

Universidade Federal de Campina Grande  
Centro de Ciências e Tecnologia  
Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica

# Compensador Estático Ativo Monofásico Universal

Welflen Ricardo Nogueira Santos

*Dissertação de Mestrado submetida à Coordenação dos cursos de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Campina Grande como requisito parcial para obtenção do grau de Mestre em Engenharia Elétrica.*

Área de Conhecimento: Processamento da Energia

Orientadores:

Cursino Brandão Jacobina  
Edison Roberto C. da Silva  
Alexandre Cunha Oliveira

Campina Grande

©Welflen Ricardo Nogueira Santos, Fevereiro de 2006

S237c Santos, Welflen Ricardo Nogueira  
Compensador estatico ativo monofasico universal /  
Welflen Ricardo Nogueira Santos. - Campina Grande, 2006.  
97 f.

Dissertacao (Mestrado em Engenharia Eletrica) -  
Universidade Federal de Campina Grande, Centro de  
Engenharia Eletrica e Informatica.

1. Conversor Monofasico 2. Filtro Ativo 3 3. PWM I 4.  
Dissertacao I. Jacobina, Cursino Brandao, Dr. II. Silva,  
Edison Roberto Cabral da, Dr. III. Oliveira, Alexandre  
Cunha, Dr. IV. Universidade Federal de Campina Grande -  
Campina Grande (PB)

CDU 621.314(043)

# Compensador Estático Ativo Monofásico Universal

Welflen Ricardo Nogueira Santos

*Dissertação de Mestrado julgada como adequada a obtenção do grau de Mestre em Engenharia Elétrica, Área de Concentração em Processamento da Energia, e aprovada em sua forma final pelo Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Campina Grande*

Banca Examinadora:

---

**Cursino Brandão Jacobina, Dr. Ing, UFCG**  
Orientador

---

**Edison Roberto C. da Silva, Dr. Ing, UFCG**  
Orientador

---

**Alexandre Cunha Oliveira, Dr., UFCG**  
Orientador

---

**Ricardo Lúcio de Araujo Ribeiro, Dr., UFRN**  
Componente da Banca

---

**Talvanes Meneses Oliveira, Dr., UFCG**  
Componente da Banca

---

**Antônio Marcus Nogueira Lima, Dr., UFCG**  
Componente da Banca

CAMPINA GRANDE  
FEVEREIRO DE 2006

*Dedico este trabalho ao meus pais.*

## AGRADECIMENTOS

Agradeço a Deus.

Agradeço a meu pai (Raimundo Nonato Costa Santos) e minha mãe (Filomena Nogueira Santos) pela educação, apoio, incentivo e confiança que sempre depositaram na minha pessoa.

Agradeço aos professores Cursino Brandão Jacobina, Edison Roberto C. da Silva e Alexandre Cunha Oliveira pela orientação e confiança depositada.

Agradeço aos meus amigos: Reginaldo, Isaac, Euzeli, Patryckson, Rafael, Alberto, Antônio, Clayton, Osglay, Wellington e Eisenhower pela ajuda inestimável para a elaboração deste trabalho e pelos momentos de descontração.

Agradeço ao Prof. Luiz Antonio de Souza Ribeiro.

Agradeço ao CNPq pelo suporte financeiro para a realização deste trabalho.

Agradeço a todos aqueles que contribuíram direta ou indiretamente para a realização deste trabalho.

## RESUMO

Este trabalho de dissertação de mestrado trata sobre conversores estáticos de potência monofásicos e filtros ativos universais monofásicos de potência. Alguns dos conversores estáticos tratados neste trabalho foram utilizados como parte integrante das configurações de filtros ativos universais propostas.

É apresentado um estudo sobre as características operacionais dos três tipos de conversores monofásicos: meia-ponte, ponte-completa e braço compartilhado. A modulação PWM e estudos sobre correntes nas chaves e no capacitor, para cada configuração também serão apresentados. A decisão de quais os conversores a serem utilizados como parte integrante das configurações dos filtros ativos de potência monofásicos se deve a partir das análises de corrente no capacitor.

Algumas configurações de filtros ativos de potência com e sem transformador são apresentadas. Para cada configuração se analisou situações em que a fonte de alimentação apresenta problemas relacionados com harmônicos e elevação da tensão que devem ser compensadas de tal forma que a carga não perceba os efeitos destes distúrbios.

Os resultados de simulação e experimentais dos conversores monofásicos e dos filtros ativos universais monofásicos são apresentados.

## ABSTRACT

This master work deals with single-phase static power converter and single-phase universal active power filter. Some of the static converter treated in this work were used to compose the configurations of the proposed universal active filters.

It is presented a study about the operation characteristics of three types of single-phase static converters: half-bridge, full-bridge and shared-leg converter. A *PWM* modulation and studies about the current at the switches and at the DC-Bus capacitor for each configurations will also be presented. The decision about which configuration to be used as integrated part of filter's configurations is made by the analysis of DC-Bus current for each converter.

It is presented some of the active power filter's configurations with and without transformer. For each filter's configurations were analyzed situations in which the voltage source presents problems related with harmonics and overvoltage that must be compensated in the manner that the load do not "feel" the effect of this disturbances.

The simulation and experimental results of the converters and active filters configurations are presented.

# SUMÁRIO

<b>Capítulo 1– Configurações de Filtros Ativos</b>	<b>1</b>
1.1 Introdução . . . . .	1
1.2 O Estado da Arte . . . . .	2
1.3 Configurações dos Filtros Ativos . . . . .	6
1.3.1 Classificação quanto ao tipo . . . . .	7
1.3.2 Classificação quanto a topologia . . . . .	7
1.3.3 Classificação quanto ao número de fases . . . . .	11
1.4 Estratégia de controle . . . . .	11
1.4.1 Condicionamento de sinal . . . . .	11
1.4.2 Obtenção dos sinais de compensação . . . . .	12
1.4.2.1 Compensação no domínio da frequência . . . . .	12
1.4.2.2 Compensação no domínio do tempo . . . . .	13
1.4.3 Geração dos sinais de gatilho para as chaves de potência do filtro ativo . . . . .	13
1.5 Contribuições da Pesquisa . . . . .	14
1.6 Organização do Trabalho . . . . .	15
1.6.1 Capítulo 1 . . . . .	15
1.6.2 Capítulo 2 . . . . .	15
1.6.3 Capítulo 3 . . . . .	16
1.7 Conclusão . . . . .	16
<b>Capítulo 2– Conversores monofásicos</b>	<b>17</b>
2.1 Introdução . . . . .	17
2.2 Conversor Monofásico CA/CA com Quatro Chaves . . . . .	19



2.2.1	PWM Escalar . . . . .	19
2.2.2	Corrente no Capacitor . . . . .	20
2.3	Conversor Monofásico CA/CA com Oito Chaves . . . . .	22
2.3.1	PWM Escalar . . . . .	22
2.3.2	Corrente no Capacitor . . . . .	24
2.4	Conversor Monofásico CA/CA com Seis Chaves . . . . .	25
2.4.1	PWM Escalar . . . . .	26
2.4.1.1	Método A (Fator de Distribuição Global) . . . . .	27
2.4.1.2	Método B (Fator de Distribuição Local) . . . . .	28
2.4.2	Controle PWM Vetorial . . . . .	29
2.4.3	Corrente no Capacitor . . . . .	33
2.4.4	Corrente no Braço Compartilhado . . . . .	34
2.5	Controle do Conversor . . . . .	34
2.5.1	Sistema de controle do conversor . . . . .	35
2.6	Resultados de Simulação e Experimentais . . . . .	37
2.6.1	Conversor em Meia Ponte ( <i>2 braços</i> ) . . . . .	37
2.6.1.1	Resultados de simulação . . . . .	37
2.6.1.2	Resultados experimentais . . . . .	38
2.6.2	Conversor em Ponte Completa ( <i>4 braços</i> ) . . . . .	43
2.6.2.1	Resultados de simulação . . . . .	43
2.6.2.2	Resultados experimentais . . . . .	45
2.6.3	Conversor com Braço Compartilhado ( <i>3 braços</i> ) . . . . .	48
2.6.3.1	Resultados de simulação . . . . .	48
2.6.3.2	Resultados experimentais . . . . .	50
2.7	Conclusão . . . . .	54
<b>Capítulo 3– Filtro Ativo e Estratégias de Controle</b>		<b>55</b>
3.1	Introdução . . . . .	55

3.2	Configurações de Filtros Ativos Monofásicos . . . . .	57
3.2.1	Configuração com transformador . . . . .	57
3.2.2	Configuração sem transformador . . . . .	60
3.2.3	Análise de Regime Permanente . . . . .	62
3.2.3.1	Considerando a carga como uma fonte de corrente . . . . .	63
3.2.3.2	Considerando uma carga $RL$ . . . . .	63
3.2.3.3	Modelo com transformador . . . . .	64
3.3	Estratégia de controle . . . . .	65
3.3.1	Análise de Tensão do Filtro com Conversor com Três Braços . . . . .	67
3.4	Resultados de Simulação e Experimentais . . . . .	67
3.4.1	Filtro Ativo Universal com Transformador . . . . .	68
3.4.1.1	Resultados de simulação: . . . . .	68
3.4.1.2	Resultados Experimentais . . . . .	74
3.4.2	Filtro Ativo Universal sem Transformador . . . . .	77
3.4.2.1	Resultados de Simulação: . . . . .	77
3.4.2.2	Resultados Experimentais: . . . . .	81
3.5	Conclusão . . . . .	83
<b>Capítulo 4– Conclusão e Perspectivas de Estudo</b>		<b>88</b>
4.1	Conclusões . . . . .	88
4.2	Perspectivas de Estudo . . . . .	89
<b>Capítulo 5– Apêndice A</b>		<b>90</b>
<b>Referências Bibliográficas</b>		<b>92</b>

## LISTA DE FIGURAS

1.1	Diagrama de blocos do filtro ativo paralelo de potência . . . . .	8
1.2	Diagrama de blocos do filtro ativo série de potência . . . . .	8
1.3	Diagrama de blocos do filtro ativo paralelo combinado com o filtro passivo paralelo. . . . .	9
1.4	Diagrama de blocos do filtro ativo série combinado com o filtro passivo paralelo. . . . .	10
1.5	Diagrama de blocos do filtro ativo universal. . . . .	10
2.1	Topologia do conversor monofásico CA/CA com dois braços . . . . .	18
2.2	Topologia do conversor monofásico CA/CA com quatro braços . . . . .	18
2.3	Topologia do conversor monofásico CA/CA com três braços . . . . .	18
2.4	Vetores espaciais gerados pelo conversor. . . . .	30
2.5	Largura dos pulsos $\tau_g$ , $\tau_a$ e $\tau_l$ : para (a) $\mu = 1$ e (b) $\mu = 0.5$ . . . . .	32
2.6	Diagrama de blocos do sistema de controle do conversor sincronizando a corrente $i_g$ com a tensão $e_g$ . . . . .	36
2.7	Tensão $e_g$ e corrente $i_g$ do conversor em meia ponte (2 braços), resultado de simulação. . . . .	38
2.8	Corrente $i_g^*$ , corrente $i_g$ e erro de corrente do conversor em meia ponte (2 braços), resultado de simulação. . . . .	39
2.9	Corrente no capacitor $i_c$ (a) e tensão no capacitor $v_c$ (b) do conversor em meia ponte (2 braços), resultado de simulação. . . . .	39
2.10	Tensão $e_i^*$ e tensão $e_i$ do conversor em meia ponte (2 braços), resultado de simulação. . . . .	40
2.11	Tensão $e_g$ e corrente $i_g$ do conversor em meia ponte (2 braços), resultado experimental. . . . .	40
2.12	Correntes $i_g^*$ , corrente $i_g$ e erro de corrente do conversor em meia ponte (2 braços), resultado experimental. . . . .	41
2.13	Tensão no capacitor $v_c$ do conversor em meia ponte (2 braços), resultado experimental. . . . .	42
2.14	Tensão $e_i^*$ e tensão $e_i$ do conversor em meia ponte (2 braços), resultado experimental. . . . .	42

2.15	Tensão $e_g$ e corrente $i_g$ do conversor em ponte completa ( <i>4 braços</i> ), resultado de simulação. . . . .	43
2.16	Corrente $i_g^*$ , corrente $i_g$ e erro de corrente do conversor em ponte completa ( <i>4 braços</i> ), resultado de simulação. . . . .	44
2.17	Corrente no capacitor $i_c$ ( <i>a</i> ) e tensão no capacitor $v_c$ ( <i>b</i> ) do conversor em ponte completa ( <i>4 braços</i> ), resultado de simulação. . . . .	44
2.18	Tensão $e_l^*$ e tensão $e_l$ do conversor em ponte completa ( <i>4 braços</i> ), resultado de simulação. . . . .	45
2.19	Tensão $e_g$ e corrente $i_g$ do conversor em ponte completa ( <i>4 braços</i> ), resultado experimental. . . . .	46
2.20	Corrente $i_g^*$ , corrente $i_g$ e erro de corrente do conversor em ponte completa ( <i>4 braços</i> ), resultado de simulação. . . . .	46
2.21	Tensão no capacitor $v_c$ do conversor em meia ponte ( <i>4 braços</i> ), resultado experimental. . . . .	47
2.22	Tensão $e_l^*$ e tensão $e_l$ do conversor em meia ponte ( <i>4 braços</i> ), resultado experimental. . . . .	47
2.23	Tensão $e_g$ e corrente $i_g$ do conversor com braço compartilhado ( <i>3 braços</i> ), resultado de experimental. . . . .	48
2.24	Corrente $i_g^*$ , corrente $i_g$ e erro de corrente do conversor com braço compartilhado ( <i>3 braços</i> ), resultado de simulação. . . . .	49
2.25	Corrente no capacitor $i_c$ ( <i>a</i> ) e tensão no capacitor $v_c$ ( <i>b</i> ) do conversor com braço compartilhado ( <i>3 braços</i> ), resultado de simulação. . . . .	49
2.26	Tensão $e_l^*$ e tensão $e_l$ do conversor com braço compartilhado ( <i>3 braços</i> ), resultado de simulação. . . . .	50
2.27	Tensão $e_g$ e corrente $i_g$ do conversor com braço compartilhado ( <i>3 braços</i> ), resultado experimental. . . . .	51
2.28	Corrente $i_g^*$ , corrente $i_g$ e erro de corrente do conversor em ponte completa ( <i>3 braços</i> ), resultado de simulação. . . . .	51
2.29	Tensão no capacitor $v_c$ do conversor com braço compartilhado ( <i>3 braços</i> ), resultado experimental. . . . .	52
2.30	Tensão $e_l^*$ e tensão $e_l$ do conversor em meia ponte ( <i>3 braços</i> ), resultado experimental. . . . .	52
2.31	Corrente $i_c$ e tensão no capacitor $v_c$ do conversor em meia ponte ( <i>2 braços</i> ) para a tensão da carga defasada de $180^\circ$ em relação a da fonte, resultado de simulação.. . . .	53

3.1	Filtro universal monofásico com transformador usando um conversor de 4 braços. . . . .	58
3.2	Filtro universal monofásico com transformador usando um conversor de 3 braços. . . . .	58
3.3	Filtro universal monofásico sem transformador usando um conversor de 4 braços. . . . .	60
3.4	Circuito equivalente do filtro monofásico para análise em regime permanente. . . . .	62
3.5	Eficiência $\eta$ em função do ângulo de carga $\theta$ . . . . .	65
3.6	Correntes $i_g$ (entrada) e $i_b$ (saída) do conversor em função do ângulo de carga $\theta$ . . . . .	65
3.7	Diagrama de controle do Filtro Monofásico Universal . . . . .	66
3.8	Tensão $e_s$ e corrente $i_s$ do filtro com conversor em ponte completa (a) e conversor com braço compartilhado (b), resultado de simulação. . . . .	68
3.9	Corrente de referência (a) $i_s^*$ e corrente real (b) $i_s$ do filtro com conversor em ponte completa (4 braços), resultado de simulação. . . . .	69
3.10	Corrente de referência (a) $i_s^*$ e corrente real (b) $i_s$ do filtro conversor com braço compartilhado (3 braços), resultado de simulação. . . . .	70
3.11	Tensão nos capacitores do barramento $CC$ $v_c$ do filtro com conversor em ponte completa (a) e conversor com braço compartilhado (b), resultado de simulação. . . . .	70
3.12	Tensão de referência $v_l^*$ e tensão real $v_l$ do filtro com conversor em ponte completa (a) e conversor com braço compartilhado (b), resultado de simulação. . . . .	71
3.13	Sinal harmônico presente na fonte $e_{sh}$ (a) e sinal de compensação $v_{ca}$ (b), resultado de simulação. . . . .	71
3.14	Tensão $e_s$ e corrente $i_s$ do filtro com conversor em ponte completa (a) e conversor com braço compartilhado (b), resultado de simulação. . . . .	72
3.15	Tensão de referência $v_l^*$ e tensão real $v_l$ do filtro com conversor em ponte completa (a) e conversor com braço compartilhado (b), resultado de simulação. . . . .	72
3.16	Corrente $i_l$ gerada pela carga não-linear e corrente da fonte $i_s$ compensada, conversor em ponte completa (a) - (b) e conversor com braço compartilhado (c) - (d), resultado de simulação. . . . .	73
3.17	Tensão $e_s$ e corrente $i_s$ do filtro com conversor em ponte completa (4 braços), resultado experimental. . . . .	75
3.18	Tensão $e_s$ e corrente $i_s$ do filtro com conversor com braço compartilhado (3 braços), resultado experimental. . . . .	75

3.19	Corrente de referência (a) $i_s^*$ e corrente real (b) $i_s$ do filtro com conversor em ponte completa (4 braços), resultado experimental. . . . .	76
3.20	Corrente de referência (a) $i_s^*$ e corrente real (b) $i_s$ do filtro com conversor com braço compartilhado (3 braços), resultado experimental. . . . .	76
3.21	Tensão nos capacitores do barramento $CC$ $v_c$ do filtro com conversor em ponte completa (a) (4 braços) e com braço compartilhado (b) (3 braços), resultado experimental. . . . .	77
3.22	Tensão de referência (a) $v_l^*$ e tensão real (b) $v_l$ do filtro com conversor em ponte completa (4 braços), resultado experimental. . . . .	78
3.23	Tensão de referência (a) $v_l^*$ e tensão real (b) $v_l$ do filtro com conversor com braço compartilhado (3 braços), resultado experimental. . . . .	78
3.24	Espectro de frequência das tensões (a) $e_s$ e (b) $v_l$ do filtro com conversor em ponte completa (4 braços), resultados experimentais normalizados. . . . .	79
3.25	Espectro de frequência das tensões (a) $e_s$ e (b) $v_l$ do filtro com conversor com braço compartilhado (3 braços), resultados experimentais normalizados. . . . .	80
3.26	Tensão $e_s$ e corrente $i_g$ do filtro com conversor em ponte completa (4 braços), resultado de simulação. . . . .	81
3.27	Corrente de referência (a) $i_g^*$ e corrente real (b) $i_g$ do filtro com conversor com quatro braços, resultado de simulação. . . . .	82
3.28	Tensão no capacitor $CC$ $v_c$ do filtro com conversor em ponte completa (4 braços), resultado de simulação. . . . .	82
3.29	Tensão de referência (a) $v_l^*$ e tensão real (b) $v_l$ do filtro com conversor em ponte completa (4 braços), resultado de simulação. . . . .	83
3.30	Correntes $i_g$ , $i'_g$ , $i_f$ e $i'_f$ do filtro com conversor com quatro braços, resultado de simulação. . . . .	84
3.31	Tensão $e_s$ e corrente $i_g$ do filtro com conversor em ponte completa (4 braços), resultado experimental. . . . .	84
3.32	Corrente de referência (a) $i_g^*$ e corrente real (b) $i_g$ do filtro com conversor com quatro braços, resultado experimental. . . . .	85
3.33	Tensão no capacitor $CC$ do filtro com conversor em ponte completa (4 braços), resultado experimental. . . . .	85

3.34	Tensão de referência (a) $v_l^*$ e tensão real (b) $v_l$ do filtro com conversor em ponte completa (4 braços), resultado experimental. . . . .	86
3.35	Espectro de frequência das tensões (a) $e_s$ e (b) $v_l$ do filtro com conversor em ponte completa sem transformador (4 braços), resultados experimentais normalizados. . . . .	86
5.1	PLL . . . . .	90

## LISTA DE TABELAS

2.1	Vetores e tensões gerados pelo conversor . . . . .	30
-----	--	----



## LISTA DE SÍMBOLOS

$AF$  Filtro Ativo

$ANR$  cancelamento ativo de ruído

$ASD$  acionamento de velocidade variável

$BJT's$  bipolar junction transistor

$CA$  corrente alternada

$CC$  corrente contínua

$CSI$  inversor de corrente

$DSP's$  processador digital de sinais

$E'$  tensão do barramento  $CC$  para tensão do filtro nula

$E$  tensão do barramento  $CC$

$e_s$  tensão de alimentação

$e_l$  tensão na carga

$e_{sh}$  sinal harmônico

$GTO's$  gate turn-off thyristors

$h$  período de amostragem

$I_g^*$  amplitude de corrente da saída do controlador da tensão do barramento  $CC$

$I_{af}$  corrente de saída do filtro ativo

$I_s^*$  amplitude de corrente da saída do controlador da tensão do barramento  $CC$

$i_d$  componente ativa de corrente

$i_q$  componente reativa de corrente

$i_{gc}$  corrente instantânea na chave  $g$

$\bar{i}_{gc}$  corrente média na chave  $g$

$i_{lc}$  corrente instantânea na chave  $l$

$\bar{i}_{lc}$  corrente média na chave  $l$

$i_{gf}$  valor fundamental da corrente  $g$

$i_{lf}$  valor fundamental da corrente  $l$

$i_{g2\omega}$  componente harmônica da corrente  $g$

$i_{l2\omega}$  componente harmônica da corrente  $l$

$i_{cp}$  corrente de compensação

$i_s$  corrente da fonte

$i_l$  corrente da carga

$i_g$  corrente de entrada do conversor  $G$

$i'_g$  corrente de entrada do conversor linha  $G$

$i_f$  corrente de saída do conversor  $F$

$i'_f$  corrente de saída do conversor linha  $F$

$\bar{i}_c$  corrente média no barramento  $CC$

*IGBT's* insulated gate bipolar transistor

$K$  setores no plano vetorial

$k_p$  ganho proporcional

$k_i$  ganho integral

$l_a$  indutância do enrolamento  $a$  do transformador

$l_b$  indutância do enrolamento  $b$  do transformador

$l_f$  indutância de saída do conversor  $F$

$l_g$  indutância de entrada do conversor  $G$

$l_l$  indutância da carga

$l_{lt}$  indutância da linha de transmissão

$l_s$  indutância da fonte

*MOSFET's* metal oxide semiconductor field-effect transistor

$m_{ab}$  indutância mútua entre os enrolamentos  $a$  e  $b$  do transformador

*PI* Proporcional integral

*PLL* malha de fase travada (Phase Locked Loop)

*PWM* modulação por largura de pulsos

$p_g^*$  potência entregue ao barramento *CC* pela fonte de alimentação

$p_l^*$  potência recebida pela carga do barramento *CC*

$p_{gf}$  potência devido a componente de corrente fundamental  $g$

$p_{g2\omega}$  potência devido a componente harmônica de corrente  $g$

$p_{lf}$  potência devido a componente de corrente fundamental  $l$

$p_{l2\omega}$  potência devido a componente harmônica de corrente  $l$

$q_i$  chaves para  $i = 1, 2, 3, 4, g, a$  e  $l$

$\bar{q}_i$  complementar das chaves para  $i = 1, 2, 3, 4, g, a$  e  $l$

$r_a$  resistência do enrolamento  $a$  do transformador

$r_b$  resistência do enrolamento  $b$  do transformador

$r_f$  resistência de saída do conversor  $F$

$r_g$  resistência de entrada do conversor  $G$

$r_l$  resistência da carga

$r_{lt}$  resistência da linha de transmissão

$r_s$  resistência da fonte

*SIT's* Static Induction thyristors

*UPS* fonte ininterrupta de tensão

$T$  período de chaveamento

$t_n$  pesos dos tempos para cada vetor para,  $n = 0, 1, \dots, 7$

$t_o$  distribuição do período de roda livre

$t_{oi}$  distribuição do período de roda livre no início do período de chaveamento

$t_{of}$  distribuição do período de roda livre no final do período de chaveamento

*TC's* transformador de corrente

*TP's* transformador de potência

*THD* distorção harmônica total

$v_{af}$  tensão de regulação

$v_{i0}$  tensão de pólo entre os pontos  $i$  e 0 para  $i = 1, 2, 3, 4, g, a$  e  $l$

$v_{i0}$  tensão de pólo de referência entre os pontos  $i$  ao 0 para  $i = 1, 2, 3, 4, g, a$  e  $l$

$v_g$  tensão de entrada do conversor  $G$

$v_f$  tensão de saída do conversor  $F$

$v_g^*$  tensão de referência de entrada do conversor

$v_f^*$  tensão de referência de saída do conversor

$v_{gm}$  máxima capacidade de tensão para o conversor  $G$

$v_{lm}$  máxima capacidade de tensão para o conversor  $L$

$v_{\max}$  valor máximo de tensão referente ao fator de distribuição local

$v_{s\max}$  valor máximo de tensão referente ao fator de distribuição global

$v_{\min}$  valor mínimo de tensão referente ao fator de distribuição local

$v_{s\min}$  valor mínimo de tensão referente ao fator de distribuição global

$V_n$  tensão intermediária de saída do inversor

*VSI* inversor fonte de tensão

$v_{ca}$  tensão no capacitor de filtro

$v_c$  tensão no barramento  $CC$

$v_c^*$  tensão de referência do barramento  $CC$

$v_f$  tensão de saída do conversor

$v_\mu$  sinal de distorção em função do fator de distribuição global

$v_{s\mu}$  sinal de distorção em função do fator de distribuição local

$v_m^*$  tensão de referência ( $m = g$  e  $m = l$ )

$\mathbf{v}$  vetor de tensão

$\mathbf{v}^*$  vetor de tensão de referência

$|v_{f\max}|$  valor máximo da tensão do filtro

$x_a$  e  $x_b$  variáveis de estado do controlador

$Z_a$  impedância do enrolamento  $a$  do transformador

$Z_b$  impedância do enrolamento  $b$  do transformador

$Z_g$  impedância de entrada do conversor  $G$

$Z'_g$  impedância de entrada do conversor linha  $G$

$Z_f$  impedância de saída do conversor  $F$

$Z'_f$  impedância de saída do conversor linha  $F$

$Z_{lt}$  impedância da linha de transmissão

$Z'_{lt}$  impedância da linha de transmissão linha

$Z_l$  impedância de carga

$Z_s$  impedância da fonte

$\varepsilon_m$  erro do controlador de dupla seqüência

$\mu_s$  fator de distribuição local

$\mu$  fator de distribuição global

$\theta_g$  fase da fonte

$\theta_l$  fase da carga

$\omega_g$  frequência angular da fonte

$\omega_l$  frequência angular da carga

$\tau_i$  largura dos pulsos para  $i = 1, 2, 3, 4, g, a$  e  $l$

$\frac{d}{dt}$  derivada em relação ao tempo

# CONFIGURAÇÕES DE FILTROS ATIVOS

## 1.1 INTRODUÇÃO

A distorção harmônica constitui-se num dos temas de grande importância e preocupação na área de engenharia elétrica, sendo um dos principais tópicos de estudo na área de qualidade de energia elétrica e sua conservação, principalmente no que diz respeito a sistemas industriais (OLIVEIRA, 2003),(BORGES, 2003),(MATAKAS, 2003) e (DIXON; VENEGAS; MORÁN, 1997).

