturini. Analysis and design of optimum-amplitude nine-switch direct ac-ac converters. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 5(1):101–112, Jan. 1989.
- [41] J. H. Youm and B. H. Kwon. Switching technique for current-controlled ac-to-ac converters. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 46(2):309–318, Apr. 1999.
- [42] C. B. Jacobina, R. L. A. Ribeiro, A. M. N. Lima, E. R. C. da Silva, and T. M. Oliveira. A reduced switch count three-phase ac motor drive. In *Proc. APEC'2001*, Anaheim - California, Mar. 2001.

- [43] P. N. Enjeti and A. Rahman. A new single-phase to three-phase converter with active input current shaping for low cost ac motor drives. *IEEE Transactions on Industry Application*, 29(4):806-813, Jul./Aug. 1993.
- [44] R. L. A. Ribeiro, C. B. Jacobina, E.R. C. da Silva, and A. M. N. Lima. Ac/ac converter with four switch three phase structures. In *PESC*, pages 134-139, Baveno-Italy, 1996.
- [45] G. T. Kim and T. A. Lipo. Vsi-pwm rectifier/inverter system with a reduced switch count. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 32(6):1331-1337, Nov./Dec. 1996.
- [46] C. Chen, D. M. Divan, and D. W. Novotny. A hibrid inverter/cycloconverter-based variable-speed three-phase induction motor drive for single-phase inputs. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 31(3):630-635, May/Jun. 1995.
- [47] T. M. Oliveira and C. B. Jacobina. Sistema de geração monofásico com conversão para trifásico usando quantidade reduzida de componentes. *Anais do V COBEP*, 1:70-75, Set. 1999.
- [48] A. Khoei and S. Yuvarajan. Single-phase ac-ac onverters using power mosfet's. *IEEE Transactions on Industrial Elcctronics*, 35(3):442-443, Aug. 1988.
- [49] A. Zuckerberger, D. Weinstock, and A. Alexandrovitz. Single-phase matrix converter. *IEE Proc.-Power Appl.*, 144(4):236-239, Jul. 1997.
- [50] C. B. Jacobina, A. M. N. Lima, E. R. C. da Silva, R. N. C. Alves, and P. F. Seixas. Digital scalar pulse width modulation: a simple approach to introduce non-sinusoidal modulating waveforms. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 16(3):351-359, May/Jun. 2001.
- [51] H. W. Van Der Broeck and J. D. Van Wyk. A comparative investigation of a three-phase induction machine drive with a component minimized voltage-fed inverter under different control options. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 20(2):309-320, Mar./Apr. 1984.
- [52] F. Blaabjerg, S. Freysson, H. H. Hansen, and S. Hansen. Comparison of a space-vector modulation strategy for a three-phase standard and a component minimized voltage source inverter. In *EPE Conference*, pages 1.806-1.813, Sevilla-Spain, 1995.

- [53] C.-T. and M.-C Jiang. Control and implementation of three phase voltage-double reversible ac to dc converter. In *Proc. Power Eletronics Specialists Conference*, volume 1, pages 437–443, Fukuoka- Japan, May 1995.
- [54] B. K. Lee, B. Fahimi, and M. Ehsani. Overview of reduced parts converter topologies for ac motor drives. In *Proc. Power Eletronics Specialists Conference*, pages 2019–2024, 2001.
- [55] V. Kaura and V. Blasko. Operation of a phase locked loop system under distorted utility conditions. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 33(1):58–63, Jan. 1997.
- [56] S. Lee, J. Kang, and S. Sul. A new phase detecting method for power conversion systems considering distorted condition power system. In *34th IAS Annual Meeting*, volume 3, pages 2167–2172, Oct. 1999.
- [57] A.V. Oppenheim and R.M. Shafer. *Digital Signal Processing*. Prentice-Hall, Englewood Cliffs, New Jersey - USA, 1975.
- [58] M. S. Sachdev. Tutorial text - iee publication no. 79 eh0148-7-pwr. *Computer Relaying*, 1(79):235–238, 1979.
- [59] J.S. Thorp and A.G. Phadke. A microprocessor based three-phase transformer differential relay. *Ibid*, pages 426–432, 1979.
- [60] J.S. Thorp, A.G. Phadke, and S.H. Horowitz. Limits to impedance relays. *Ibid*, 98:246–260, Jan. 1979.
- [61] J.W. Horton. The use of walsh functions for high speed digital relaying. In *IEEE PES Summer Meeting*, pages 1–9, San Francisco-USA, 1975.
- [62] R.G. Lockett, P.J.Munday, and B.E. Murray. A substation based computer for control and protection. In *IEE Conference*, page Publication No. 125, London-UK, 1975.
- [63] M.S. Sachdev and M.A.Baribeau. A new algorithm for digital impedance relays. *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*, 98(6):2232–2240, Nov. 1978.
- [64] M.S. Sachdev and M. Nagpal. A recursive least error squares algorithm for power system relaying and measurement applications. *IEEE Transactions on Power Delivery*, 6(3), Jul. 1991.

- [65] A.A. Girgis and R.G. Brown. Application of kalman filtering in computer relaying. *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*, 100(3), Jul. 1981.