A energia elétrica é produzida de forma senoidal e uma grande parte das cargas conectadas a rede elétrica solicitam correntes senoidais, as quais são chamadas de cargas lineares. Porém, com o avanço da tecnologia, principalmente nas áreas de microeletrônica e eletrônica de potência, muitas das atuais cargas apresentam características não-lineares, ou seja, necessitam de correntes não senoidais (OLIVEIRA, 2003).

Nos dias atuais, as unidades consumidoras conectadas aos circuitos secundários de distribuição possuem um caráter fortemente indutivo e de características não-lineares. Este fato se deve aos avanços tecnológicos verificados nos últimos anos, como citado anteriormente, e a partir dos quais surgiram equipamentos como lâmpadas fluorescentes compactas, microcomputadores, reatores eletrônicos, televisores com modernas fontes de alimentação, aparelhos com controle de aquecimento estático de temperatura, dentre outros. Todos estes equipamentos injetam harmônicos nos circuitos secundários de distribuição das concessionárias de energia (OLIVEIRA, 2003),(BORGES, 2003) e (MATAKAS, 2003).

Os efeitos da distorção na forma de onda da tensão e/ou corrente podem ser os mais variados possíveis e podem acarretar, por exemplo, o comprometimento da precisão de medidores de energia ativa utilizados na indústria, comércio e em residência; ressonância paralela entre capacitores

de potência e indutâncias do sistema elétrico; aumento das perdas em equipamentos como transformadores, motores, cabos, banco de capacitores; mau funcionamento de relés microprocessados, assim como, de relés que dependem de valores de pico ou passagem por zero da onda de tensão ou corrente para operação, acarretando em interrupção do fornecimento de energia elétrica; redução do fator de potência; sobre-tensão devido à circulação de correntes harmônicas; interferência em sistemas de telecomunicação, dentre outros.

Devido a esta crescente incidência de problemas relacionados com harmônicos, os filtros ativos têm atraído a atenção de vários pesquisadores na busca de desenvolver estratégias de controle cada vez mais eficientes aliadas as novas configurações de circuitos para tal fim (DIXON; VENEGAS; MORÁN, 1997), (JACOBINA, 2001), (BROECK; SKUDELY; STANKE, 1998) e (JACOBINA, 1999). Objetivando, desta forma, reduzir de forma significativa os harmônicos e os problemas relacionados à potência reativa.

O conceito de filtro ativo pode ser apresentado através da analogia com a técnica de cancelamento ativo de ruído *ANR (Active Noise Reduction)*, ou seja, interferir no sinal desejado de forma a atenuá-lo (OLIVEIRA, 2003). Isto pode ser obtido através da geração de um sinal de mesma amplitude, porém, de fase oposta. Ou seja, é gerado um sinal com as mesmas características do harmônico presente no sistema e defasado de  $180^\circ$  para que o cancelamento e, por conseguinte, a compensação seja realizada.

Vários tipos de filtros ativos têm sido propostos na literatura técnica. Eles podem ser classificados de acordo com o tipo de conversor: *CSI (Inversor Fonte de Corrente)* ou *VSI (Inversor Fonte de Tensão)*; de acordo com a topologia: *Série, Paralelo ou uma combinação dos dois, conhecida como Filtro Universal* e de acordo com o número de fases: *monofásico ou trifásico*.

## 1.2 O ESTADO DA ARTE

A tecnologia de filtros ativos de potência vem crescendo gradativamente com os avanços obtidos no desenvolvimento de chaves estáticas e também devido ao surgimento de técnicas de controle cada vez mais eficientes. O objetivo do filtro ativo de potência é realizar a compensação de



harmônicos de tensão e/ou corrente, potência reativa, promover a regulação da tensão terminal, suprimir cintilamento de tensão e etc. Nesta seção serão feitas algumas considerações a respeito do desenvolvimento da tecnologia dos filtros ativos de potência até o presente momento.

Como descrito anteriormente, os significativos avanços oriundos do desenvolvimento da tecnologia eletrônica tem propiciado a proliferação de cargas não-lineares que tem deteriorado a qualidade da energia nos sistemas de transmissão e distribuição de potência. Desde que os princípios de compensação básicos foram propostos por volta de 1970, muitos pesquisadores têm focalizado suas atenções no estudo e desenvolvimento de novas técnicas de controle para filtros ativos de potência.

Atualmente, ainda é grande a utilização dos compensadores estáticos, principalmente, em situações em que grandes potências são envolvidas. Já que, apesar dos filtros ativos desenvolverem o papel de compensadores de reativos, sendo mais rápidos e eficientes do ponto de vista de eliminação de harmônicos, eles têm a limitação de não poder operar em grandes potências. Esta desvantagem tecnológica, que não está superada, até o presente momento, diz respeito à relação entre a velocidade de atuação dos dispositivos semicondutores de potência hoje disponíveis. Pois, quanto mais rápidos os dispositivos de potência, melhores as características operacionais do filtro, porém, menores as potências controladas e/ou maiores as perdas de chaveamento envolvidas.

A partir de 1971, muitas configurações de filtros ativos série, paralelo e universal, uma combinação dos dois, foram propostas, desenvolvidas e comercializadas para aplicações em fontes ininterruptas de energia (*UPS*) para sistemas monofásicos (SASAKI; MACHIDA, 1971), (GYUGYI; STRYCUDA, 1976), (MOHAN, 1977), (AKAGI; KANAZAWA; NABAE, 1983), (DEPENBROCK, 1993), (BHATTACHARYA; DIVAN, 1995b), (UEMATSU, 1998), (SINGH; AL-HADDAD; CHANDRA, 1999), (WADA; FUJITA; AKAGI, 2001), (SAITON; MATSUI; SHIMIZU, 2003) e (JACOBINA, 2005). Para implementação e desenvolvimento desse filtros ativos monofásicos utilizou-se os conceitos baseados em inversores *CSI* e *VSI* com, respectivamente, elemento indutivo e capacitivo de armazenamento de energia.

A partir de 1976 surgiu um grande número de publicações tratando sobre filtros ativos trifásicos a três e quatro fios (GYUGYI; STRYCUDA, 1976), (MOHAN, 1977), (PENG; AKAGI; NABAE, 1988a) e (PENG; AKAGI; NABAE, 1988b), trifásicos série (DIXON; VENEGAS; MORÁN, 1997) e (NASTRAN,

1994), paralelo (BORGES, 2003) e universal (CHEN; JOÁS, 2001). Configurações de filtros ativos série e paralelo combinados com filtros passivos também foram empregadas (XIANGNING, 2001) e (DIXON; VENEGAS; MORÁN, 1997). Algumas estratégias de controle para filtros ativos trifásicos foram propostas como por exemplo a teoria de potência ativa e reativa instantânea, inicialmente desenvolvida por (AKAGI; KANAZAWA; NABAE, 1983) em 1983, o método proposto por (DEPENBROCK, 1993) em 1993, o método proposto por (BHATTACHARYA; DIVAN, 1995b) em 1995 e o método proposto por (ZHOU; ZICHENG, 2000) em 2000, proporcionaram significativos avanços no controle de filtros ativos de potência.

No método proposto por *Akagi* são calculadas as potências real e imaginária (AKAGI; KANAZAWA; NABAE, 1983). Utilizam-se filtros para extrair a frequência fundamental e os conteúdos harmônicos. Estes conteúdos harmônicos são utilizados para gerar o padrão de referência das correntes de compensação. Este método é muito eficiente para cargas equilibradas, porém, apresenta a desvantagem de utilizar filtros convencionais o que o torna lento e, também possui a desvantagem de ser afetado pela presença de harmônicos na tensão da rede.

*Depenbrock* apresentou um algoritmo para controle de filtros ativos de potência paralelo em sistemas a três fios denominado de *Correntes Generalizadas de Fryze* (DEPENBROCK, 1993). Este método utiliza informação das tensões de alimentação do sistema para geração das correntes de compensação. A limitação no uso dessa técnica reside no fato de que as correntes drenadas da fonte apresentam formas de onda similares às das tensões. Com isto, as correntes compensadas terão as mesmas distorções e desbalanços encontrados nas tensões de alimentação.

O método proposto por *Bhattacharya* baseia-se no cálculo das componentes  $i_d$  e  $i_q$  das correntes ativa e reativa instantânea (BHATTACHARYA; DIVAN, 1995b). Este método é imune à presença de harmônicos na tensão da rede, pois, a Malha de Fase Travada *PLL (Phase Locked Loop)* apresenta uma forte rejeição a ruídos. Por apresentar filtros convencionais, este método também é considerado lento. Assim como o método proposto por *Akagi*, este método é eficiente para cargas equilibradas.

Já o método proposto por *Zhou* é considerado um método rápido e eficiente, não utilizando de filtros convencionais, e baseia-se no princípio de mínima corrente de compensação (ZHOU; ZICHENG,

2000). Apesar de ter sido inicialmente idealizado para cargas monofásicas, pode ser aplicado em cada fase individualmente, em cargas trifásicas desequilibradas.

*Verdelho* propôs um novo método para compensar harmônicos e desequilíbrio de primeiro harmônico baseado no cálculo das componentes de corrente  $i_d - i_q$  ativa e reativa instantânea inicialmente proposto por *Bhattacharya* em 1995. No método proposto por *Verdelho* as correntes harmônicas de seqüência positiva e negativa, incluindo a componente fundamental de corrente de seqüência negativa, podem ser compensadas (SOARES; VERDELHO; MARQUES, 2000). Em comparação com o método de potência  $p - q$  ativa e reativa instantânea proposto por *Akagi*, este método apresenta resultados idênticos para condição de tensão balanceada e senoidal. Sobre condições de tensão desbalanceada e não-senoidal o método apresentado por *Verdelho* produz resultados melhores do que o método proposto por *Akagi*.

*Dobrucky* propôs um novo método de compensação usando a teoria de potência ativa instantânea para filtros ativos monofásicos (DOBRUCKY, 2002). Esta técnica foi uma extensão da técnica apresentada por *Akagi* para sistemas trifásicos (AKAGI; KANAZAWA; NABAE, 1983). Nesta técnica, apresenta-se uma nova teoria de transformação particular na qual o sistema monofásico pode ser transformado em dois eixos ortogonais entre si. Esta idéia se baseia no fato de que a quantidade monofásica pode ser complementada por uma fase secundária fictícia, de tal maneira que ambas as fases formam um sistema ortogonal como no caso trifásico.

Foi apresentado por *Saiton* uma estratégia de controle para filtros ativos monofásicos usando a transformação  $d-q$  implementada a partir da transformada de *Hilbert*, na qual a corrente e a tensão monofásica são convertidas para forma de vetores complexos sobre bases instantâneas (SAITON; MATSUI; SHIMIZU, 2003). Convertendo-se as componentes fundamentais de corrente e tensão para níveis  $CC$ , os harmônicos de tensão e corrente podem ser obtidos de forma precisa pelo emprego de filtros passa-baixa instalados sobre as coordenadas  $d-q$ .

Em (HAMASAKI; KAWAMURA, 2000), (HAMASAKI; KAWAMURA, 2001) e (CHEN; JOÓ, 2001) foi proposta uma técnica de controle conhecida como *deadbeat*. Neste método a tensão intermediária de saída do inversor ( $V_n$ ) do filtro é controlada para regular a corrente de saída do filtro ativo ( $I_{af}$ ). Em (CHEN; JOÓ, 2001) este método foi aplicado em filtros ativos universais onde o controle

é baseado na modelagem do sistema dos dois conversores como um sistema de múltiplas entradas e saídas.

Porém, com o desenvolvimento de chaves estáticas mais rápidas e mais eficientes os filtros ativos de potência vêm se tornando mais eficazes na realização de compensação de distúrbios de tensão e corrente. Num estágio inicial, tiristores, BJT's (*Bipolar Junction Transistors*) e MOSFET's (*Metal Oxide Semiconductor Field-Effect Transistor*) de potência eram usados na fabricação de filtros ativos. Mais tarde, SIT's (*Static Induction Thyristors*) e GTO's (*Gate Turn-Off Thyristors*) foram utilizados na fabricação dos filtros ativos. Porém, somente com a introdução dos IGBT's (*Insulated Gate Bipolar Transistor*), a tecnologia dos filtros ativos foi impulsionada.

Outro fator de extrema relevância responsável pelos avanços obtidos do desenvolvimento de tecnologia de filtros ativos de potência foi a revolução na área de microeletrônica. Os desenvolvimentos na microeletrônica possibilitaram o surgimento de microprocessadores, microcontroladores e processadores digitais de sinais (*DSP's*) capazes de implementar rápidos cálculos computacionais complexos (CHEN; LIN; HUANG, 1994), (PREGITZER, ), (SENJYU; UEZATO, 1993), (BUSO; FASOLO; MATTAVELLI, 2001) e (KAMRAN; HABETLER, 1995). Com estes avanços, os filtros ativos são capazes de prover ações corretivas rápidas, até mesmo quando súbitas mudanças ocorrem no sistema.

### 1.3 CONFIGURAÇÕES DOS FILTROS ATIVOS

Os filtros ativos de potência podem ser classificados quanto ao tipo de conversor *CSI* (*Inversor Fonte de Corrente*) ou *VSI* (*Inversor Fonte de Tensão*), topologia (*Série, Paralelo ou híbridos, uma combinação dos dois, conhecida como Filtro Universal*) e número de fases (*monofásico ou trifásico*).

### 1.3.1 Classificação quanto ao tipo

O inversor empregado na filtragem ativa de potência, quanto ao tipo, pode ser classificado como inversor de tensão ou de corrente. O inversor de tensão *VSI* é alimentado por uma fonte de tensão e as chaves estáticas desses inversores são bidirecionais em corrente e unidirecionais em tensão. O inversor *CSI* é alimentado por uma fonte de corrente e suas chaves estáticas são bidirecionais em tensão e unidirecionais em corrente.

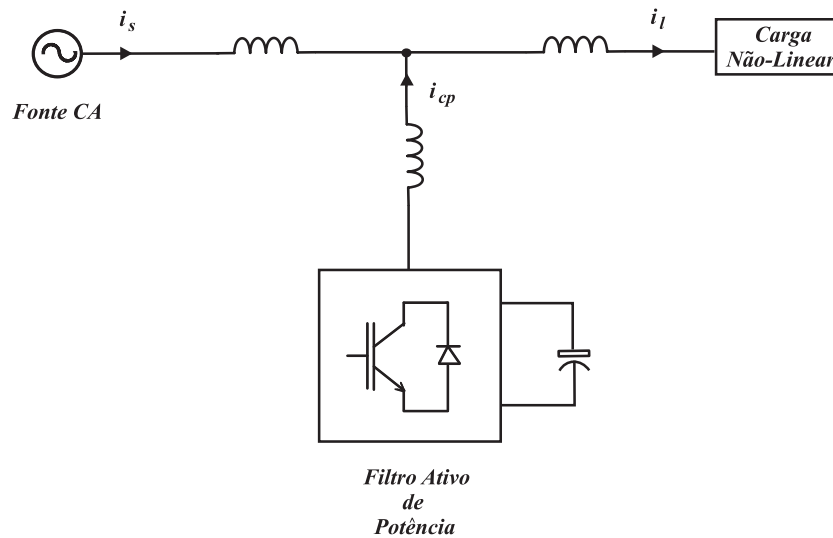
As fontes de tensão ou de corrente podem ser obtidas, respectivamente, através do uso de retificadores com filtro capacitivo ou indutivo no barramento *CC*. Tradicionalmente os inversores de tensão *VSI* são os mais utilizados devido ao baixo custo de implementação do filtro capacitivo com relação ao indutivo (AKAGI, 1996) e (SINGH; AL-HADDAD; CHANDRA, 1999).

### 1.3.2 Classificação quanto a topologia

Os filtros ativos podem ser classificados em: *Paralelo*, *Série* e *Universal*. Existem outras combinações bastante utilizadas que são a combinação de filtros *Série* e *Paralelo* com filtros passivos de potência.

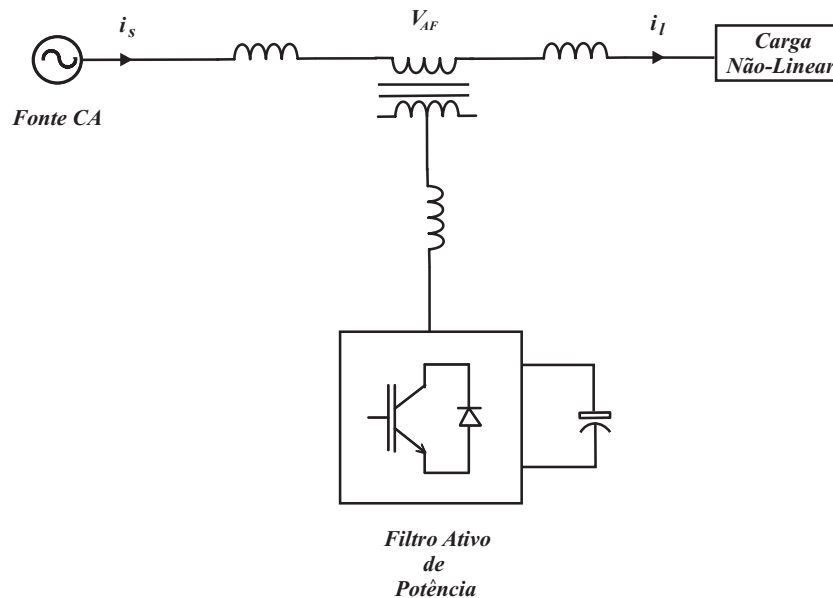
O diagrama de blocos básico de um filtro paralelo pode ser observado na Fig. 1.1. Nesta figura o sistema é representado por uma fonte *CA*, um filtro ativo (representado por um inversor *VSI*) e uma carga não-linear. O objetivo deste filtro é eliminar os harmônicos gerados pela carga não-linear, além de contribuir para a correção de reativos e balanceamento de correntes trifásicas. Este filtro fornece uma corrente de compensação,  $i_{cp}$ , para cancelar a corrente gerada pela carga não-linear fazendo com que a corrente da fonte *CA*,  $i_s$ , mantenha sua forma senoidal (AKAGI, 1996), (SINGH; AL-HADDAD; CHANDRA, 1999) e (BUSADA; CHIACCHIARINI; BALDA, 2004).

O filtro série pode ser observado no diagrama de blocos da Fig. 1.2. Nesta figura o sistema é representado por uma fonte *CA*, um transformador de acoplamento, um filtro ativo (representado por um inversor *VSI*) e uma carga não-linear. A função deste filtro é não permitir que parcelas indesejáveis de tensão sejam aplicadas a carga, funcionando, também, como regulador de tensão.



**Figura 1.1.** Diagrama de blocos do filtro ativo paralelo de potência

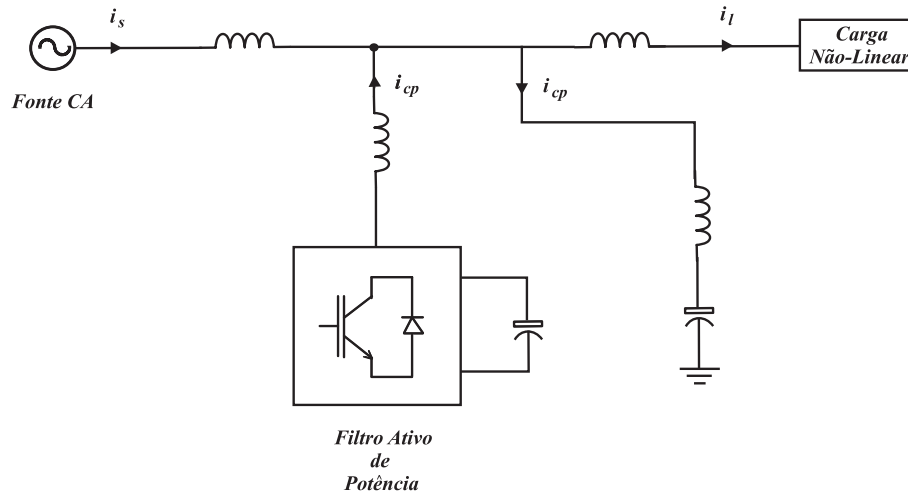
Este filtro não é capaz de eliminar harmônicos de corrente gerados pela carga uma vez que ele é conectado em série com a carga. Eles são menos comuns nas indústrias do que os filtros paralelos, devido à sua complexidade de implementação e por conta do transformador com alta capacidade de corrente. A tensão de regulação é representada por  $v_{AF}$  no diagrama de blocos do filtro série (AKAGI, 1996), (VERDELHO; MARQUES, 1997) e (SINGH; AL-HADDAD; CHANDRA, 1999)..



**Figura 1.2.** Diagrama de blocos do filtro ativo série de potência

O filtro ativo paralelo combinado com um filtro passivo paralelo é uma configuração bem interessante para aplicações de grande potência. O diagrama de blocos que representa este sistema pode ser observado na Fig. 1.3. Nesta figura o sistema é representado por uma fonte CA, um filtro

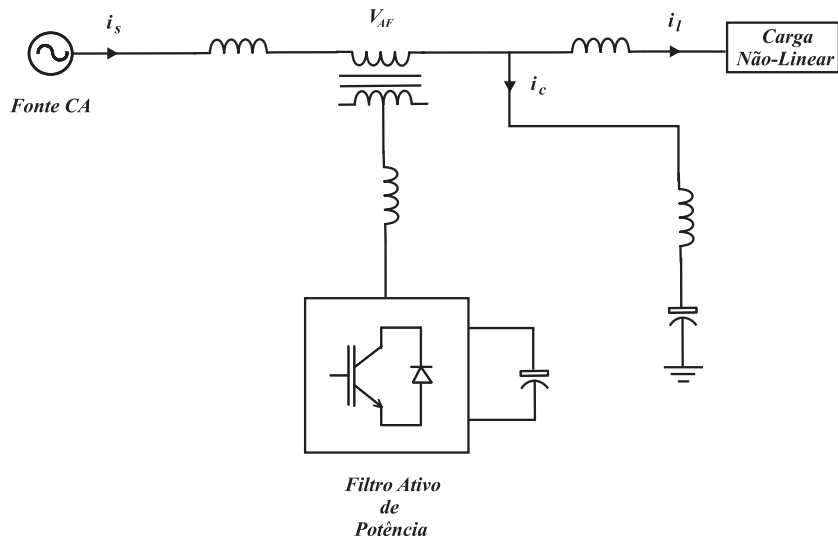
ativo (representado por um inversor *VSI*), uma carga não-linear e um ramo *LC* que representa o filtro passivo paralelo de potência. Nesta situação, o filtro ativo deve atuar apenas sobre as componentes não corrigidas pelo filtro passivo, reduzindo desta forma o nível de potência sobre o filtro ativo paralelo (AKAGI, 1996), (SINGH; AL-HADDAD; CHANDRA, 1999) e (ESCOBAR, 2002).



**Figura 1.3.** Diagrama de blocos do filtro ativo paralelo combinado com o filtro passivo paralelo.

O filtro ativo série combinado com um filtro passivo paralelo, também é uma configuração bem interessante. O diagrama de blocos que representa este sistema pode ser observado na Fig. 1.4. Nesta figura o sistema é representado por uma fonte *CA*, um filtro ativo (representado por um inversor *VSI*), um transformador de acoplamento, uma carga não-linear e um ramo *LC* que representa o filtro passivo paralelo de potência. Esta configuração realiza a compensação e/ou regulação de tensão e, também, a compensação de componentes harmônicas de corrente de acordo com nível de sintonia do filtro passivo conectado em paralelo com o sistema (PENG; AKAGI; NABAE, 1989), (PENG; AKAGI; NABAE, 1990), (BHATTACHARYA; DIVAN, 1995a), (AKAGI, 1996) e (SINGH; AL-HADDAD; CHANDRA, 1999).

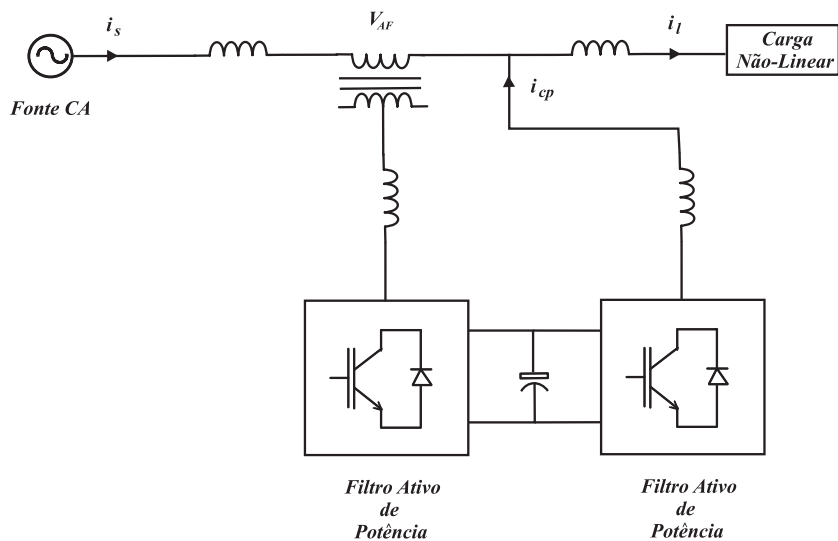
O filtro ativo universal oferece vantagens que as topologias série e paralelo dispõem. Ou seja, ele compensa distúrbios de tensão como afundamentos, elevação e harmônicos e compensa, também, correntes harmônicas, potência reativa e corrente de seqüência negativa e realiza a regulação da tensão do barramento *CC* entre ambos os filtros (AKAGI, 1996), (SINGH; AL-HADDAD; CHANDRA, 1999), (LI; JOHNS; ELKATEB, 2000) e (CHEN; JO6S, 2001). Esta topologia pode ser observada na Fig. 1.5. Este sistema é representado por uma fonte *CA*, dois filtros ativos (representados por um



**Figura 1.4.** Diagrama de blocos do filtro ativo série combinado com o filtro passivo paralelo.

inversor *VSI*), um transformador de acoplamento e uma carga não-linear.

Esta topologia vem sendo estudada em aplicação *UPS*, onde o objetivo é realizar as compensações necessárias para que a carga receba os níveis adequados de tensão e corrente, como também, em caso de interrupção do fornecimento de energia da fonte *CA*, o sistema possa manter durante alguns instantes o fornecimento de energia a carga.



**Figura 1.5.** Diagrama de blocos do filtro ativo universal.



### 1.3.3 Classificação quanto ao número de fases

Quanto ao número de fases os filtros ativos podem ser monofásicos ou trifásicos (três ou quatro fios). Existe um grande número de cargas não-lineares espalhadas ao longo dos sistemas de distribuição que podem causar sérios problemas a rede. Devido a complexidade das cargas existentes, tem-se em aplicações domésticas cargas não lineares conectadas a sistemas a dois fios ou pode-se ter no caso de sistemas trifásicos cargas não lineares sem conexão com neutro alimentadas por sistemas a três fios, como por exemplo, em sistemas *ASD* (*Adjustable Speed Drive*). No caso de sistemas a quatro fios, tem-se uma grande quantidade de cargas não-lineares monofásicas conectadas a esse sistema, como exemplo, pode-se citar computadores, reatores eletrônicos, lâmpadas fluorescentes e etc.

## 1.4 ESTRATÉGIA DE CONTROLE

A estratégia de controle é considerada o coração do filtro ativo de potência e é implementada em três estágios. No primeiro estágio, os sinais de tensão e de corrente podem ser adquiridos usando-se transformadores de potência (*TP's*), transformadores de corrente (*TC's*), sensores de efeito Hall, amplificadores isoladores, etc, para obter de forma precisa as informações necessárias sobre o sistema. No segundo estágio, as referências de tensão e de corrente são obtidas baseado nos métodos de controle e nas configurações dos filtros ativos. E no terceiro, e último, estágio, os sinais de comando para as chaves de estado sólido podem ser gerados usando técnicas de controle *PWM*, histerese, modos deslizantes, lógica fuzzy e etc.

### 1.4.1 Condicionamento de sinal

Para implementação do algoritmo de controle é necessária uma amostragem simultânea dos sinais de tensão e corrente do sistema. Estes sinais são utilizados para monitorar, medir, controlar e gravar os vários índices de desempenho tais como distorção harmônica total (*THD*), fator de potência, potência ativa e reativa, fator de crista, etc. Os sinais típicos a serem medidos são

tensões  $CA$ , tensão do barramento  $CC$  do filtro ativo, tensões do elemento série, etc.

Os sinais de corrente a serem medidos são as correntes de carga, corrente de fornecimento (alimentação), corrente de compensação e corrente do barramento  $CC$  do filtro ativo. Os sinais de tensão podem ser medidos usando  $TP$ 's, sensores de tensão de efeito Hall ou amplificadores isolados. Os sinais de corrente podem ser adquiridos mediante o emprego de  $TC$ 's e sensores de corrente de efeito Hall. Em algumas situações é necessário filtrar os sinais de tensão e corrente para se evitar problemas relacionados com ruído, contudo, deve-se tomar cuidado quanto a adição dos filtros, pois eles podem causar atrasos na malha direta de controle. Os filtros quanto ao tipo podem ser analógicos ou digitais e quanto à característica podem ser passa-baixa, passa-alta, passa-faixa, etc.

#### 1.4.2 Obtenção dos sinais de compensação

A compensação de sinais tipo tensão e corrente é uma parte importante da estratégia de controle dos filtros ativos e afeta sua resposta dinâmica tanto no transitório como em regime permanente. As estratégias de controle para gerar os comandos de compensação são baseadas em técnicas no domínio da frequência ou técnicas no domínio do tempo.

**1.4.2.1 Compensação no domínio da frequência** A estratégia de controle no domínio da frequência é baseada na análise de Fourier dos sinais de tensão e/ou corrente distorcidos para se extrair os comandos de compensação. Usando a transformada de Fourier, os componentes harmônicos de compensação são separados do sinal poluído com harmônico e combinados para gerar os comandos de compensação. Os dispositivos de chaveamento do filtro ativo são mantidos geralmente em frequências maiores que duas vezes a mais alta frequência de harmônicos a ser compensada para uma efetiva compensação. A aplicação *on-line* da transformada de Fourier (solução de um conjunto de equações não lineares) implica numa grande carga computacional e resulta numa lenta resposta dinâmica.

**1.4.2.2 Compensação no domínio do tempo** Os métodos de controle do filtro ativo no domínio do tempo são baseados na amostragem simultânea dos sinais de tensão e de corrente poluídos por harmônicos. Existe uma grande variedade de métodos de controle no domínio do tempo, dentre eles os mais conhecidos são: teoria de potência ativa e reativa instantânea  $p-q$ , método de referência síncrona no eixo  $d-q$ , método de detecção síncrona, controlador em modos-deslizantes, controlador  $PI$  e etc.

A teoria de potência ativa e reativa instantânea (AKAGI; KANAZAWA; NABAE, 1983) tem sido largamente usada e é baseada na transformação  $\alpha\beta$  dos sinais de tensão e de corrente. Nesta técnica são calculadas as potências real e imaginária, ambas com componentes  $CC$  e  $CA$ . As componentes  $CC$ , correspondentes a frequência fundamental do sinal, são extraídas por meio de filtros passa-baixa e passa-alta, e as componentes  $CA$ , que correspondem ao conteúdo harmônico são utilizadas para gerar o padrão de referência das correntes de compensação.

No método de referência síncrona  $d-q$  (BHATTACHARYA; DIVAN, 1995b), as tensões e correntes são transformadas para o referencial síncrono, onde as componentes fundamentais de tensão e corrente se transformam em níveis  $CC$  que são filtrados por meio de filtros convencionais, e então, os comandos de compensação são extraídos.

No caso dos controladores  $PI$  e modos-deslizantes a tensão do barramento  $CC$  (inversor  $VSI$ ) ou corrente do barramento  $CC$  (inversor  $CSI$ ) é mantida num valor desejado definido por um valor de referência pré-estabelecido de tensão ou corrente.

### 1.4.3 Geração dos sinais de gatilho para as chaves de potência do filtro ativo

No estágio de controle do filtro ativo são gerados os sinais de gatilho para as chaves de estado sólido do filtro, baseados nos comandos de compensação. Neste estágio, uma grande variedade de métodos de controle para acionar as chaves estáticas de potência podem ser considerados, como por exemplo, controle de corrente tipo histeresi, controle PWM de tensão ou corrente, controle deadbeat, controle de corrente por modos deslizantes, controle de corrente baseado em lógica fuzzy, etc, que podem ser implementados via hardware ou software para comandar as chaves de potência

do filtro ativo.

## 1.5 CONTRIBUIÇÕES DA PESQUISA

Este trabalho de dissertação é uma contribuição para a área de qualidade de energia e sua conservação. Ao longo deste texto serão analisados aspectos relacionados às condições de operação dos conversores monofásicos que serão parte integrante dos filtros ativos de potência monofásicos.

Serão apresentados estudos sobre os conversores monofásicos em meia ponte (*2 braços*), ponte completa (*4 braços*) e braço compartilhado (*3 braços*). Nestes estudos serão abordadas as técnicas *PWM*, análise sobre as correntes em cada braço do conversor e no barramento *CC*. O diagrama de controle em blocos referente ao conversor também será apresentado.

Com relação ao estudo do filtro ativo monofásico serão apresentadas as configurações do filtro trabalhando com e sem o transformador. As estruturas com transformador são bastantes conhecidas e sobre estas estruturas realizou-se estudos do filtro operando com os conversores em ponte completa e com braço compartilhado. A estrutura sem transformador é considerada nova e possui algumas particularidades, pois para que ela funcione algumas condições de contorno devem ser levadas em consideração. Devido a algumas condições de contorno só foi possível a implementação desta estrutura com o conversor em ponte completa.

Nas configurações de filtros ativos apresentadas, tem-se geralmente harmônicos de tensão na fonte de alimentação. Como harmônicos de tensão geram harmônicos de corrente, o filtro ativo universal funcionará de maneira a realizar a compensação de tensão e corrente. Considerando-se a carga linear conectada ao filtro, tem-se que manter o nível de tensão que a carga necessita e a corrente da fonte compensada e com fator de potência próximo do unitário. Para situações em que a carga é não-linear, geradora de harmônicos, a compensação da corrente da fonte também, é conseguida via filtro paralelo, que compensa os harmônicos gerados pela carga não linear e a tensão é compensada pelo filtro série. Este filtro pode funcionar como fonte ininterrupta de tensão (*UPS*) conectada *on-line* no sistema. O *UPS on-line* envia energia a carga através da dupla conversão de energia *CA-CC-CA*. A vantagem de se utilizar essa estrutura deve-se ao fato de a carga ser

conectada continuamente ao inversor e isso permite que a tensão aplicada seja senoidal e com baixa taxa de distorção harmônica. Isso faz com que o sistema tenha um elevado grau de rejeição a distúrbios presentes na linha de transmissão, tais como, harmônicos, elevação, afundamento, etc.

## 1.6 ORGANIZAÇÃO DO TRABALHO

### 1.6.1 Capítulo 1

Faz-se uma introdução sobre o objetivo da compensação nos sistemas de distribuição tanto do lado da concessionária de energia como do lado dos consumidores, objetivando melhoria na qualidade da energia elétrica, já que, muitas das atuais cargas apresentam características não-lineares. É apresentada, também, neste capítulo uma revisão bibliográfica (*Estado da Arte*) sobre o desenvolvimento dos filtros ativos de potência e das técnicas de controle utilizadas até o presente momento, citando as vantagens e desvantagens sobre cada topologia de filtro ativo.

### 1.6.2 Capítulo 2

É proposto um estudo sobre três configurações de conversores monofásicos. As configurações apresentadas neste capítulo são: conversor meia ponte (*2 braços*), ponte completa (*4 braços*) e braço compartilhado (*3 braços*). Verticalizou-se para o conversor com braço compartilhado e comparações desta configuração com as demais serão feitas sempre que necessário. Serão apresentadas as técnicas *PWM* escalar e vetorial introduzindo os conceitos local e global do fator de distribuição para o conversor com braço compartilhado, assim como um estudo sobre a capacidade de tensão deste conversor. A modulação *PWM* referente aos outros conversores também será apresentada. Alguns aspectos sobre as características desses conversores serão discutidos, como por exemplo, a distorção harmônica, correntes nos braços e no capacitor.

### 1.6.3 Capítulo 3

Serão abordadas algumas configurações de filtros ativos com e sem transformador operando com os conversores em ponte completa e com braço compartilhado. Para analisar o comportamento dinâmico do sistema, considerou-se problemas relacionados com harmônicos, elevação e afundamento na forma de onda da tensão de entrada (alimentação) do sistema. O filtro deve ser capaz de compensar esses distúrbios entregando a carga níveis de tensão e corrente necessários para o seu funcionamento. Outra condição analisada foi a de considerar a carga como uma fonte não-linear. Neste caso, o filtro ativo mantém o nível de tensão que a carga precisa e realiza a compensação da corrente da fonte, poluída pelos harmônicos gerados pela carga não-linear. Evitando que a carga polua o sistema de distribuição de energia elétrica.

## 1.7 CONCLUSÃO

Uma revisão sobre filtros ativos de potência foi apresentada para prover aos engenheiros e pesquisadores que atuam na área de qualidade de energia elétrica uma visão sobre as diversas configurações e técnicas de controle apresentadas desde o surgimento dos primeiros conceitos sobre filtragem ativa até o presente momento. Como observado, o uso de chaves estáticas para controle de potência tem contribuído substancialmente para o aumento da poluição harmônica acima dos limites toleráveis na linha de transmissão. Contudo, a concessionária de energia encontra, atualmente, com a crescente proliferação de equipamentos eletro-eletrônicos (cargas não-lineares), dificuldades de manter a qualidade da energia entregue ao consumidor final. E o maior prejudicado neste contexto é o consumidor, pois, indiretamente ele sofre penalidades devido ao aumento do tempo de manutenção da planta, ou seja, da rede de distribuição.

# CONVERSORES MONOFÁSICOS

## 2.1 INTRODUÇÃO

Com o recente desenvolvimento da tecnologia dos dispositivos semicondutores de potência e os crescentes progressos obtidos nas áreas de microeletrônica e eletrônica de potência, acompanhado dos avanços dos métodos de controle, tem-se difundido as aplicações dos inversores em sistemas de filtragem ativa, acionamento de máquinas elétricas, etc. Isto tem possibilitado o aumento na sofisticação da automação e tem sido um fator de extrema importância na revolução do processo industrial em todo mundo.

Recentemente, tem surgido um interesse crescente por parte dos pesquisadores no que diz respeito ao estudo de sistemas de acionamento com um número reduzido de componentes, visando à redução de custos e a otimização do sistema quanto à falhas (JACOBINA, 2003), (JACOBINA, 2001), (JACOBINA; OLIVEIRA, 2001), (KIM; LIPO, 1995) e (BLASKO, 1996).

Um dos principais objetivos deste trabalho é estudar as técnicas de controle PWM escalar e vetorial, introduzindo os conceitos local e global do fator de distribuição (*apportioning factor*) para o conversor de seis chaves. Será proposto para esta estratégia de controle a máxima utilização da tensão do barramento CC, isso pode ser conseguido através da sincronização das tensões de entrada e de saída do conversor.

Em adição, alguns aspectos relevantes sobre as características deste conversor serão discutidos, como por exemplo, a capacidade de tensão, a distorção harmônica, as correntes no braço compartilhado e no capacitor. Esta topologia, Fig. 2.3, será comparada com as configurações tradicionais constituídas por quatro braços (ponte completa) e por dois braços (meia ponte), respectivamente, observadas nas Figs. 2.2 e 2.1.

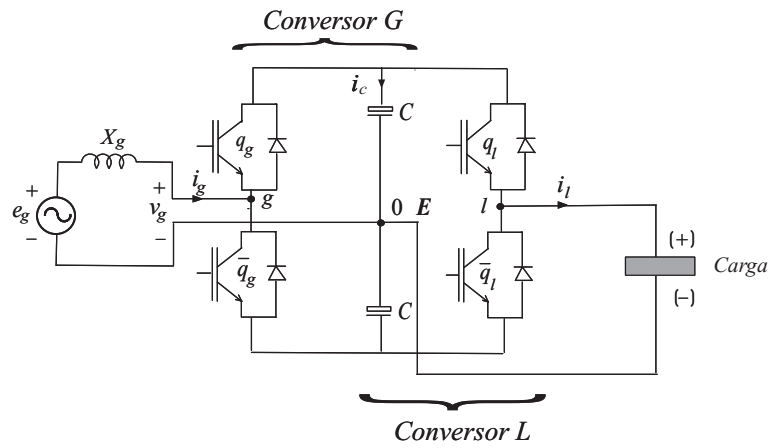


Figura 2.1. Topologia do conversor monofásico CA/CA com dois braços

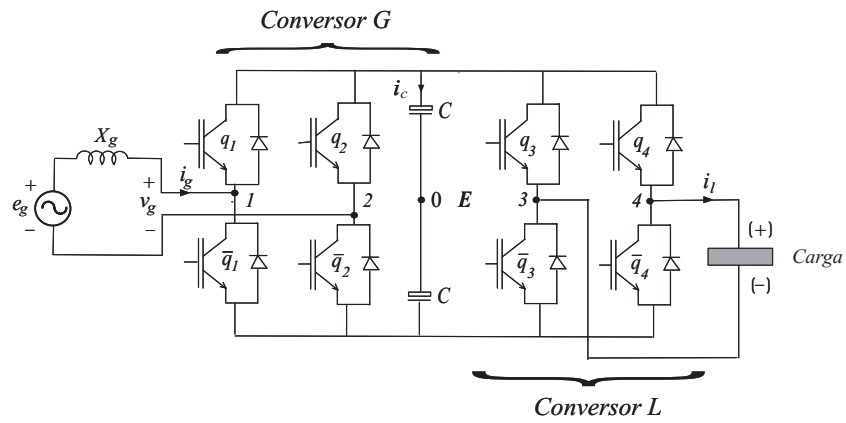


Figura 2.2. Topologia do conversor monofásico CA/CA com quatro braços

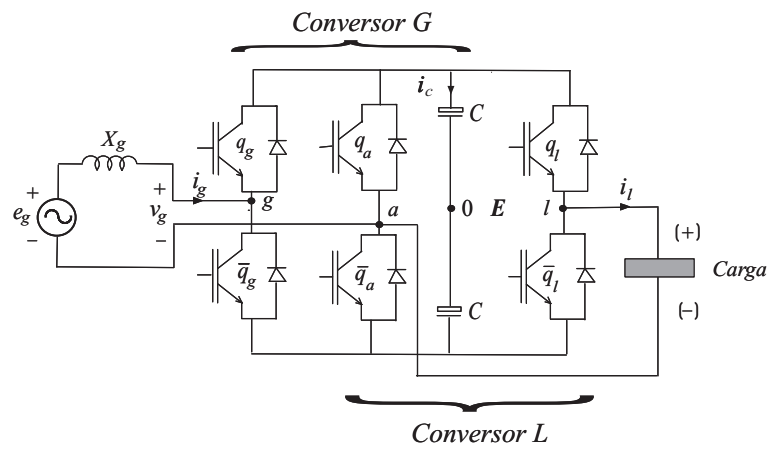


Figura 2.3. Topologia do conversor monofásico CA/CA com três braços



O objetivo deste capítulo é estudar as topologias de conversores monofásicos adequadas aos filtros ativos monofásicos de potência universais.

## 2.2 CONVERSOR MONOFÁSICO CA/CA COM QUATRO CHAVES

O conversor monofásico com quatro chaves pode ser observado na Fig. 2.1. Este conversor possui dois braços e um banco capacitor  $CC$ . O conversor  $G$  é composto pelas chaves  $q_g$  e  $\bar{q}_g$  e o conversor  $L$  é constituído pelas chaves  $q_l$  e  $\bar{q}_l$ . Os pares  $q_g - \bar{q}_g$  e  $q_l - \bar{q}_l$  são complementares e o estado da chave representado por  $q = 1$  indica que a chave está fechada e o estado da chave representado por  $q = 0$  indica que a chave está aberta. A tensão de cada braço com relação ao ponto intermediário do barramento  $CC$ , tensão de pólo, depende do estado das chaves de potência e pode ser expressa por:

$$v_g = v_{g0} = (2q_g - 1) \frac{E}{2} \quad (2.1)$$

$$v_l = v_{l0} = (2q_l - 1) \frac{E}{2} \quad (2.2)$$

onde:  $E$  é a tensão do barramento  $CC$ . Como os pares  $q_g - \bar{q}_g$  e  $q_l - \bar{q}_l$  são complementares, tem-se:

$$q_g = 1 - \bar{q}_g \quad (2.3)$$

$$q_l = 1 - \bar{q}_l \quad (2.4)$$

### 2.2.1 PWM Escalar

Considerando-se que as tensões de referência no conversor são  $v_g^*$  e  $v_l^*$ , tem-se:

$$v_g^* = v_{g0}^* \quad (2.5)$$

$$v_l^* = v_{l0}^* \quad (2.6)$$

onde:  $|v_{g0}^*| \leq \frac{E}{2}$  e  $|v_{l0}^*| \leq \frac{E}{2}$ .

A largura dos pulsos dos sinais de gatilho são calculadas a partir das informações das tensões de pólo de referência como observado em:

$$\tau_g = \frac{T}{2} + \frac{T}{E}v_{g0}^* \quad (2.7)$$

$$\tau_l = \frac{T}{2} + \frac{T}{E}v_{l0}^* \quad (2.8)$$

A largura dos pulsos  $\tau_g$  e  $\tau_l$  define os instantes em que as chaves  $q_g$  e  $q_l$  devem se manter conduzindo para a obtenção da tensão de referência desejada na saída do conversor.

O algoritmo para esse método é o seguinte:

1. Determinar as tensões  $v_{g0}^*$  e  $v_{l0}^*$  usando (2.5) - (2.6)
2. Calcular a largura dos pulsos  $\tau_g$  e  $\tau_l$  usando as expressões (2.7) - (2.8);

## 2.2.2 Corrente no Capacitor

As correntes instantâneas  $i_{gc}$  e  $i_{lc}$  responsáveis pelo surgimento da corrente no capacitor podem ser expressas por:

$$i_{gc} = q_g i_g \quad (2.9)$$

$$i_{lc} = q_l i_l \quad (2.10)$$

Levando-se em consideração as larguras dos pulsos, os valores médios das correntes  $\bar{i}_{gc}$  e  $\bar{i}_{lc}$ , num período  $T$ , são calculados por:

$$\bar{i}_{gc} = \left(\frac{\tau_g}{T}\right) \bar{i}_g = \left(\frac{\tau_g}{T}\right) (i_{gf} + i_{g2\omega}) \quad (2.11)$$

$$\bar{i}_{lc} = \left(\frac{\tau_l}{T}\right) \bar{i}_l = \left(\frac{\tau_l}{T}\right) (i_{lf} + i_{l2\omega}) \quad (2.12)$$

onde:  $i_{gf}$  e  $i_{lf}$  são os valores fundamentais das correntes  $g$  e  $l$ , respectivamente;  $i_{g2\omega}$  e  $i_{l2\omega}$  são as componentes harmônicas de segunda ordem das correntes  $g$  e  $l$ , desconsiderando-se as componentes de mais alta frequência devido a frequência de chaveamento.

Substituindo-se os valores de  $\tau_g$  e  $\tau_l$ , dados por (2.7) e (2.8) em (2.11) e (2.12), obtém-se:

$$\bar{i}_{gc} = \frac{1}{E} (v_g^* i_{gf} + v_g^* i_{g2\omega}) + \frac{1}{2} \bar{i}_g = \frac{1}{E} (p_{gf} + p_{g2\omega}) + \frac{1}{2} \bar{i}_g = \frac{1}{E} p_g^* + \frac{1}{2} \bar{i}_g \quad (2.13)$$

$$\bar{i}_{lc} = \frac{1}{E} (v_l^* i_{lf} + v_l^* i_{l2\omega}) + \frac{1}{2} \bar{i}_l = \frac{1}{E} (p_{lf} + p_{l2\omega}) + \frac{1}{2} \bar{i}_l = \frac{1}{E} p_l^* + \frac{1}{2} \bar{i}_l \quad (2.14)$$

Nestas expressões,  $p_g^*$  e  $p_l^*$  correspondem, respectivamente, as potência entregue ao banco capacitor pela fonte e a potência recebida pela carga do banco capacitor. Como a corrente no banco capacitor é dada por:  $\bar{i}_c = \bar{i}_g - \bar{i}_{lc}$ , então, pode-se obter a partir de (2.13) e (2.14) a corrente no banco capacitor em função das potências.

$$\bar{i}_c = (p_g^* - p_l^*) \frac{1}{E} + \frac{1}{2} (\bar{i}_g - \bar{i}_l) \quad (2.15)$$

Na operação senoidal em regime permanente, tem-se:

$$p_g^* = V_g I_g \cos(\phi_g) + V_g I_g \cos(2\omega_g t - \phi_g) = (p_{gf} + p_{g2\omega}) \quad (2.16)$$

$$p_l^* = V_l I_l \cos(\phi_l) + V_l I_l \cos(2\omega_l t - \phi_l) = (p_{lf} + p_{l2\omega}) \quad (2.17)$$

Substituindo (2.16) e (2.17) em (2.15), tem-se:

$$\bar{i}_c = \frac{1}{E} (V_g I_g \cos(2\omega_g t - \phi_g) - V_l I_l \cos(2\omega_l t - \phi_l)) + \frac{1}{2} (I_g \cos(\omega_g t - \phi_g) - I_l \cos(\omega_l t - \phi_l)) \quad (2.18)$$

Pode-se concluir, portanto, pela equação (2.18) que a corrente no capacitor possui termos na frequência fundamental ( $\omega_g$  e  $\omega_l$ ) e termos de segundo harmônico ( $2\omega_g$  e  $2\omega_l$ ), considerando  $p_{gf}$  e  $p_{lf}$  contínuos e idênticos e desconsiderando as componentes de mais alta frequência.

## 2.3 CONVERSOR MONOFÁSICO CA/CA COM OITO CHAVES

O conversor em ponte completa constituído por oito chaves pode ser observado na Fig. 2.2. Este conversor possui quatro braços e um barramento  $CC$ . O conversor  $G$  é composto pelas chaves  $q_1$ ,  $\bar{q}_1$ ,  $q_2$  e  $\bar{q}_2$  e o conversor  $L$  é constituído pelas chaves  $q_3$ ,  $\bar{q}_3$ ,  $q_4$  e  $\bar{q}_4$ . O estado de condução de todas as chave pode ser representado pelas variáveis homônimas binárias  $q_1$ ,  $\bar{q}_1$ ,  $q_2$ ,  $\bar{q}_2$ ,  $q_3$ ,  $\bar{q}_3$ ,  $q_4$  e  $\bar{q}_4$ . Os pares  $q_1 - \bar{q}_1$ ,  $q_2 - \bar{q}_2$ ,  $q_3 - \bar{q}_3$  e  $q_4 - \bar{q}_4$  são complementares, desta forma, tem-se:

$$q_1 = 1 - \bar{q}_1 \quad (2.19)$$

$$q_2 = 1 - \bar{q}_2 \quad (2.20)$$

$$q_3 = 1 - \bar{q}_3 \quad (2.21)$$

$$q_4 = 1 - \bar{q}_4 \quad (2.22)$$

As tensões de pólo  $v_{10}$ ,  $v_{20}$ ,  $v_{30}$  e  $v_{40}$  do conversor são dependentes dos estados das chaves e podem ser expressas em termos das variáveis binárias  $q_1$ ,  $q_2$ ,  $q_3$  e  $q_4$ , previamente definidas por:

$$v_{10} = (2q_1 - 1) \frac{E}{2} \quad (2.23)$$

$$v_{20} = (2q_2 - 1) \frac{E}{2} \quad (2.24)$$

$$v_{30} = (2q_3 - 1) \frac{E}{2} \quad (2.25)$$

$$v_{40} = (2q_4 - 1) \frac{E}{2} \quad (2.26)$$

onde:  $E$  é a tensão do barramento  $CC$ .

### 2.3.1 PWM Escalar

Considerando-se que as tensões de referência do conversor são  $v_g^*$  e  $v_l^*$ , tem-se:

$$v_g^* = v_{10}^* - v_{20}^* \quad (2.27)$$

$$v_l^* = v_{40}^* - v_{30}^* \quad (2.28)$$

para:

$$v_{10}^* = v_g^* + v_{\mu g}^* \quad (2.29)$$

$$v_{20}^* = v_{\mu g}^* \quad (2.30)$$

$$v_{30}^* = v_{\mu l}^* \quad (2.31)$$

$$v_{40}^* = v_l^* + v_{\mu l}^* \quad (2.32)$$

onde:  $|v_{10}^*| \leq \frac{E}{2}$  e  $|v_{20}^*| \leq \frac{E}{2}$ ,  $|v_{30}^*| \leq \frac{E}{2}$  e  $|v_{40}^*| \leq \frac{E}{2}$ .

As tensões  $v_{\mu g}^*$  e  $v_{\mu l}^*$  podem ser calculadas levando em consideração os fatores de distribuição global  $\mu_g$  e  $\mu_l$ . Pode-se observar que  $v_{\mu g}^*$  e  $v_{\mu l}^*$  são dependentes de  $\mu_g$  e  $\mu_l$ , respectivamente, como mostrado em:

$$v_{\mu g}^* = E \left( \mu_g - \frac{1}{2} \right) - \mu_g v_{g \max}^* + (\mu_g - 1) v_{g \min}^* \quad (2.33)$$

$$v_{\mu l}^* = E \left( \mu_l - \frac{1}{2} \right) - \mu_l v_{l \max}^* + (\mu_l - 1) v_{l \min}^* \quad (2.34)$$

onde:  $v_{g \max}^* = \max(v_{10}^*, v_{20}^*)$  e  $v_{g \min}^* = \min(v_{10}^*, v_{20}^*)$  para o conversor  $G$  e  $v_{l \max}^* = \max(v_{30}^*, v_{40}^*)$  e  $v_{l \min}^* = \min(v_{30}^*, v_{40}^*)$  para o conversor  $L$ .

Estas expressões foram derivadas usando as mesmas aproximações utilizadas para o caso do modulador trifásico mostrado em (BLASKO, 1996) e (JACOBINA, 2001). Os fatores de distribuição  $\mu_g$  ( $0 \leq \mu_g \leq 1$ ) e  $\mu_l$  ( $0 \leq \mu_l \leq 1$ ) são dados por:

$$\mu_g = \frac{t_{oig}}{t_{og}} \quad (2.35)$$

$$\mu_l = \frac{t_{oil}}{t_{ol}} \quad (2.36)$$

e indicam as distribuições dos períodos das rodas-livres  $t_{og}$  e  $t_{ol}$  (períodos nos quais as tensões  $v_{10} = v_{20}$  e  $v_{30} = v_{40}$ ) entre o início ( $t_{oig} = \mu t_{og}$ ), ( $t_{oil} = \mu t_{ol}$ ) e o final ( $t_{ofg} = (1 - \mu_g) t_{og}$ ), ( $t_{ofl} = (1 - \mu_l) t_{ol}$ ) do período de chaveamento. O fator de distribuição pode ser alterado em função do índice de modulação para reduzir o *THD* (*Distorção Harmônica Total*) das tensões de ambos os conversores (BLASKO, 1996) e (JACOBINA, 2001).

A largura dos pulsos dos sinais de gatilho são calculadas a partir das informações das tensões de pólo de referência, como observado em:

$$\tau_1 = \frac{T}{2} + \frac{T}{E} v_{10}^* \quad (2.37)$$

$$\tau_2 = \frac{T}{2} + \frac{T}{E} v_{20}^* \quad (2.38)$$

$$\tau_3 = \frac{T}{2} + \frac{T}{E} v_{30}^* \quad (2.39)$$

$$\tau_4 = \frac{T}{2} + \frac{T}{E} v_{40}^* \quad (2.40)$$

O algoritmo proposto para esse método segue os seguintes passos:

1. Determinar as tensões  $v_{10}^*$ ,  $v_{20}^*$ ,  $v_{30}^*$  e  $v_{40}^*$  usando (2.29) - (2.32)
2. Calcular a largura dos pulsos  $\tau_1$ ,  $\tau_2$ ,  $\tau_3$  e  $\tau_4$  usando as expressões (2.37) - (2.40);

### 2.3.2 Corrente no Capacitor

As correntes instantâneas  $i_{gc}$  e  $i_{lc}$  correspondentes à contribuição da fonte à corrente no capacitor e a contribuição da carga à corrente no capacitor, respectivamente, são expressas por:

$$i_{gc} = q_1 i_g - q_2 i_g = (q_1 - q_2) i_g \quad (2.41)$$

$$i_{lc} = q_4 i_l - q_3 i_l = (q_4 - q_3) i_l \quad (2.42)$$

Tomando por base a largura de pulsos (2.41) e (2.42), as correntes médias  $\bar{i}_{gc}$  e  $\bar{i}_{lc}$ , num período  $T$ , são aproximadamente

$$\bar{i}_{gc} = \left( \frac{\tau_1}{T} - \frac{\tau_2}{T} \right) \bar{i}_g = \left( \frac{\tau_1}{T} - \frac{\tau_2}{T} \right) (i_{gf} + i_{g2\omega}) \quad (2.43)$$

$$\bar{i}_{lc} = \left( \frac{\tau_4}{T} - \frac{\tau_3}{T} \right) \bar{i}_l = \left( \frac{\tau_4}{T} - \frac{\tau_3}{T} \right) (i_{lf} + i_{l2\omega}) \quad (2.44)$$

onde:  $i_{gf}$  e  $i_{lf}$  são as componentes fundamentais e  $i_{g2\omega}$  e  $i_{l2\omega}$  são os termos de segundo harmônico.

Substituindo-se (2.37) - (2.40) em (2.43) e (2.44), obtém-se:

$$\bar{i}_{gc} = \frac{1}{E} (v_g^* i_{gf} + v_g^* i_{g2\omega}) = \frac{1}{E} (p_{gf} + p_{g2\omega}) = \frac{1}{E} p_g^* \quad (2.45)$$

$$\bar{i}_{lc} = \frac{1}{E} (v_l^* i_l + v_l^* i_{l2\omega}) = \frac{1}{E} (p_{lf} + p_{l2\omega}) = \frac{1}{E} p_l^* \quad (2.46)$$

Nas equações os termos  $p_g^*$  e  $p_l^*$  correspondem, respectivamente, a potência fornecida da fonte para o barramento  $CC$  e à potência recebida pela carga do barramento  $CC$ .

Como a corrente no banco capacitor é dada por:  $\bar{i}_c = \bar{i}_{gc} - \bar{i}_{lc}$ . Então, pode-se obter a partir de (2.45) e (2.46) a corrente no banco capacitor em função das potências.

$$\bar{i}_c = (p_g^* - p_l^*) \frac{1}{E} \quad (2.47)$$

Na operação senoidal em regime permanente, tem-se:

$$p_g^* = V_g I_g \cos(\phi_g) + V_g I_g \cos(2\omega_g t - \phi_g) = (p_{gf} + p_{g2\omega}) \quad (2.48)$$

$$p_l^* = V_l I_l \cos(\phi_l) + V_l I_l \cos(2\omega_l t - \phi_l) = (p_{lf} + p_{l2\omega}) \quad (2.49)$$

Substituindo (2.48) e (2.49) em (2.47), tem-se:

$$\bar{i}_c = \frac{1}{E} (V_g I_g \cos(2\omega_g t - \phi_g) - V_l I_l \cos(2\omega_l t - \phi_l)) \quad (2.50)$$

Portanto, pela equação (2.50) verifica-se que existe somente componentes de segundo harmônico ( $2\omega_g$  e  $2\omega_l$ ), considerando  $p_{gf}$  e  $p_{l2\omega}$  contínuas e idênticas, desconsiderando-se as componentes de mais alta frequência devido a frequência de chaveamento.

## 2.4 CONVERSOR MONOFÁSICO CA/CA COM SEIS CHAVES

O esquema básico do conversor monofásico  $CA/CA$  com seis chaves pode ser observado na Fig. 2.3, ele é constituído por três braços e um banco capacitivo na conexão  $CC$ . O conversor  $G$  é composto pelas chaves  $q_g$ ,  $\bar{q}_g$ ,  $q_a$  e  $\bar{q}_a$ . O conversor  $L$  é composto pelas chaves  $q_l$ ,  $\bar{q}_l$ ,  $q_a$  e  $\bar{q}_a$ . O

braço  $q_a - \bar{q}_a$  é compartilhado por ambos os conversores. Os pares  $q_g - \bar{q}_g$ ,  $q_a - \bar{q}_a$  e  $q_l - \bar{q}_l$  são complementares, desta forma, tem-se:

$$q_g = 1 - \bar{q}_g \quad (2.51)$$

$$q_a = 1 - \bar{q}_a \quad (2.52)$$

$$q_l = 1 - \bar{q}_l \quad (2.53)$$

As tensões de pólo  $v_{g0}$ ,  $v_{a0}$  e  $v_{l0}$  do conversor são dependentes dos estados das chaves e podem ser expressas em termos das variáveis binárias  $q_g$ ,  $q_a$  e  $q_l$ , previamente definidas por:

$$v_{g0} = (2q_g - 1) \frac{E}{2} \quad (2.54)$$

$$v_{a0} = (2q_a - 1) \frac{E}{2} \quad (2.55)$$

$$v_{l0} = (2q_l - 1) \frac{E}{2} \quad (2.56)$$

sendo:  $E$  é a tensão do barramento CC.

#### 2.4.1 PWM Escalar

A largura dos pulsos do sinal de comando pode ser calculada diretamente a partir das tensões de pólo de referência. Se as tensões de fase desejadas são especificadas como  $v_g^*$  e  $v_l^*$ , então, as tensões de referência do ponto central 0 podem ser expressas por:

$$v_{g0}^* = v_g^* + v_{a0}^* \quad (2.57)$$

$$v_{l0}^* = v_l^* + v_{a0}^* \quad (2.58)$$

Como pode ser observado, as equações (2.57) e (2.58) não podem ser resolvidas a menos que  $v_{a0}^*$  seja conhecido. Desta forma, estas equações devem ser reorganizadas, como mostrado em:

$$v_{g0}^* = v_g^* + v_{\mu}^* \quad (2.59)$$

$$v_{l0}^* = v_l^* + v_{\mu}^* \quad (2.60)$$

$$v_{a0}^* = v_{\mu}^* \quad (2.61)$$



O problema a ser resolvido é determinar  $v_{g0}^*$ ,  $v_{l0}^*$  e  $v_{a0}^*$  a partir de (2.59) - (2.59), desde que as tensões de fase de referência  $v_g^*$  e  $v_l^*$  tenham sido especificadas. O objetivo geral é determinar o valor de  $v_\mu^*$  e, para isso, serão propostas duas maneiras para se resolver este problema, que são o fator de distribuição global e local, ambos descritos nos métodos *A* e *B*, respectivamente.

**2.4.1.1 Método A (Fator de Distribuição Global)** A tensão  $v_\mu^*$  pode ser calculada levando em consideração o fator de distribuição global  $\mu$ . Pode-se observar que  $v_\mu^*$  é dependente de  $\mu$ , como mostrado em:

$$v_\mu^* = E \left( \mu - \frac{1}{2} \right) - \mu v_{\max}^* + (\mu - 1) v_{\min}^* \quad (2.62)$$

onde:  $v_{\max}^* = \max(v_g^*, v_l^*, 0)$  e  $v_{\min}^* = \min(v_g^*, v_l^*, 0)$ .

Esta expressão foi derivada usando a mesma aproximação utilizada para o caso do modulador trifásico mostrado em (BLASKO, 1996) e (JACOBINA, 2001). O fator de distribuição  $\mu$  ( $0 \leq \mu \leq 1$ ) é dado por:

$$\mu = \frac{t_{oi}}{t_o} \quad (2.63)$$

e indica a distribuição do período de roda-livre  $t_o$  (período no qual as tensões  $v_{g0}$ ,  $v_{l0}$  e  $v_{a0}$  são iguais) entre o início ( $t_{oi} = \mu t_o$ ) e o final ( $t_{of} = (1 - \mu) t_o$ ) do período de chaveamento. O fator de distribuição pode ser alterado em função do índice de modulação para reduzir o *THD* (*Distorção Harmônica Total*) das tensões de ambos os conversores (BLASKO, 1996) e (JACOBINA, 2001).

O algoritmo proposto para esse método é mostrado abaixo:

1. Escolher um valor para o fator de distribuição global  $\mu$  e calcular  $v_\mu^*$  a partir de (2.62);
2. Determinar as tensões  $v_{g0}^*$ ,  $v_{l0}^*$  e  $v_{a0}^*$  a partir de (2.59) - (2.61);
3. Calcular a largura dos pulsos  $\tau_g$ ,  $\tau_a$  e  $\tau_l$  usando as expressões:

$$\tau_g = \frac{T}{2} + \frac{T}{E} v_{g0}^* \quad (2.64)$$

$$\tau_a = \frac{T}{2} + \frac{T}{E} v_{a0}^* \quad (2.65)$$

$$\tau_l = \frac{T}{2} + \frac{T}{E}v_{i0}^* \quad (2.66)$$

**2.4.1.2 Método B (Fator de Distribuição Local)** A tensão  $v_{\mu_s}^*$  pode ser calculada levando em consideração o fator de distribuição local  $\mu_s$ . Pode-se observar que  $v_{\mu_s}^*$  é dependente de  $\mu_s$ , como mostrado em:

$$v_{\mu_s}^* = E \left( \mu_s - \frac{1}{2} \right) - \mu_s v_{s \max}^* + (\mu_s - 1) v_{s \min}^* \quad (2.67)$$

onde:  $v_{s \max}^* = \max V_s$  e  $v_{s \min}^* = \min V_s$ . Se  $s = g$ , tem-se que  $v_{g \max}^* = \max V_g$  e  $v_{g \min}^* = \min V_g$  para  $V_g = \{v_g^*, 0\}$ . Se  $s = l$ , tem-se que  $v_{l \max}^* = \max V_l$  e  $v_{l \min}^* = \min V_l$  para  $V_l = \{v_l^*, 0\}$ .

Para a fonte, tem-se:  $\mu_s = \mu_g$ . Isto indica o período de roda livre  $t_{og}$ , intervalo no qual as tensões  $v_{g0}$  e  $v_{a0}$  são iguais, no início ( $t_{oig} = \mu_g t_{og}$ ) e no final ( $t_{ofg} = (1 - \mu_g) t_{og}$ ) do período de chaveamento.

Para a carga, tem-se:  $\mu_s = \mu_l$ . Isto indica o período de roda livre  $t_{ol}$ , intervalo no qual as tensões  $v_{l0}$  e  $v_{a0}$  são iguais, no início ( $t_{oil} = \mu_l t_{ol}$ ) e no final ( $t_{ofl} = (1 - \mu_l) t_{ol}$ ) do período de chaveamento.

Através de (2.67), observa-se que a tensão  $v_{\mu_s}^*$  deve satisfazer ambos os lados do conversor referente a tensão da fonte  $V_g$  (se  $s = g$ ) e tensão da carga  $V_l$  (se  $s = l$ ). A partir de (2.59) e (2.60) os limites para  $v_{\mu_s}^*$  ( $s = g$  ou  $s = l$ ) podem ser calculados, respectivamente, como mostrado em:

para  $s = g$  :

$$v_{\mu_s \max}^* = \frac{E}{2} - v_l^* \quad (2.68)$$

$$v_{\mu_s \min}^* = -\frac{E}{2} - v_l^* \quad (2.69)$$

para  $s = l$  :

$$v_{\mu_s \max}^* = \frac{E}{2} - v_g^* \quad (2.70)$$

$$v_{\mu_s \min}^* = -\frac{E}{2} - v_g^* \quad (2.71)$$

Neste caso, é possível verificar como a distorção harmônica está dividida entre os conversores *A* e *B*. O algoritmo proposto para esse método é mostrado abaixo:

1. Escolher um valor para o fator de distribuição local  $\mu_s$  e, então, calcular  $v_{\mu s}^*$ , para a fonte e para a carga, a partir de (2.67);
2. Determinar os limites de máximo e mínimo de  $v_{\mu s}^*$  a partir das equações (2.68) e (2.69) ou (2.70) e (2.71). Deve-se limitar  $v_{\mu s}^*$  a  $v_{\mu s \max}^*$  se  $v_{\mu s}^* > v_{\mu s \max}^*$  e  $v_{\mu s}^*$  a  $v_{\mu s \min}^*$  se  $v_{\mu s}^* < v_{\mu s \min}^*$ .
3. Determinar  $v_{g0}^*$ ,  $v_{l0}^*$  e  $v_{a0}^*$  a partir de (2.59) - (2.61) usando  $v_{\mu}^* = v_{\mu s}^*$ .
4. Calcular a largura dos pulsos  $\tau_g$ ,  $\tau_a$  e  $\tau_l$  usando as expressões mostradas no passo 3 do método *A*.

## 2.4.2 Controle PWM Vetorial

As tensões fornecidas pelo conversor de potência podem ser visualizadas no plano do espaço vetorial ( $g \times l$ ). Este plano vetorial é definido tal que  $v_g$  e  $v_l$  coincidam com o eixo real (*Re*) e com o eixo imaginário (*Im*), respectivamente. Um vetor de tensão neste plano pode ser representado por:

$$\mathbf{v}_n = v_g + jv_l \quad (2.72)$$

com  $n = 0, 1, 2, \dots, 7$  como mostrado na Fig. 2.4. Todos os valores instantâneos dos vetores de tensão são mostrados na Tabela 2.1, juntamente com os respectivos estados binários das chaves. Estes vetores de tensão podem ser gerados analisando a topologia do conversor mostrado na Fig. 2.3.

Como se pode observar na Tabela 2.1 e na Fig. 2.4, existem oito vetores de tensão: quatro vetores com amplitude  $E$  ( $\mathbf{v}_1$ ,  $\mathbf{v}_3$ ,  $\mathbf{v}_4$  e  $\mathbf{v}_6$ ), dois vetores com amplitude  $\sqrt{2}E$  ( $\mathbf{v}_2$  e  $\mathbf{v}_5$ ) e dois vetores nulos ( $\mathbf{v}_0$  e  $\mathbf{v}_7$ ). Estes vetores definem seis setores associados a cada valor de  $K = 1, 2, \dots, 6$ . As tensões  $v_g$  e  $v_l$  assumem somente três diferentes valores que são:  $E$ , 0 ou  $-E$ .

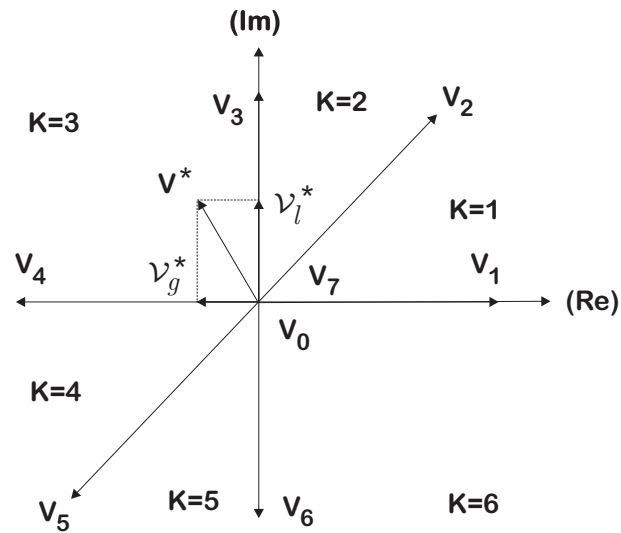


Figura 2.4. Vetores espaciais gerados pelo conversor.

Tabela 2.1. Vetores e tensões gerados pelo conversor

$q_g$	$q_l$	$q_a$	<i>vetor</i>	$v_g$	$v_l$
0	0	0	$v_0 = 0$	0	0
1	0	0	$v_1 = E$	$E$	0
1	1	0	$v_2 = \sqrt{2}Ee^{j\frac{\pi}{4}}$	$E$	$E$
0	1	0	$v_3 = Ee^{j\frac{\pi}{2}}$	0	$E$
0	1	1	$v_4 = Ee^{j\pi}$	$-E$	0
0	0	1	$v_5 = \sqrt{2}Ee^{j\frac{5\pi}{4}}$	$-E$	$-E$
1	0	1	$v_6 = Ee^{j\frac{3\pi}{2}}$	0	$-E$
1	1	1	$v_7 = 0$	0	0

O vetor de tensão  $\mathbf{v}^* = v_g^* + jv_l^*$  representa a tensão de referência a ser sintetizada pelo inversor dentro de um ciclo de chaveamento com comprimento  $T$ . De acordo com a técnica apresentada por (BROECK; SKUDELNY; STANKE, 1988) e (HOLTZ; THIMM, 1991), o vetor de referência localizado no setor  $K$  deve ser sintetizado usando os dois vetores adjacentes que definem este setor e os vetores de amplitude zero. Então, para o setor  $K$ , o vetor de referência pode ser escrito como:

$$\mathbf{v}^* = \mathbf{v}_n \frac{t_n}{T} + \mathbf{v}_{n+1} \frac{t_{n+1}}{T} + \mathbf{v}_0 \frac{t_0}{T} + \mathbf{v}_7 \frac{t_7}{T} \quad (2.73)$$

com os valores de tempo para cada vetor definidos por  $t_n$ ,  $t_{n+1}$ ,  $t_0$ ,  $t_7$  e limitados por  $T = t_n + t_{n+1} + t_0 + t_7$  ( $n = K$  e  $n + 1 = 1$  se  $K = 6$ ).

Usando o vetor de tensão  $\mathbf{v}^* = v_g^* + jv_l^*$  e admitindo que  $\mathbf{v}_0 = 0$  e  $\mathbf{v}_7 = 0$ , seguiu-se a partir de (2.73) que:

$$\begin{aligned} \text{Se } K &= 1 \implies t_1 = (v_g^* - v_l^*) \frac{T}{E}; \text{ e } t_2 = v_l^* \frac{T}{E} \\ \text{Se } K &= 2 \implies t_2 = v_g^* \frac{T}{E}; \text{ e } t_3 = (v_l^* - v_g^*) \frac{T}{E} \\ \text{Se } K &= 3 \implies t_3 = v_l^* \frac{T}{E}; \text{ e } t_4 = -v_g^* \frac{T}{E} \\ \text{Se } K &= 4 \implies t_4 = (v_l^* - v_g^*) \frac{T}{E}; \text{ e } t_5 = -v_l^* \frac{T}{E} \\ \text{Se } K &= 5 \implies t_5 = -v_g^* \frac{T}{E}; \text{ e } t_6 = (v_g^* - v_l^*) \frac{T}{E} \\ \text{Se } K &= 6 \implies t_6 = -v_l^* \frac{T}{E}; \text{ e } t_1 = v_g^* \frac{T}{E} \end{aligned} \quad (2.74)$$

Considerando o valor absoluto das componentes  $v_g^*$  e  $v_l^*$  do vetor de tensão  $\mathbf{v}^*$ , o setor onde  $\mathbf{v}^*$  está localizado pode ser identificado do seguinte modo:

$$\begin{aligned} \text{Se } v_g^* &> 0, v_l^* \geq 0, v_g^* > v_l^* \implies K = 1 \\ \text{Se } v_g^* &> 0, v_l^* \geq 0, v_g^* \leq v_l^* \implies K = 2 \\ \text{Se } v_g^* &\leq 0, v_l^* > 0 \implies K = 3 \\ \text{Se } v_g^* &< 0, v_l^* \leq 0, v_g^* < v_l^* \implies K = 4 \\ \text{Se } v_g^* &< 0, v_l^* < 0, v_g^* \geq v_l^* \implies K = 5 \\ \text{Se } v_g^* &\geq 0, v_l^* < 0 \implies K = 6 \end{aligned} \quad (2.75)$$

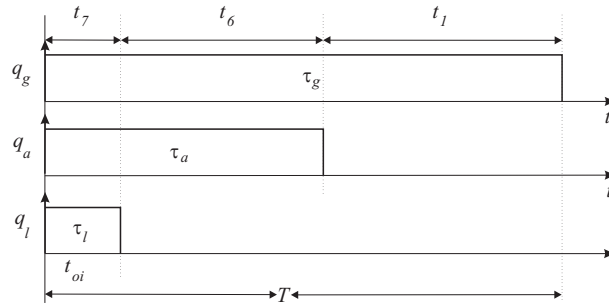
Como os valores de  $t_0$  e  $t_7$  são dependentes do fator de distribuição  $\mu$ , então, deve-se escolher

um fator de distribuição sabendo-se que  $(0 \leq \mu \leq 1)$ .

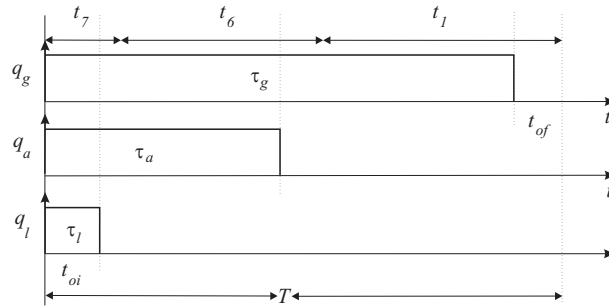
$$t_0 = t_{of} = (1 - \mu) t_o \quad (2.76)$$

$$t_7 = t_{oi} = \mu t_o \quad (2.77)$$

sendo  $t_o$  o período de roda livre  $t_o = T - t_n - t_{n-1}$ .



(a)



(b)

**Figura 2.5.** Largura dos pulsos  $\tau_g$ ,  $\tau_a$  e  $\tau_l$ : para (a)  $\mu = 1$  e (b)  $\mu = 0.5$ .

A técnica de modulação vetorial pode ser implementada executando os seguintes passos:

1. Dado  $v_g^*$  e  $v_l^*$ , determinar  $K$  a partir de (2.75) e, então,  $t_n$  e  $t_{n+1}$  a partir de (2.74).
2. Calcular  $v_{\mu s}^*$  dado um  $\mu_s$  usando (2.67)
3. Fazendo  $v_\mu^* = v_{\mu s}^*$  calcula-se  $\mu$  a partir de (2.62), por:

$$\mu = \frac{v_\mu^* + \frac{E}{2} + v_{\min}^*}{E - v_{\max}^* + v_{\min}^*} \quad (2.78)$$

se  $\mu > 1$  ou  $\mu < 0$ , faz-se  $\mu$  igual a 1 ou 0, respectivamente.

### 2.4.3 Corrente no Capacitor

As correntes instantâneas  $i_{gc}$  e  $i_{lc}$  correspondem, respectivamente, as contribuições da fonte e da carga para o surgimento da corrente no capacitor. Elas são expressas por:

$$i_{gc} = q_g i_g - q_a i_g = (q_g - q_a) i_g \quad (2.79)$$

$$i_{lc} = q_l i_l - q_a i_l = (q_l - q_a) i_l \quad (2.80)$$

Levando-se em consideração as larguras dos pulsos, os valores médios das correntes  $\bar{i}_{gc}$  e  $\bar{i}_{lc}$ , em um período  $T$ , são calculados por:

$$\bar{i}_{gc} = \left( \frac{\tau_g}{T} - \frac{\tau_a}{T} \right) \bar{i}_g \quad (2.81)$$

$$\bar{i}_{lc} = \left( \frac{\tau_l}{T} - \frac{\tau_a}{T} \right) \bar{i}_l \quad (2.82)$$

Substituindo-se os valores de  $\tau_g$ ,  $\tau_l$  e  $\tau_a$ , dados por (2.64)-(2.66) em (2.81) e (2.82), obtém-se:

$$\bar{i}_{gc} = v_g^* \bar{i}_g \frac{1}{E} = p_g^* \frac{1}{E} \quad (2.83)$$

$$\bar{i}_{lc} = v_l^* \bar{i}_l \frac{1}{E} = p_l^* \frac{1}{E} \quad (2.84)$$

Nestas expressões,  $p_g^*$  e  $p_l^*$  correspondem, respectivamente, a potência entregue ao banco capacitor pela fonte e a potência recebida pela carga pelo banco capacitivo. Como a corrente no banco capacitor é dado por:  $\bar{i}_c = \bar{i}_{gc} - \bar{i}_{lc}$ , então, pode-se obter a partir de (2.83) e (2.84) a corrente no mesmo em função das potências.

$$\bar{i}_c = (p_g^* - p_l^*) \frac{1}{E} \quad (2.85)$$

Na operação senoidal em regime permanente, tem-se:

$$p_g^* = p_{gf} + p_{g2\omega} \quad (2.86)$$

$$p_l^* = p_{lf} + p_{l2\omega} \quad (2.87)$$

onde:  $p_{gf}$  e  $p_{lf}$  são a potência média entregue pela fonte ao capacitor e a potência recebida da carga pelo capacitor, respectivamente;  $p_{g2\omega}$  e  $p_{l2\omega}$  são as potência da segunda harmônica entregue pela fonte ao capacitor e a potência da segunda harmônica recebida da carga pelo capacitor, respectivamente. Foram desconsideradas as componentes de mais alta frequência para facilitar as análises. Desde de que  $p_{gf}$  e  $p_{lf}$  são idênticas, a corrente no capacitor se torna:

$$\bar{i}_c = \bar{i}_{g2\omega} - \bar{i}_{l2\omega} \quad (2.88)$$

onde:  $\bar{i}_{g2\omega}$  e  $\bar{i}_{l2\omega}$  são as correntes de segunda harmônica associadas com  $p_{g2\omega}$  e  $p_{l2\omega}$ , respectivamente.

A corrente  $CA$  do capacitor contém uma forte componente de segunda harmônica, similar ao que ocorre com o conversor em ponte completa (*4 braços*), Figs. 2.2.

#### 2.4.4 Corrente no Braço Compartilhado

A corrente média  $\bar{i}_{qa}$  para o braço compartilhado  $q_a$  é dado por:

$$\bar{i}_{qa} = \left( \frac{v_{a0}^*}{E} + \frac{1}{2} \right) (\bar{i}_g - \bar{i}_l) \quad (2.89)$$

Então a corrente que flui pela chave do braço compartilhado é maior que a corrente nas outras chaves. Contudo, para operação em que  $v_{a0}^* = 0$ , a corrente  $\bar{i}_{qa}$  tem um fator de  $\frac{1}{2}$  que reduz a corrente instantânea na chave na operação regular do conversor. Como  $\bar{q}_a$  é complementar com  $q_a$ , a análise para a chave  $\bar{q}_a$  é similar.

## 2.5 CONTROLE DO CONVERSOR

Os controladores de corrente utilizados em acionamentos  $CA$  são mais complexos que os empregados em acionamentos  $CC$ , isto por que um controlador de corrente  $CA$  deve controlar tanto a amplitude como a fase da corrente. E em adição a isso, existe a dependência deste controlador com a frequência de operação, produzindo um erro de regime permanente não nulo (NOVOTNY; LIPO, 1996).



O controle de corrente usando um controlador padrão no referencial estacionário não garante erro zero em regime permanente, como explicado anteriormente. Em seu lugar, será utilizado um controlador síncrono de seqüência dupla para o sistema monofásico com o objetivo de superar tal limitação (JACOBINA, 1999) e (OLIVEIRA, 2001). O controlador de seqüência positiva e negativa é, também, bastante utilizado para controlar grandezas desbalanceadas. A estrutura básica do controlador na forma contínua é dada por:

$$\frac{dx_a}{dt} = x_b + 2k_i \xi_m \quad (2.90)$$

$$\frac{dx_b}{dt} = -\omega_m^2 x_a \quad (2.91)$$

$$v_m^* = x_a + k_p \xi_m \quad (2.92)$$

onde:  $\xi_m$  é o erro que pode ser de corrente ou de tensão ( $m = g$  ou  $m = l$  para a fonte ou carga, respectivamente);  $x_a$  e  $x_b$  são as variáveis de estado do controlador;  $v_m^*$  é a tensão de referência ( $m = g$  ou  $m = l$ );  $\omega_m$  é a freqüência de referência da corrente ou tensão ( $m = g$  ou  $m = l$ );  $k_p$  e  $k_i$  são os ganhos do controlador. Este controlador proporciona erro zero na freqüência  $\omega_m$ .

A versão discreta deste controlador é dada por:

$$x_a(k) = \cos(\omega_m h) x_a(k-1) + \frac{1}{\omega_m} \sin(\omega_m h) x_b(k-1) + 2k_i \frac{1}{\omega_m} \sin(\omega_m h) \xi_m(k-1) \quad (2.93)$$

$$x_b(k) = -\omega_m \sin(\omega_m h) x_a(k-1) + \cos(\omega_m h) x_b(k-1) + 2k_i [\cos(\omega_m h) - 1] \xi_m(k-1) \quad (2.94)$$

$$v_m^*(k) = x_a(k) + k_p \xi_m(k) \quad (2.95)$$

sendo:  $h$  o período de amostragem.

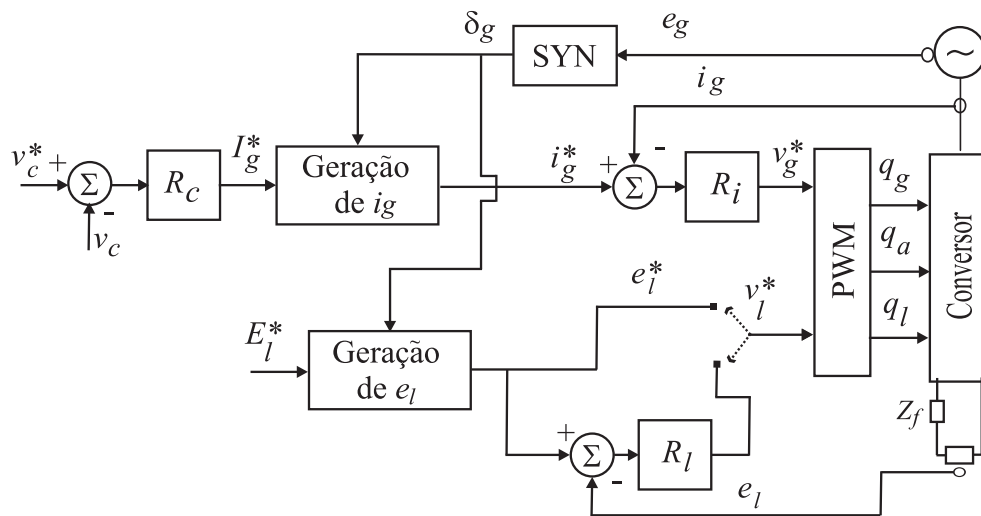
### 2.5.1 Sistema de controle do conversor

O diagrama de blocos que representa o controle do conversor é mostrado na Fig. 2.6.

Nesta figura, pode-se observar que a tensão  $v_c$  é comparada com a tensão  $v_c^*$  e o resultado desta comparação, ou seja, o erro de tensão é aplicado a um controlador *PI* representado por

$R_c$ . A saída deste controlador define a amplitude de corrente  $I_g^*$  que deve ser sincronizada com a frequência da fonte para se obter um fator de potência unitário. Isto é alcançado multiplicando  $I_g^*$  por  $\frac{e_g}{E_g}$  (bloco *SYN*, explicado no *apêndice A*,) e como resultado se obtém a corrente de referência  $i_g^*$  que é comparada com a corrente real  $i_g$ , sendo  $E_g$  a amplitude de  $e_g$ . O resultado deste erro de corrente ( $i_g^* - i_g$ ) é aplicado ao bloco *PI* representado por  $R_i$  de onde se obtém  $v_g^*$  que será utilizado no cálculo dos tempos das chaves.

A determinação de  $v_l^*$  pode ser realizada de duas maneiras. Na primeira, pode-se determinar o valor de  $v_l^*$  a partir da geração de um valor de tensão de carga de referência fazendo com que ( $v_l^* = e_l^*$ ), onde  $E_l^*$  define o valor de amplitude da tensão de referência da carga. Na segunda, pode-se aplicar um controlador *PI*, representado por  $R_l$ , para gerar a tensão  $v_l^*$ . A grande vantagem da aplicação do controlador *PI* resulta na possibilidade de se realizar a regulação da tensão (amplitude e frequência) aplicada à carga.



**Figura 2.6.** Diagrama de blocos do sistema de controle do conversor sincronizando a corrente  $i_g$  com a tensão  $e_g$ .

Para  $v_{a0} = 0$ , a máxima capacidade de tensão disponibilizada para o conversor  $G$  é  $v_{gm} = \frac{E}{2}$  e para o conversor  $L$  é  $v_{lm} = \frac{E}{2}$ , similar ao que ocorre com o conversor em meia ponte, Fig. 2.1, onde a máxima capacidade de tensão para ambos os conversores  $G$  e  $L$ , também, é igual a  $\frac{E}{2}$ . A máxima capacidade de tensão de ambos os lados do conversor ( $G$  e  $L$ ) em ponte completa é igual a  $E$ , Fig. 2.2. Contudo, com a liberação de  $v_{a0}$  ( $v_{a0} \neq 0$ ), a máxima capacidade de tensão dos conversores  $G$  e  $L$  é definido por  $v_{gm} + v_{lm} = E$  (conversor de 3 braços, Fig). 2.3. Como exemplo,

*i*) se  $v_g = vl = v$ , então, ambos os lados do conversor terão no máximo o valor de tensão igual a  $v_m = \frac{E}{2}$ ; *ii*) se a tensão  $v_g = \frac{3E}{2}$ , então,  $v_l = \frac{E}{4}$ . Isto aumenta a capacidade de tensão do conversor  $G$  aproximando-o do valor de tensão alcançado pelo conversor de 4 braços. Desta forma, pode-se definir uma relação que represente a capacidade de tensão do conversor de 3 braços.

$$v_{gm} = (1 - k) \frac{E}{2} \quad (2.96)$$

$$v_{lm} = k \frac{E}{2} \quad (2.97)$$

As equações (2.96) e (2.97) são dependentes do parâmetro  $k$  ( $0 \leq k \leq 1$ ). Para *i*) utilizou-se um fator  $k = 0.5$  e para *ii*) utilizou-se um fator  $k = \frac{2}{3}$ .

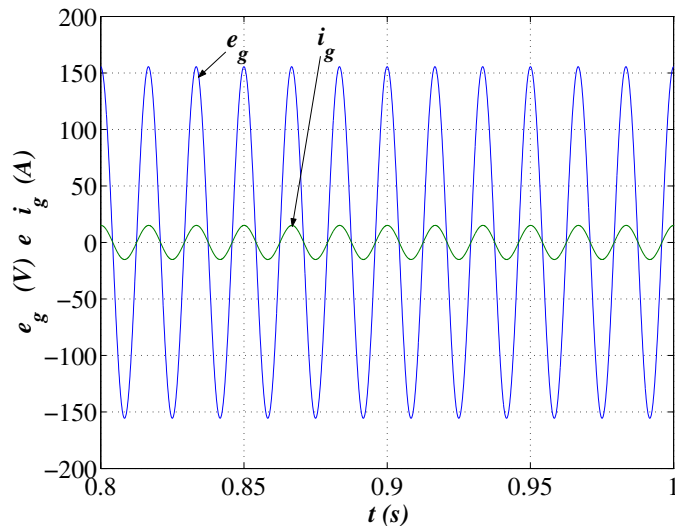
## 2.6 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO E EXPERIMENTAIS

Os conversores monofásicos apresentados neste capítulo foram simulados e experimentalmente testados usando um sistema baseado em um microcomputador (*Pentium 2.8 GHz*). Na plataforma experimental foi usado um capacitor com  $C = 2200\mu C$  e um indutor na entrada do conversor de  $L = 6mH$ . A frequência de chaveamento empregada foi de  $f = 10kHz$  e a carga utilizada foi do tipo  $RL$ . As simulações foram realizadas usando o *Matlab 7.0*. Para a implementação da modulação  $PWM$  na simulação, utilizou-se a mesma frequência de chaveamento utilizada na plataforma experimental, assim como os valores de capacitância e indutância são os mesmos. Simulou-se o sistema com as técnicas  $PWM$  apresentadas neste capítulo, porém, somente os resultados com as técnicas  $PWM$  escalar serão apresentados, pois, nos resultados experimentais não se utilizou a modulação  $PWM$  vetorial.

### 2.6.1 Conversor em Meia Ponte (2 braços)

**2.6.1.1 Resultados de simulação** Os resultados referentes ao estudo de simulação do conversor em meia ponte podem ser observados nas Figs. 2.7, 2.8, 2.9 e 2.10.

Observa-se na Fig. 2.7 que a tensão e a corrente da fonte de alimentação estão praticamente



**Figura 2.7.** Tensão  $e_g$  e corrente  $i_g$  do conversor em meia ponte (*2 braços*), resultado de simulação.

em fase, ou seja, com fator de potência unitário.

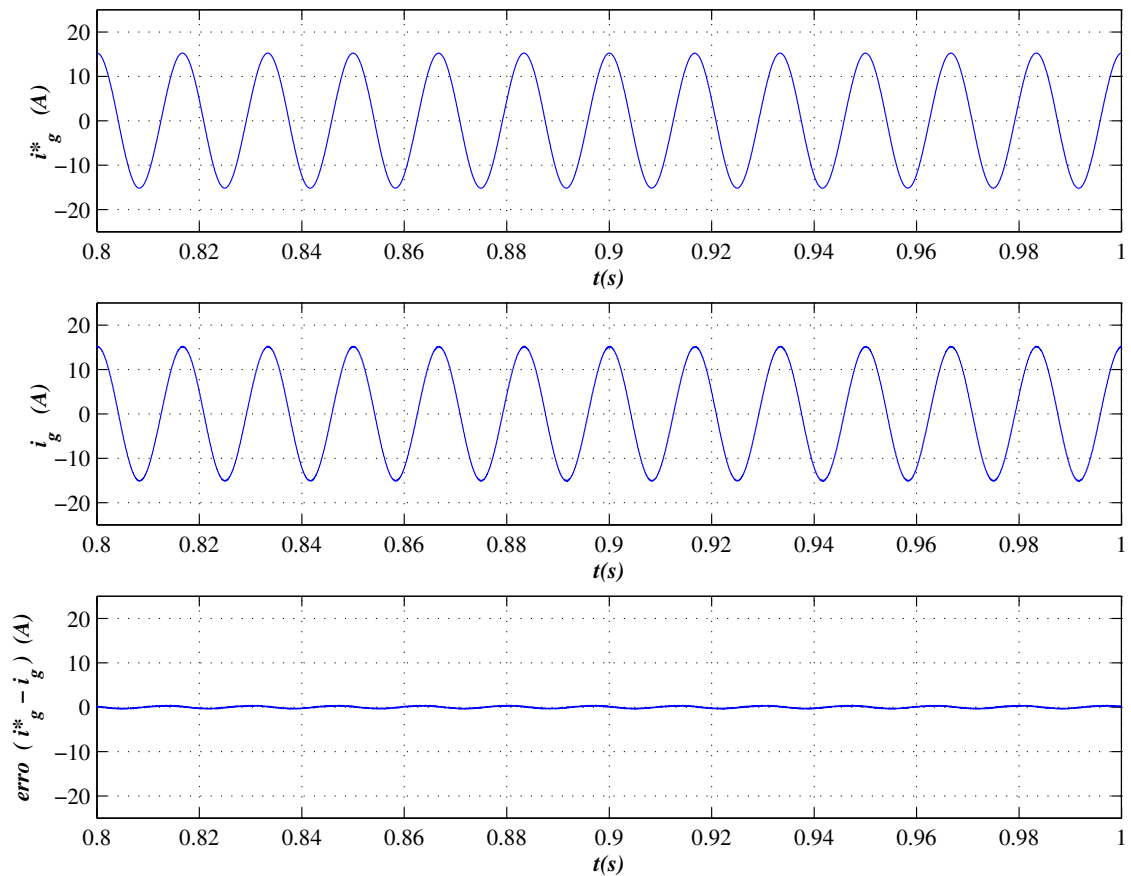
As correntes real e de referência podem ser observadas na Fig. 2.8, onde percebe-se que o controle de corrente funciona de forma apropriada, o que pode ser notado pelo comportamento da corrente real seguindo a referência.

A corrente e a tensão no capacitor podem ser observadas a partir da Fig. 2.9. Com a tensão  $e_s$  e a tensão  $e_l$ , ambas, Fig. 2.9 (a), estão operando com uma frequência de  $60Hz$ , observa-se que na corrente do capacitor existe um termo com a mesma frequência da fonte de alimentação,  $60Hz$  e outro na frequência igual a  $120Hz$ , assim como observado na equação (2.18) referente ao estudo analítico sobre a corrente no capacitor apresentado na seção 2.2.2.

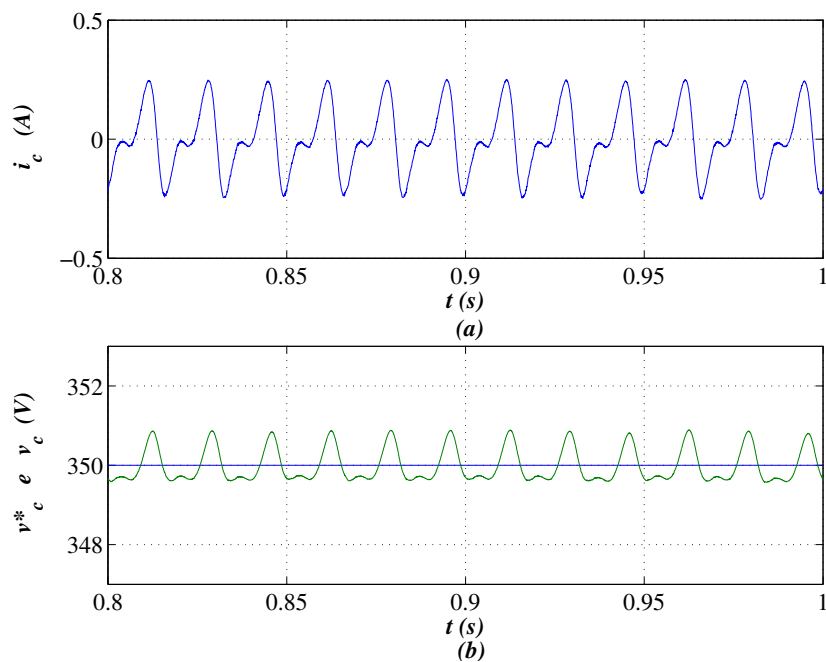
Observa-se na Fig. 2.9 (b) o controle da tensão no capacitor. Foi escolhido um valor de tensão de referência de  $350V$  e a tensão real segue a tensão de referência evidenciando o funcionamento do controle de tensão. Na Fig. 2.10 observa-se a tensão de referência e a tensão real na carga deste conversor em meia ponte.

**2.6.1.2 Resultados experimentais** Os resultados obtidos a partir da plataforma experimental referentes ao conversor em meia ponte podem ser observados nas Figs. 2.11, 2.12, 2.13 e 2.14.

Observa-se na Fig. 2.11 que a tensão  $e_s$  e a corrente  $i_s$  estão praticamente em fase garantido



**Figura 2.8.** Corrente  $i_g^*$ , corrente  $i_g$  e erro de corrente do conversor em meia ponte (2 braços), resultado de simulação.



**Figura 2.9.** Corrente no capacitor  $i_c$  (a) e tensão no capacitor  $v_c$  (b) do conversor em meia ponte (2 braços), resultado de simulação.

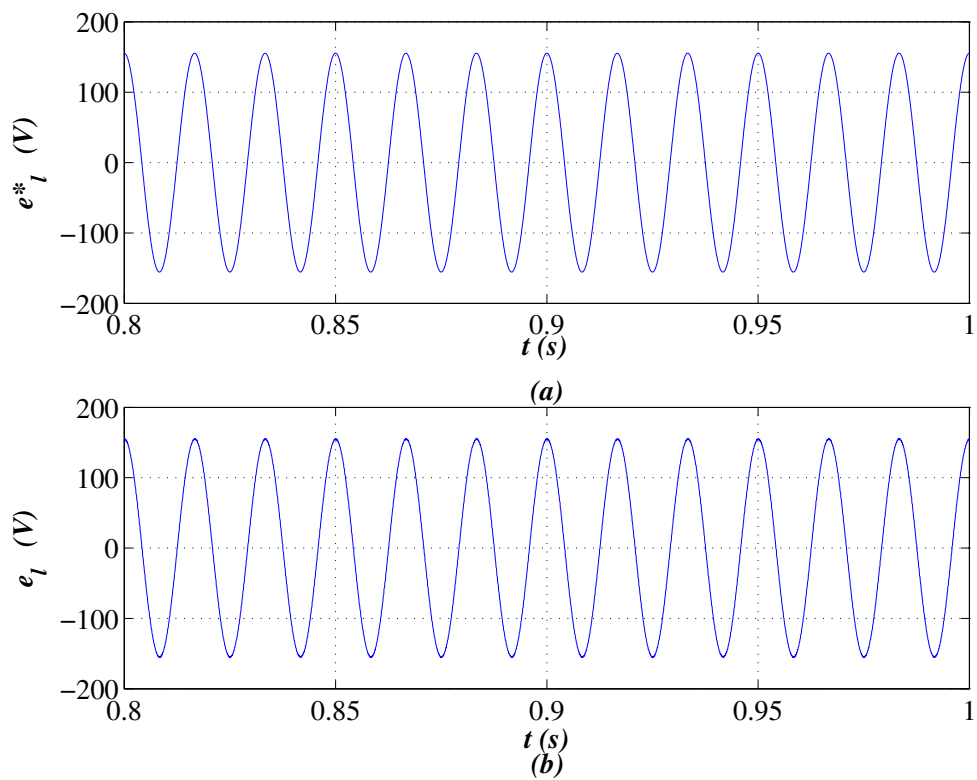


Figura 2.10. Tensão  $e_l^*$  e tensão  $e_l$  do conversor em meia ponte (2 braços), resultado de simulação.

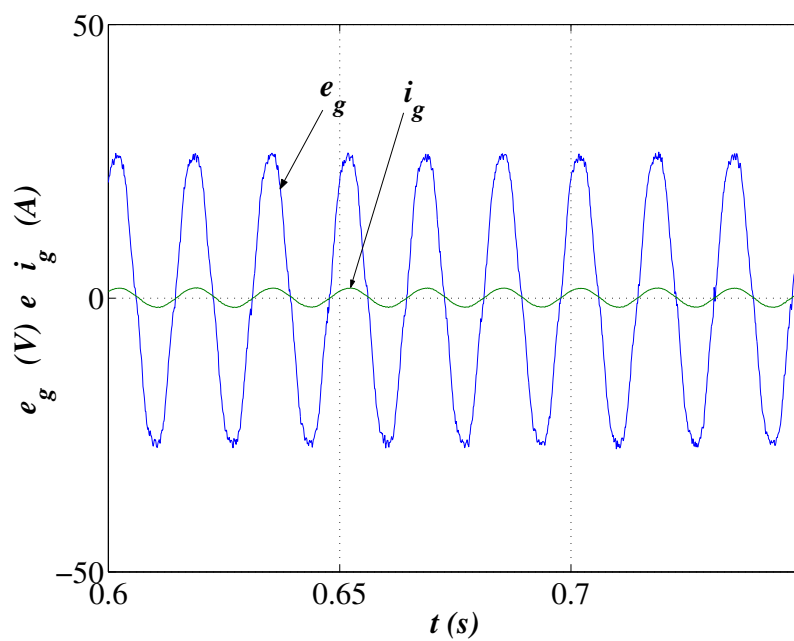
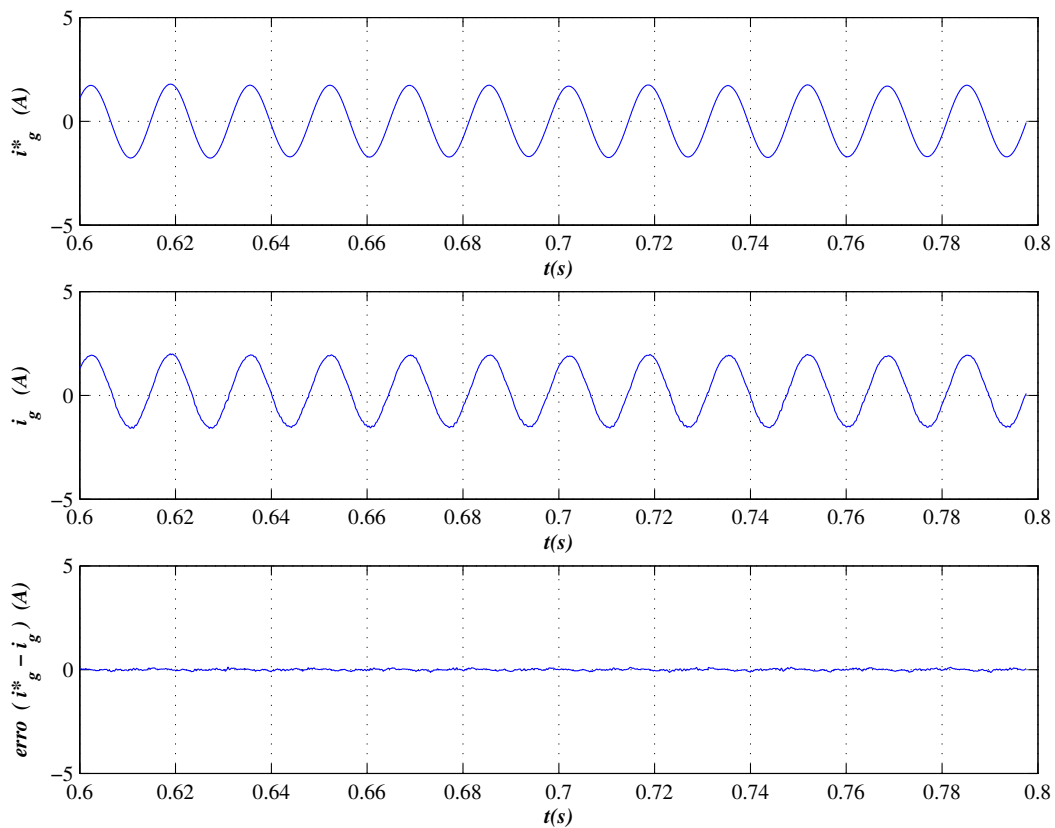


Figura 2.11. Tensão  $e_g$  e corrente  $i_g$  do conversor em meia ponte (2 braços), resultado experimental.

um fator de potência próximo do unitário.



**Figura 2.12.** Correntes  $i_g^*$ , corrente  $i_g$  e erro de corrente do conversor em meia ponte (2 braços), resultado experimental.

As correntes real e de referência podem ser vistas na Fig. 2.12, o erro entre elas também pode ser observado. Nesta figura, percebe-se que a corrente real segue a referência de corrente com um erro praticamente nulo.

A tensão de referência do barramento  $CC$  escolhida foi  $100V_{cc}$ . A tensão real segue a referência de tensão garantindo o controle da tensão do barramento  $CC$ , Fig. 2.13.

Na Fig. 2.14 observa-se a tensão na carga, real e de referência. Foi escolhida uma amplitude de  $50V_{pp}$  de tensão de referência, a tensão real segue a referência garantindo o controle de tensão aplicado a carga.

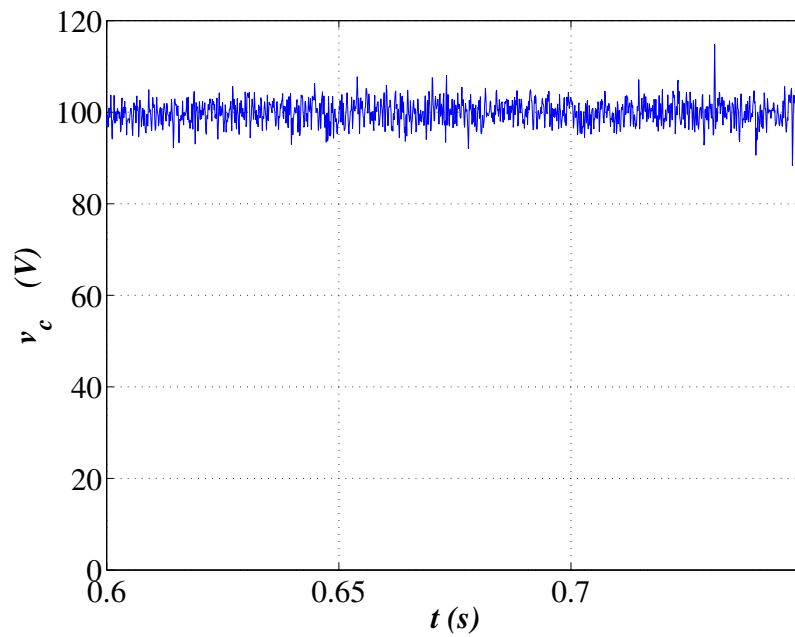


Figura 2.13. Tensão no capacitor  $v_c$  do conversor em meia ponte (2 braços), resultado experimental.

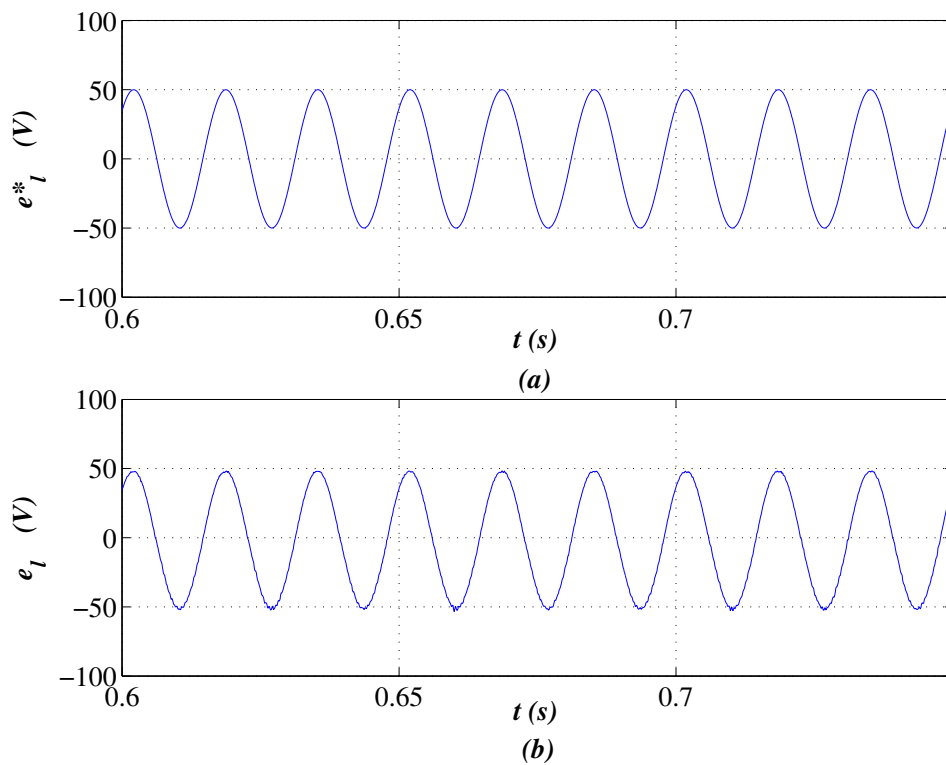
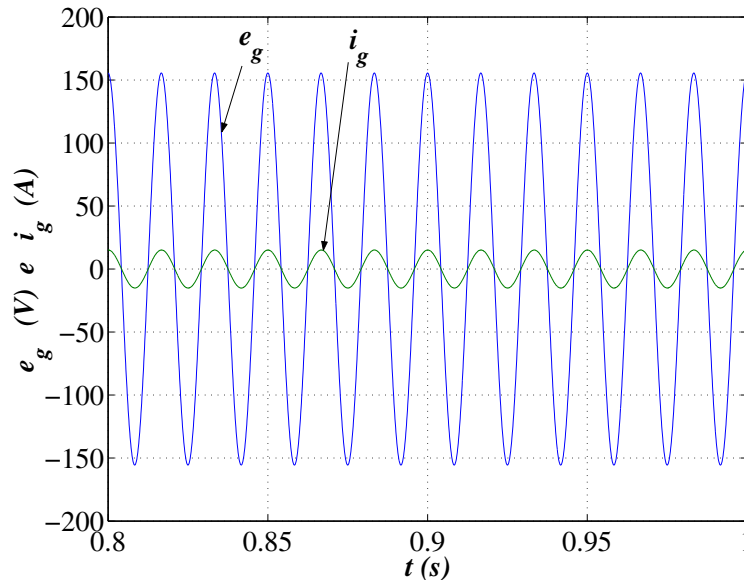


Figura 2.14. Tensão  $e_l^*$  e tensão  $e_l$  do conversor em meia ponte (2 braços), resultado experimental.



## 2.6.2 Conversor em Ponte Completa (4 braços)

**2.6.2.1 Resultados de simulação** As Figs. 2.15, 2.16, 2.17 e 2.18 mostram os resultados de simulação do conversor monofásico com quatro braços.

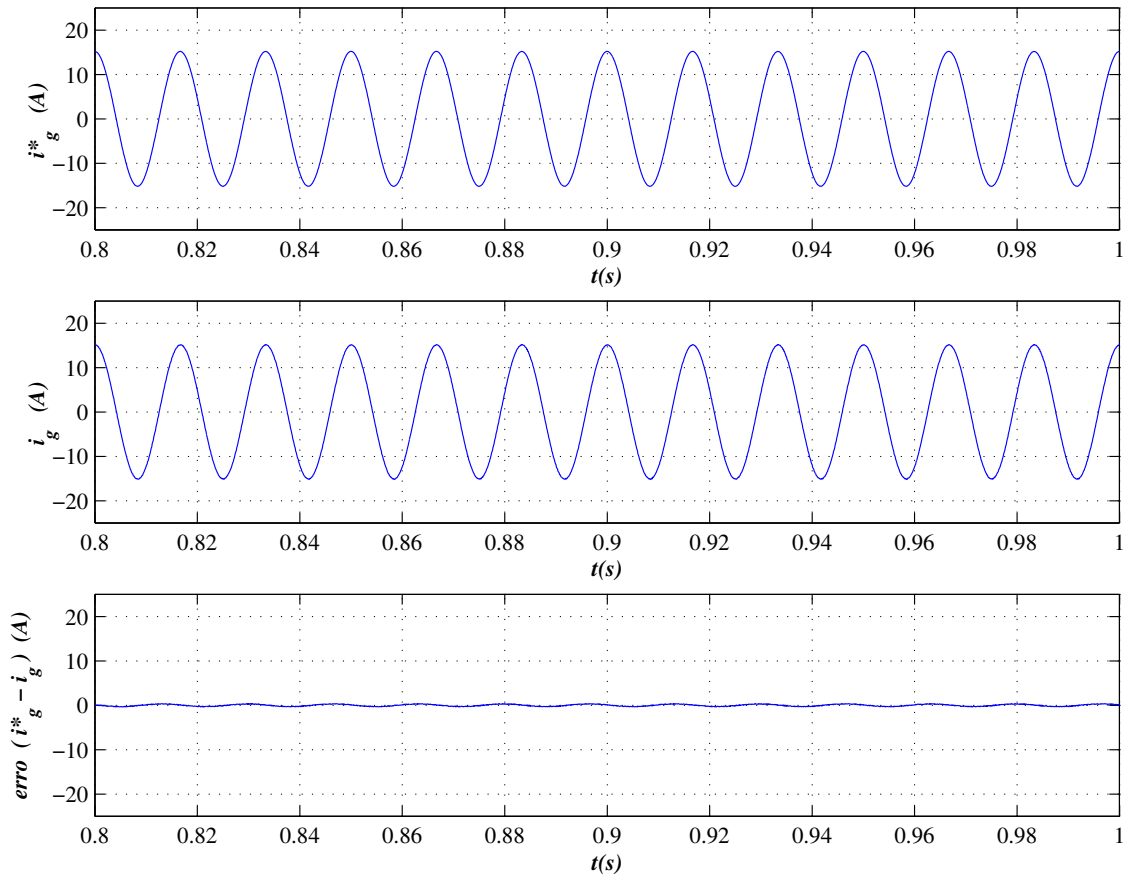


**Figura 2.15.** Tensão  $e_g$  e corrente  $i_g$  do conversor em ponte completa (4 braços), resultado de simulação.

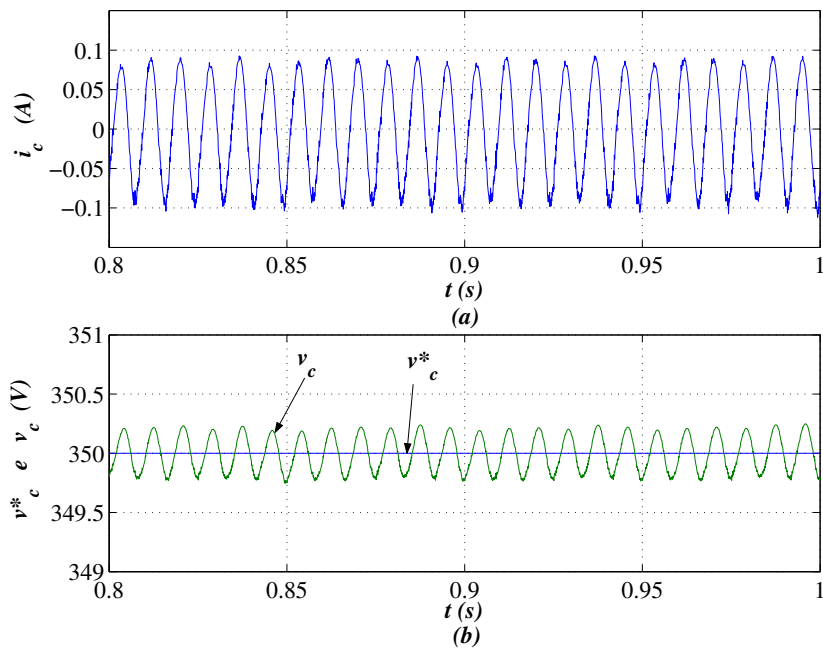
Na Fig. 2.15, observa-se que a corrente  $i_g$  está em fase com a tensão de alimentação  $e_g$ , garantindo, desta forma um fator de potência unitário. O resultado do controle de corrente é observado na Fig. 2.16 onde se tem as correntes real e de referência do sistema. Nesta mesma figura é mostrado que o erro entre elas é praticamente nulo

A corrente e a tensão no capacitor podem ser observadas na Fig. 2.17. Na Fig. 2.17 (a), observa-se que com a fonte e a carga operando com uma frequência de  $60\text{Hz}$ , a componente que aparece na frequência fundamental da corrente no capacitor é de  $120\text{Hz}$ , como demonstrado pela equação (2.50), referente ao estudo analítico da corrente do capacitor na seção 2.3.2. Observa-se, na Fig. 2.17 (b) o controle da tensão no capacitor. Foi escolhido um valor de tensão de referência de  $350\text{V}$  e a tensão real segue a tensão de referência evidenciando o funcionamento do controle de tensão.

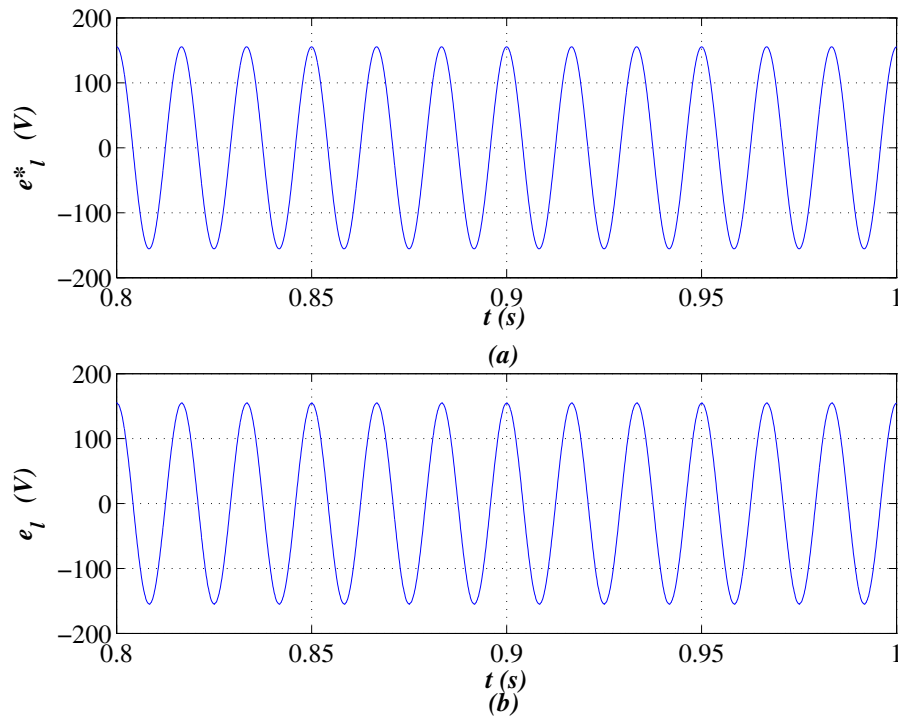
Na Fig. 2.18, observa-se a tensão e a corrente na carga deste conversor em ponte completa.



**Figura 2.16.** Corrente  $i_g^*$ , corrente  $i_g$  e erro de corrente do conversor em ponte completa (4 braços), resultado de simulação.



**Figura 2.17.** Corrente no capacitor  $i_c$  (a) e tensão no capacitor  $v_c$  (b) do conversor em ponte completa (4 braços), resultado de simulação.



**Figura 2.18.** Tensão  $e_l^*$  e tensão  $e_l$  do conversor em ponte completa (*4 braços*), resultado de simulação.

**2.6.2.2 Resultados experimentais** Os resultados experimentais do conversor em ponte completa podem ser vistos nas Figs. 2.19, 2.20, 2.21 e 2.22.

Na Fig. 2.19 tem-se a tensão de alimentação  $e_g$  e a corrente  $i_g$  praticamente em fase garantindo um fator de potência próximo do unitário.

Os resultados referentes ao controle de corrente podem ser observados na Fig. 2.20, nesta figura tem-se a corrente real e a de referência juntamente com o erro entre elas que é praticamente nulo.

O controle da tensão do barramento  $CC$  também pode ser observado, pois, a tensão real segue a referência de tensão que é igual a  $100V$ , Fig. 2.21.

A tensão real e de referência da carga podem ser vistas na Fig. 2.22. Assim como foi feito para o conversor em meia ponte, estabeleceu-se uma amplitude de tensão de  $50V$ . A tensão real segue a referência de tensão garantindo o controle de tensão aplicado a carga.

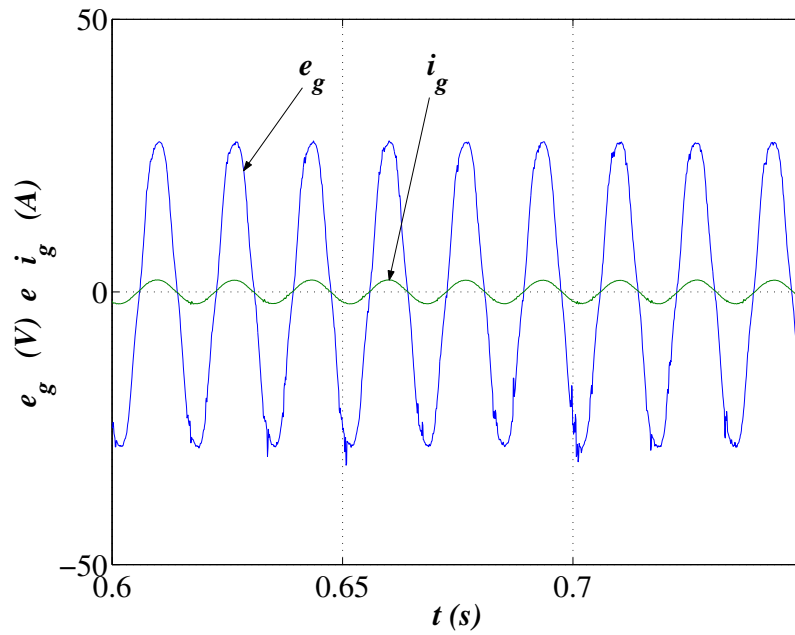


Figura 2.19. Tensão  $e_g$  e corrente  $i_g$  do conversor em ponte completa (4 braços), resultado experimental.

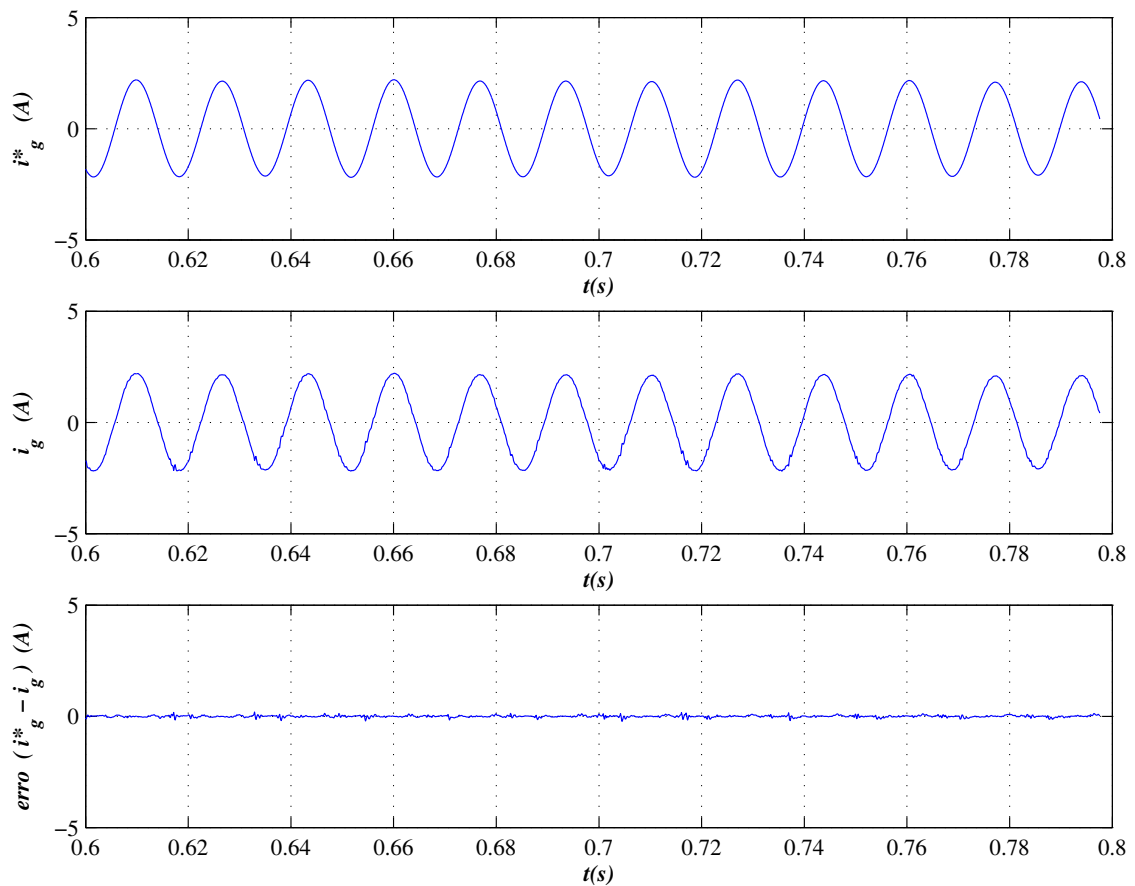


Figura 2.20. Corrente  $i_g^*$ , corrente  $i_g$  e erro de corrente do conversor em ponte completa (4 braços), resultado de simulação.

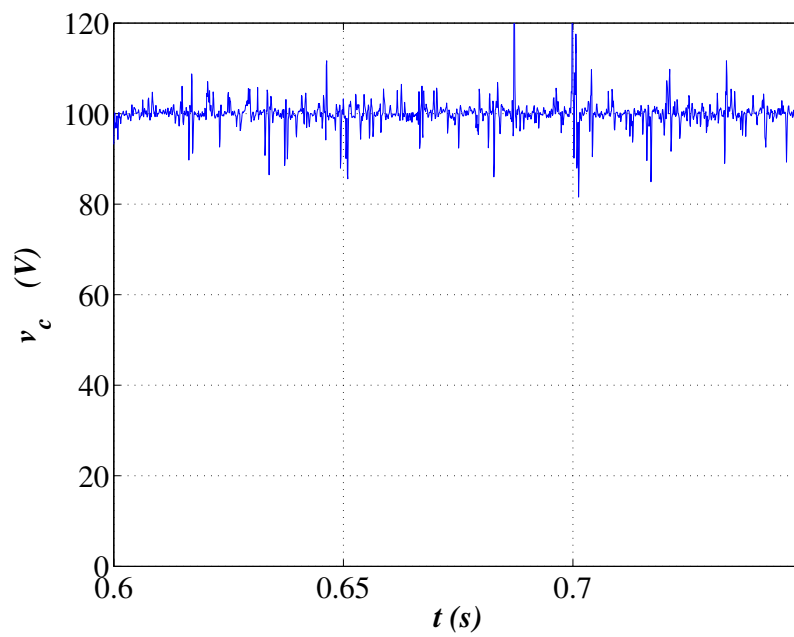


Figura 2.21. Tensão no capacitor  $v_c$  do conversor em meia ponte (4 braços), resultado experimental.

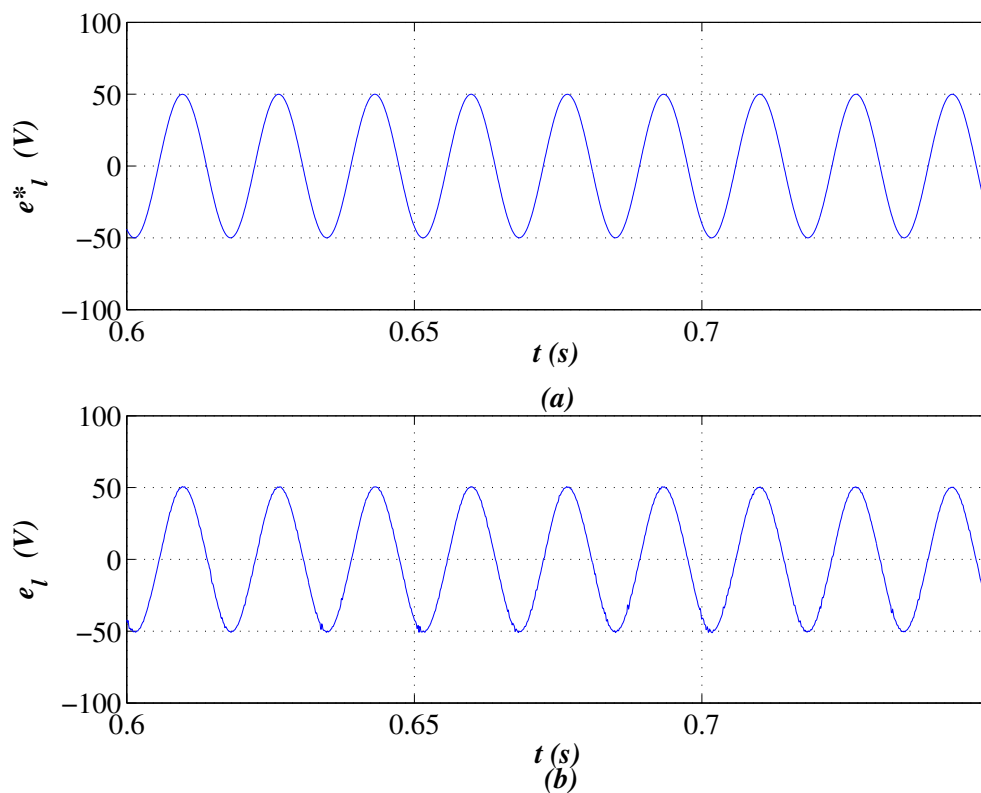
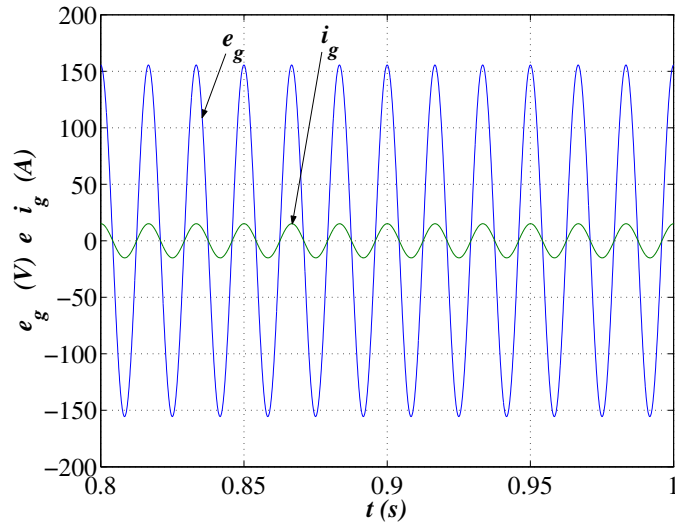


Figura 2.22. Tensão  $e_l^*$  e tensão  $e_l$  do conversor em meia ponte (4 braços), resultado experimental.

### 2.6.3 Conversor com Braço Compartilhado (3 braços)

**2.6.3.1 Resultados de simulação** Os resultados referentes ao estudo de simulação do conversor com braço compartilhado podem ser observados nas Figs. 2.23, 2.24, 2.25 e 2.26.

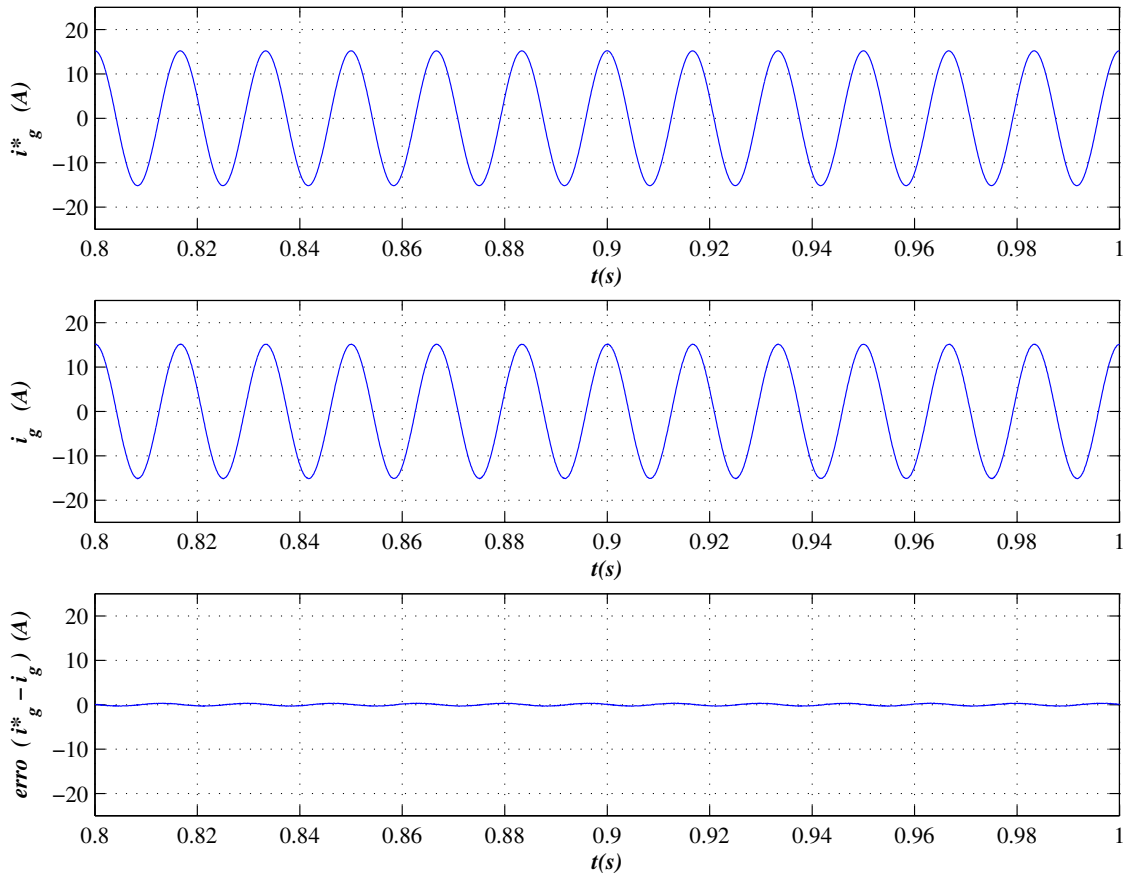


**Figura 2.23.** Tensão  $e_g$  e corrente  $i_g$  do conversor com braço compartilhado (3 braços), resultado de experimental.

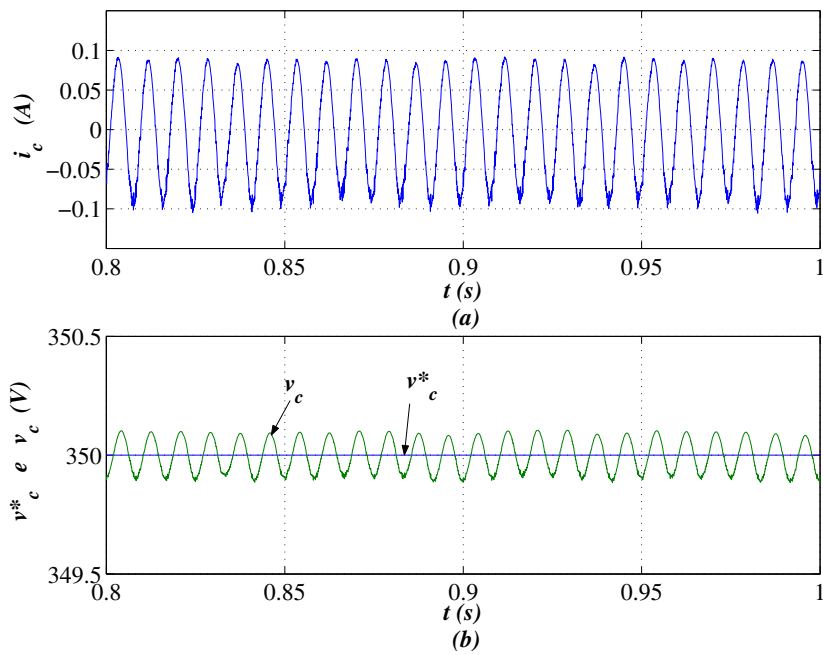
Observa-se, na Fig. 2.23, que a tensão e a corrente da fonte de alimentação estão em fase, ou seja, com fator de potência unitário. As correntes real e de referência, juntamente com o erro entre elas, podem ser observadas na Fig. 2.24. Observa-se que a corrente acompanha a corrente de referência, o erro de corrente também é mostrado.

A corrente e a tensão no capacitor podem ser observadas a partir da Fig. 2.25. Com a tensão  $e_s$  e a carga  $e_l$  estão operando com uma frequência de  $60\text{Hz}$ , a componente de frequência fundamental da corrente no capacitor é de  $120\text{Hz}$ , Fig. 2.25, assim como observado na equação (2.88), referente ao estudo analítico sobre a corrente no capacitor apresentado na seção 2.4.3.

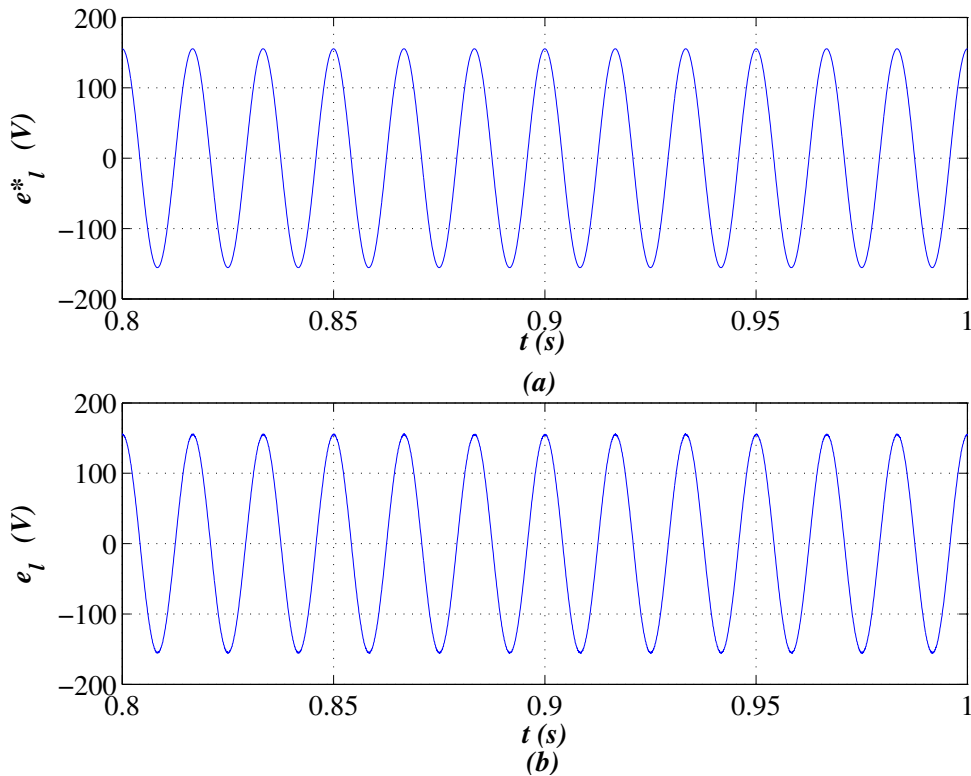
Observa-se, na Fig. 2.25 (b), o controle da tensão no capacitor, escolheu-se um valor de tensão de referência de  $350\text{V}$  e a tensão real segue a tensão de referência evidenciando o funcionamento do controle de tensão. Na Fig. 2.26, observa-se a tensão de referência e a tensão real na carga do conversor com braço compartilhado.



**Figura 2.24.** Corrente  $i_g^*$ , corrente  $i_g$  e erro de corrente do conversor com braço compartilhado (3 braços), resultado de simulação.



**Figura 2.25.** Corrente no capacitor  $i_c$  (a) e tensão no capacitor  $v_c$  (b) do conversor com braço compartilhado (3 braços), resultado de simulação.



**Figura 2.26.** Tensão  $e_i^*$  e tensão  $e_i$  do conversor com braço compartilhado ( $3$  braços), resultado de simulação.

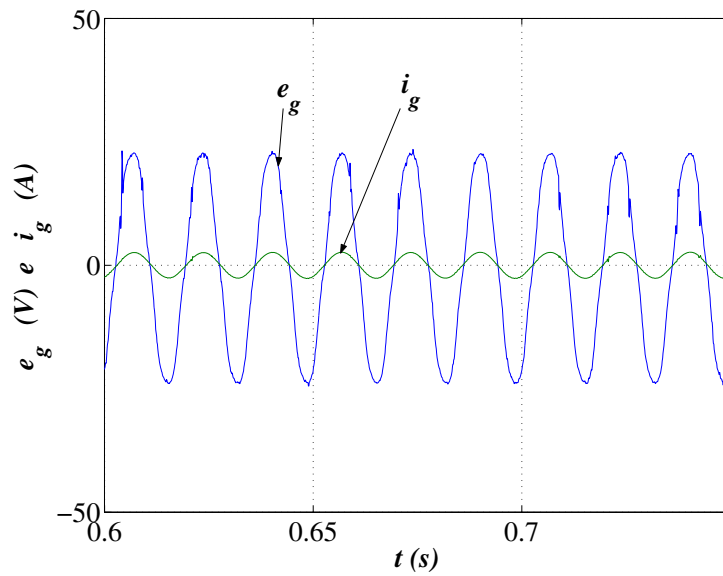
**2.6.3.2 Resultados experimentais** Os resultados experimentais referentes ao estudo do conversor com braço compartilhado podem ser vistos nas Figs. 2.27, 2.28, 2.29 e 2.30.

Na Fig. 2.27, observa-se que a tensão  $e_g$  e a corrente  $i_g$  de entrada estão em fase, garantindo o controle do fator de potência próximo do unitário. As correntes de referência e real podem ser vistas a partir da Fig. 2.28. Nesta figura tem-se que a corrente real segue a referência de corrente e o erro entre elas é praticamente nulo.

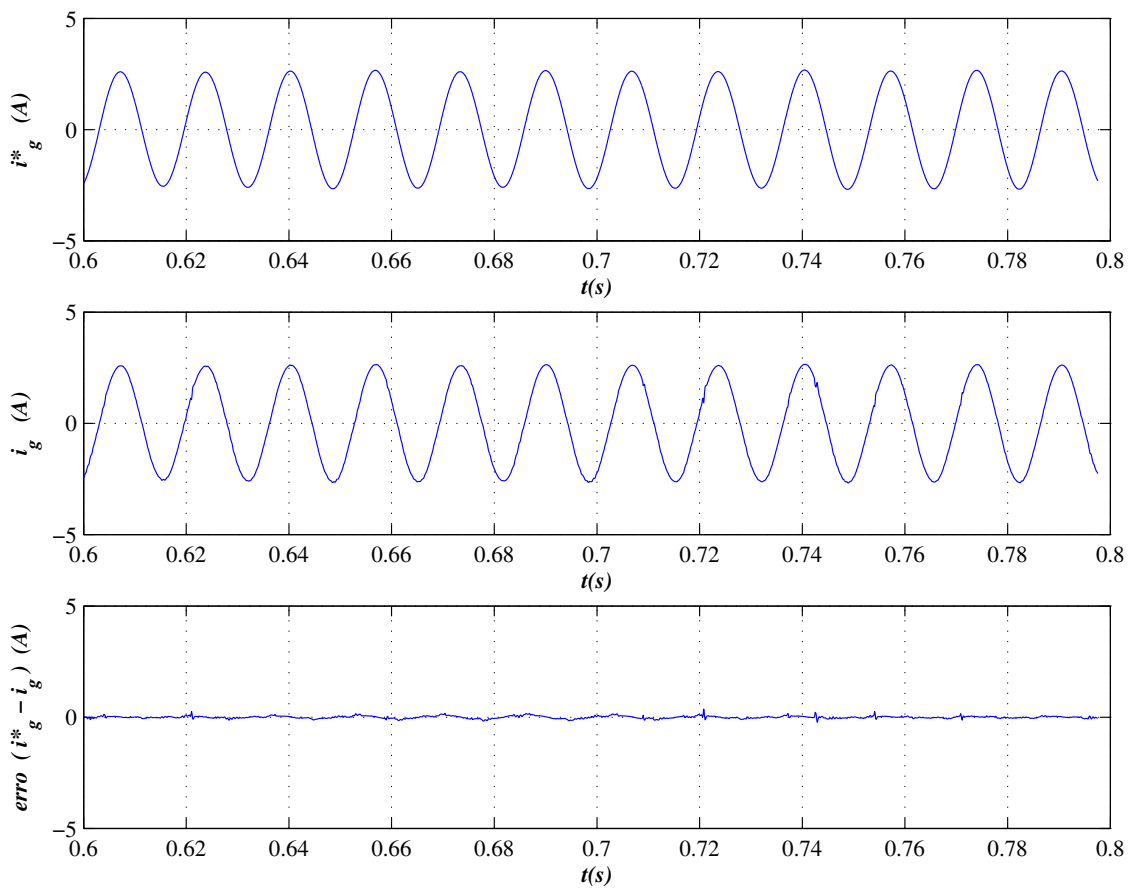
Na Fig. 2.29, observa-se o controle da tensão no barramento  $CC$ . A tensão de entrada juntamente com a tensão na carga podem ser observadas na Fig. 2.30.

A partir da análise da equação (2.18), mostra-se que o pior caso de operação do conversor em meia ponte ocorre quando a carga e a fonte se encontram defasadas de  $180^\circ$  entre si. Assim sendo, a corrente no capacitor atinge seu máximo valor de pico a pico, Fig. 2.31 (a). Nos casos investigados para os conversores com  $4$  e  $3$  braços, observou-se que esta defasagem não gera aumento na corrente do capacitor. Desse modo, pode-se concluir que para minimizar o ripple de tensão no barramento  $CC$  os capacitores deste conversor devem ser bem dimensionados. Caso

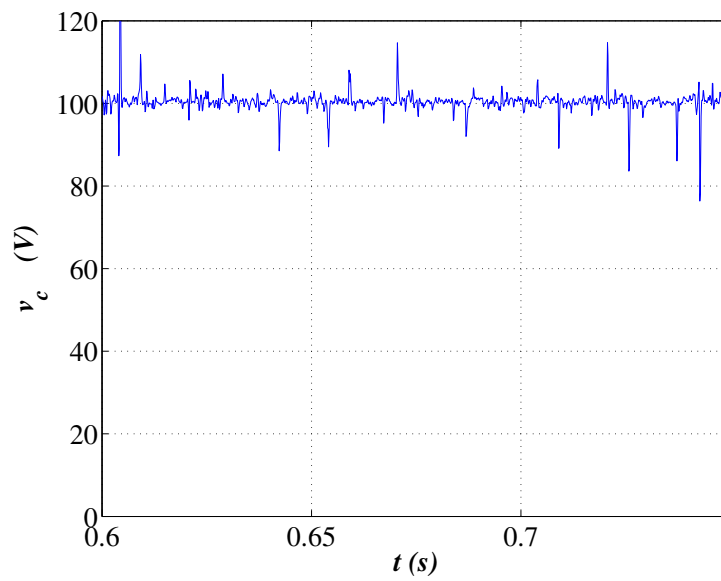




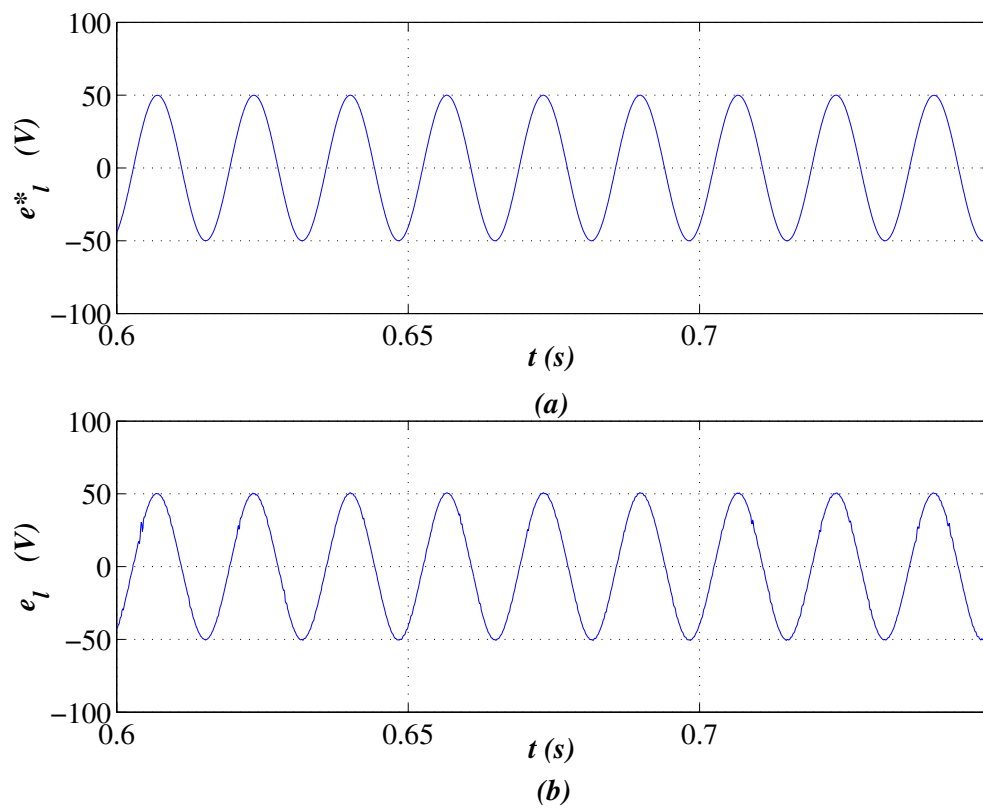
**Figura 2.27.** Tensão  $e_g$  e corrente  $i_g$  do conversor com braço compartilhado (3 braços), resultado experimental.



**Figura 2.28.** Corrente  $i_g^*$ , corrente  $i_g$  e erro de corrente do conversor em ponte completa (3 braços), resultado de simulação.

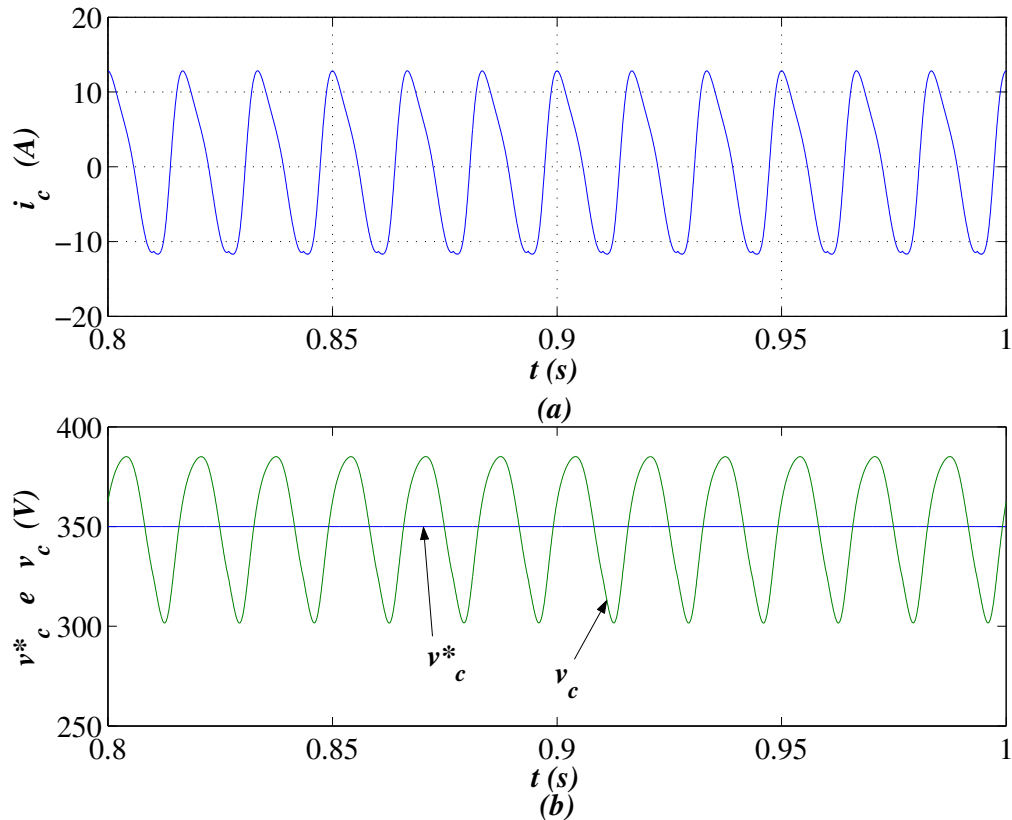


**Figura 2.29.** Tensão no capacitor  $v_c$  do conversor com braço compartilhado ( $3$  braços), resultado experimental.



**Figura 2.30.** Tensão  $e_l^*$  e tensão  $e_l$  do conversor em meia ponte ( $3$  braços), resultado experimental.

contrário, a tensão do barramento  $CC$  pode sofrer grande variação de tensão, como observado na Fig. 2.31 (b) para a situação em que o conversor em meia ponte opera com  $180^\circ$  de defasamento entre a tensão da fonte e a tensão da carga.



**Figura 2.31.** Corrente  $i_c$  e tensão no capacitor  $v_c$  do conversor em meia ponte ( $2$  braços) para a tensão da carga defasada de  $180^\circ$  em relação a da fonte, resultado de simulação..

No sentido de reduzir a ondulação de tensão no capacitor, realizou-se testes ajustando o controlador de tensão. Observou-se que o aumento da velocidade do controlador de tensão é limitado porque a saída deste controlador serve de entrada para o controle de corrente, logo a velocidade de atuação do controlador de tensão deve ser limitada para evitar distorções na forma de onda da corrente de referência e, por conseguinte, na corrente real. O problema é que existe um termo  $ac$  em  $2\omega$  na corrente, e portanto na tensão do capacitor que não pode ser compensado, salvo distorcendo a corrente do grid. Se o controlador for rápido, ele tende a distorcer a corrente.

## 2.7 CONCLUSÃO

Investigou-se, neste capítulo, um total de três configurações de conversores monofásicos: meia ponte, ponte completa e braço compartilhado. Os modelos dinâmicos das três configurações foram apresentados e estudos analíticos sobre as correntes nas chaves e no capacitor foram realizados. Pelo estudo, verificou-se que a estrutura com braço compartilhado, além de possuir um braço a menos, mantém praticamente as mesmas características de corrente no capacitor da configuração com quatro braços. Verificou-se, também, que a configuração com três braços necessita de capacitâncias menores que a configuração com dois braços, já que a existência do braço compartilhado favorece na redução da corrente no capacitor e, por consequência na redução da ondulação da tensão no barramento  $CC$ .

Foram propostos os algoritmos para a determinação da largura de pulsos objetivando o controle da tensão  $PWM$  nos terminais dos conversores. Os controladores de corrente e de tensão, também foram apresentados. Estudos sobre a capacidade de tensão dos conversores foram realizados. Com base neste estudo o conversor pode disponibilizar, dependendo da necessidade, mais tensão para o conversor  $G$  ou  $L$  aproximando-os do valor de tensão alcançado pelo conversor com quatro braços.

Objetivando de reduzir a ondulação na corrente do capacitor, realizou-se testes ajustando os ganhos do controlador de tensão. Observou-se que existe um termo  $ac$  em  $2\omega$  na corrente, e portanto na tensão do capacitor que não pode ser compensado. Se o controlador for rápido, ele tende a distorcer a corrente do grid.

# FILTRO ATIVO E ESTRATÉGIAS DE CONTROLE

## 3.1 INTRODUÇÃO

O crescente uso de circuitos eletrônicos de potência usados como conversores  $CA/CC$  (retificadores a diodo ou tiristor) e também como conversores  $CA/CC/CA$ , tem afetado a qualidade da energia da rede elétrica resultado em distorções na forma de onda dos sinais de tensão e corrente (distorções harmônicas). Estes conversores aparecem, tipicamente, nos sistemas de acionamento de velocidade variável, comum nos processos industriais, em máquinas de solda, fornos de indução, etc. Portanto, por apresentarem características não-lineares, estes equipamentos industriais passaram a ser um dos maiores agentes poluidores do sistema elétrico.

Os circuitos de potência encontrados nos equipamentos presentes na indústria, comércio e residências contribuem fortemente para a injeção de harmônicos no sistema. Diante disso, tem-se uma situação paradoxal, pois ao mesmo tempo em que poluem o sistema elétrico, estes equipamentos necessitam de uma energia de boa qualidade para operarem de forma adequada.

Os problemas de compatibilidade entre a sensibilidade de cargas baseadas no uso de controladores microprocessados e operação do sistema de potência tem predominantemente sido fonte de problemas de qualidade de energia elétrica para os consumidores e para a concessionária de energia elétrica. Portanto, as modernas instalações de uma indústria requerem da concessionária de energia tensões cada vez melhores, ou seja, com pouca deformação na sua forma.

Variações momentâneas na tensão (*afundamento, elevação, oscilação, etc*) são consideradas a causa da maioria dos problemas de qualidade de energia elétrica reclamados às concessionárias de energia pelos seus clientes (PINHEIRO, 1997), (BONATTO; JR.; FERNANDES, 1998) e (BONATTO; JR.; FERNANDES, 1999).

Com isto, nos últimos anos, foram feitos estudos para o desenvolvimento de equipamentos que melhorem a qualidade da energia. A partir desses estudos, foram introduzidos os conceitos básicos sobre filtros ativos. A idéia básica sobre filtragem ativa surgiu a partir da técnica de cancelamento ativo de ruído, objetivando interferir no sinal desejado para cancelá-lo. Nesta situação, gera-se um sinal com as mesmas características do sinal harmônico, porém, de fase oposta para ser somando com o sinal que contém o harmônico a ser cancelado. Os equipamentos utilizados para gerar essa compensação são denominados condicionadores de potência que podem ser divididos em duas classes: *Filtro Ativo Série* e *Filtro Ativo Paralelo*.

O filtro ativo série se comporta como gerador de tensão controlada, produzindo uma tensão de compensação em série com a tensão da rede de distribuição ao consumidor, com isso, a tensão compensada entregue a carga não-linear não conterà os harmônicos e outros distúrbios presentes na tensão da rede. De forma dual, o filtro ativo paralelo atua como uma fonte de corrente controlada. A corrente de compensação somada a corrente da carga não-linear faz com que a corrente drenada da fonte tenha uma forma de onda senoidal e balanceada. Além da compensação e controle da corrente o filtro paralelo é responsável pelo controle da tensão do barramento *CC*.

Nas situações em que as correntes drenadas pela carga não-linear e as tensões de suprimento apresentam simultaneamente distúrbios e/ou harmônicos, uma combinação de filtro ativo série com o filtro ativo paralelo, conhecida como filtro universal pode ser utilizada. Ou seja, o filtro ativo universal possui as vantagens que as topologias série e paralela oferecem. Ele compensa distúrbios de tensão como harmônicos, elevação, afundamento, sobre-tensão, oscilação, etc; bem como, compensa harmônicos gerados pelas cargas não-lineares, potência reativa, etc.

A utilização massiça de sistemas informatizados em aplicações consideradas críticas tais como hospitais, sistemas de telecomunicação, de segurança, entre outros, tem aumentado a necessidade de utilização dos filtros ativos para atuarem, também, como fonte ininterrupta de energia, objetivando o fornecimento de energia de qualidade com elevado grau de estabilidade e confiabilidade para a carga.

Dentre as características desejáveis de uma *UPS*, pode-se citar: elevado fator de potência, grande autonomia do banco de baterias, elevada densidade de potência, além de reduzida taxa de

distorção harmônica na tensão de saída (KAMRAN; HABETLER, 1995), (JOU, 2004), (JOU, 2004) e (DENG; ORUGANTI; SRINIVASAN, 2005).

### 3.2 CONFIGURAÇÕES DE FILTROS ATIVOS MONOFÁSICOS

Com base no que foi exposto sobre conversor monofásico serão apresentadas algumas configurações de filtros monofásicos universais utilizando conversores de três e quatro braços.

Nesta seção serão apresentadas algumas configurações de filtros monofásicos universais com e sem o transformador. A configuração sem o transformador é bem interessante, pois, além da diminuição de custo devido a não utilização do transformador ela é uma nova configuração para filtros ativos universais. Porém, como será demonstrado, a configuração sem transformador tem o inconveniente das correntes de circulação entre os conversores  $G$  e  $L$ . A configuração com braço compartilhado, também será apresentada e comparada com a configuração em ponte completa. A redução de um braço pode se tornar atrativa, pois favorece na diminuição do preço final de implementação do filtro, como, também, numa possível diminuição das perdas, já que o número de chaves é reduzido.

#### 3.2.1 Configuração com transformador

As configurações de filtros universais com transformador, exploradas neste trabalho, podem ser observadas nas Figs. 3.1 e 3.2. Na Fig. 3.1, observa-se a configuração com braço compartilhado e na Fig. 3.2 tem-se a configuração padrão. Nestas configurações tem-se o conversor  $L$  responsável pelo controle e compensação da corrente  $i_s$ , além da correção do fator de potência e do controle da tensão do barramento  $CC$ . O conversor  $G$  é responsável pelo controle e compensação da tensão terminal entregue a carga a partir do transformador. Ou seja, se por algum motivo a fonte contiver harmônicos, elevação, afundamento, ondulação, etc, o sistema deve corrigir estas imperfeições mantendo o nível de tensão que a carga necessita sem que haja transitórios significativos que venham a prejudicar o funcionamento da mesma.

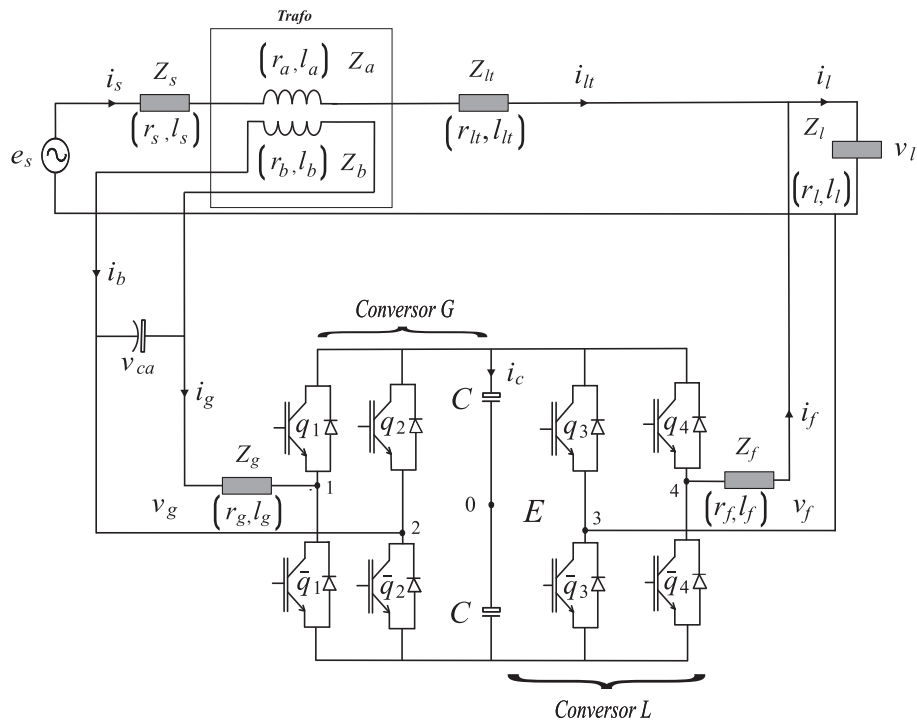


Figura 3.1. Filtro universal monofásico com transformador usando um conversor de 4 braços.

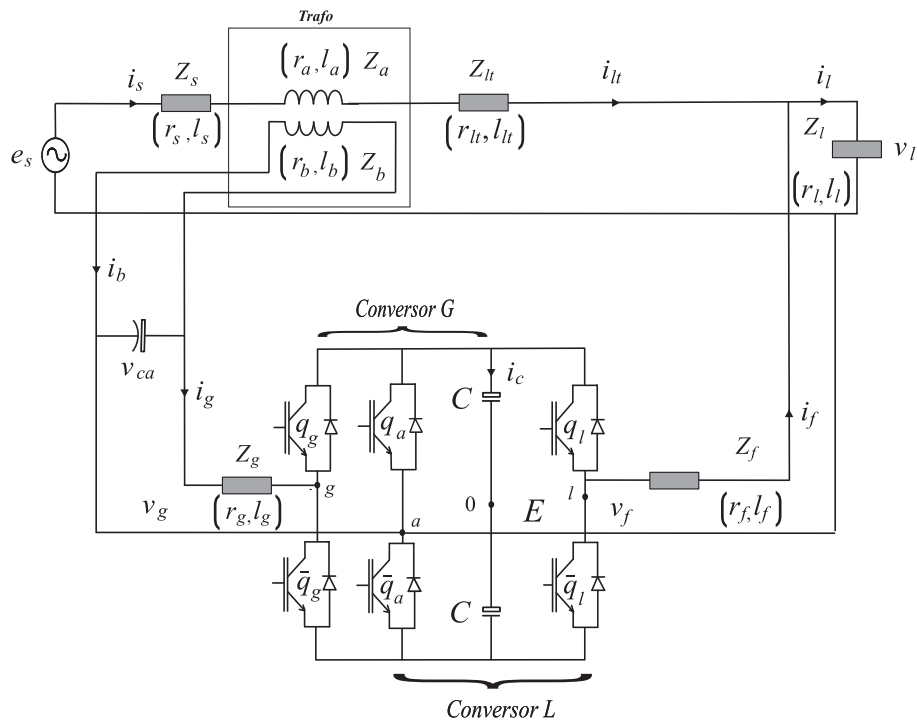


Figura 3.2. Filtro universal monofásico com transformador usando um conversor de 3 braços.



Nas configurações representadas nas Figs. 3.1 e 3.2, observa-se que os sistemas são constituídos por uma fonte ( $e_s$ ), impedância da fonte ( $Z_s$ ), corrente da fonte ( $i_s$ ), tensão no capacitor ( $v_{ca}$ ), impedância da linha de transmissão ( $Z_{lt}$ ), corrente na carga ( $i_l$ ), tensão na carga ( $v_l$ ), impedância da carga ( $Z_l$ ), impedância na entrada do conversor ( $Z_g$ ), corrente na entrada do conversor ( $i_g$ ), tensão na entrada do conversor ( $v_g$ ), impedância na saída do conversor ( $Z_f$ ), corrente na saída do conversor ( $i_f$ ), tensão na saída do conversor ( $v_f$ ), impedância do enrolamento  $a$  do transformador ( $Z_a$ ), impedância do enrolamento  $b$  do transformador ( $Z_b$ ) e  $m_{ab}$  representa a indutância mútua dos dois enrolamentos do transformador.

As equações que se referem a este modelo podem ser obtidas a partir da análise das Figs. 3.1 e 3.2, desta forma, tem-se:

$$\frac{di_g}{dt} = \frac{(v_g - v_{ca} - r_g i_g)}{l_g} \quad (3.1)$$

$$\frac{di_b}{dt} = \frac{(v_{ca} - r_b i_b - m_{ab} \frac{di_s}{dt})}{l_b} \quad (3.2)$$

$$\frac{di_l}{dt} = \frac{(v_f - r_f i_s - (r_f + r_l) i_l - l_f \frac{di_s}{dt})}{(l_f + l_l)} \quad (3.3)$$

$$\frac{di_s}{dt} = \frac{\left( e_s - (r_s + r_a + r_{lt}) i_s - r_l i_l - \frac{m_{ab}}{l_b} (v_{ca} - r_b i_b) - \frac{l_l}{(l_f + l_l)} (v_f - r_f i_s - (r_f + r_l) i_l) \right)}{M} \quad (3.4)$$

sendo:

$$M = \left[ l_s + l_a + l_{lt} - \frac{m_{ab}^2}{l_b} + \frac{l_f l_l}{(l_f + l_l)} \right] \quad (3.5)$$

Considerando-se a carga como sendo não-linear (situação em que não se conhece a derivada de corrente), a equação (3.4) pode ser reescrita como:

$$\frac{di_s}{dt} = \frac{\left( e_s - v_f - (r_s + r_a + r_{lt} + r_f) i_s - \frac{m_{ab}}{l_b} (v_{ca} - r_b i_b) + r_f i_l + l_f \frac{di_l}{dt} \right)}{M_1} \quad (3.6)$$

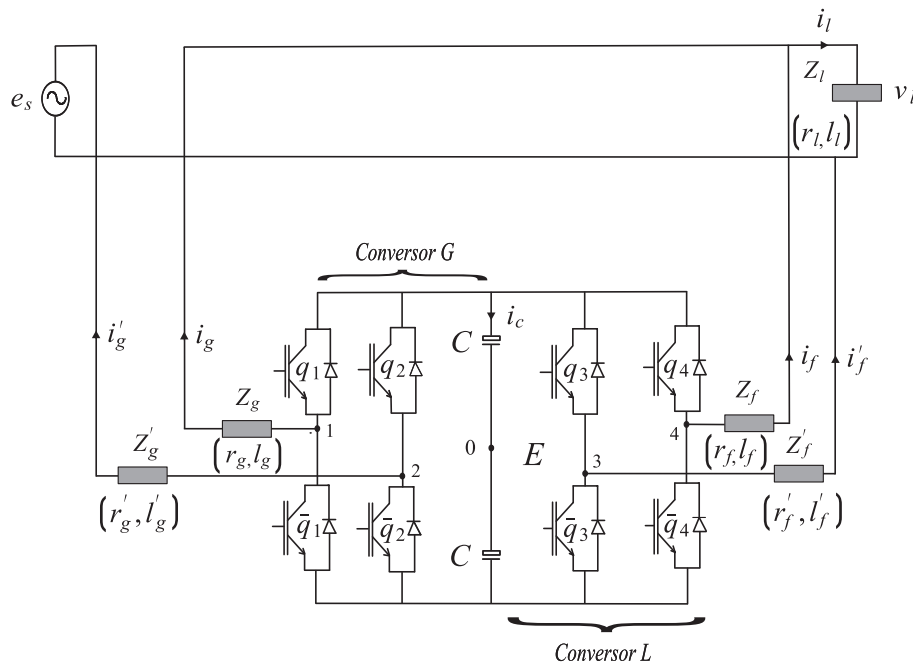
sendo:

$$M_1 = \left[ l_s + l_a + l_{lt} + l_f - \frac{m_{ab}^2}{l_b} \right] \quad (3.7)$$

A partir dessas equações foi possível simular essas duas configurações de filtros ativos com transformador.

### 3.2.2 Configuração sem transformador

A configuração de filtro ativo universal sem transformador pode ser observada na Fig.3.3. Esta figura mostra o sistema em ponte completa (4 braços). Uma das vantagens desta configuração, como pode ser observado, é a não utilização do transformador. A eliminação deste dispositivo pode levar a uma possível diminuição das perdas e, também, a uma diminuição de custos para a implementação deste sistema se comparado com as configurações apresentadas na seção 3.2.1.



**Figura 3.3.** Filtro universal monofásico sem transformador usando um conversor de 4 braços.

Na configuração representada na Fig. 3.3, observa-se que o sistema é constituído por uma fonte ( $e_s$ ), tensão na entrada do conversor  $G$  ( $v_g$ ), corrente na entrada do conversor  $G$  ( $i_g$ ), corrente na entrada do conversor  $G$  linha ( $i'_g$ ), impedância na entrada do conversor  $G$  ( $Z_g$ ), impedância na entrada do conversor  $G$  linha ( $Z'_g$ ), corrente na carga ( $i_l$ ), tensão na carga ( $e_l$ ), impedância da carga ( $Z_l$ ), impedância na saída do conversor  $L$  ( $Z_f$ ), impedância na saída do conversor  $L$  linha ( $Z'_f$ ), corrente na saída do conversor  $L$  ( $i_f$ ), corrente na saída do conversor  $L$  linha ( $i'_f$ ), tensão na saída do conversor  $L$  ( $v_f$ ), impedância da carga ( $Z_l$ ). Para garantir que haja simetria ao sistema, considerou-se:  $Z_g = Z'_g$  e  $Z_f = Z'_f$ .

Por não possuir o transformador, a implementação desta configuração é mais barata, porém, esta configuração pode ter a desvantagem de possuir correntes de circulação que devem ser canceladas.

ladas ou minimizadas ao máximo para que o filtro funcione de maneira apropriada. As condições de contorno desta configuração são:

$$v_{10} = \frac{v_g}{2} + \frac{v_{\mu g}}{2} \quad (3.8)$$

$$v_{20} = -\frac{v_g}{2} + \frac{v_{\mu g}}{2} \quad (3.9)$$

$$v_{30} = -\frac{v_f}{2} + \frac{v_{\mu f}}{2} \quad (3.10)$$

$$v_{40} = \frac{v_f}{2} + \frac{v_{\mu f}}{2} \quad (3.11)$$

Através do equacionamento dos ramos do circuito do filtro e das condições de contorno apresentadas em (3.8)-(3.11), obtém-se as equações diferenciais que possibilitam a implementação desta configuração via simulação. O equacionamento dos ramos é obtido a partir da análise da Fig. 3.3, desta forma, tem-se:

$$\frac{di_{gf}}{dt} = \frac{(v_{\mu g} - v_{\mu f} - e_s - (r_g + r_f)i_{gt})}{(l_g + l_f)} \quad (3.12)$$

$$\frac{di_g}{dt} = \frac{\left(v_g + e_s - (2r_g + r_l)i_g - r_l i_f - l_l \frac{di_f}{dt} + r_g i_{gf} + l_g \frac{di_{gf}}{dt}\right)}{(2l_g + l_l)} \quad (3.13)$$

$$\frac{di_f}{dt} = \frac{\left(v_f - (2r_f + r_l)i_f - r_f i_{gf} - l_f \frac{di_{gf}}{dt} - r_l i_g - l_l \frac{di_g}{dt}\right)}{(2l_f + l_l)} \quad (3.14)$$

sendo,

$$i_{gf} = (i_g + i'_g) = - (i_f + i'_f) \quad (3.15)$$

para satisfazer  $i_{gf} = 0$ , tem-se a seguinte restrição:

$$e_s = v_{\mu g} - v_{\mu f} \quad (3.16)$$

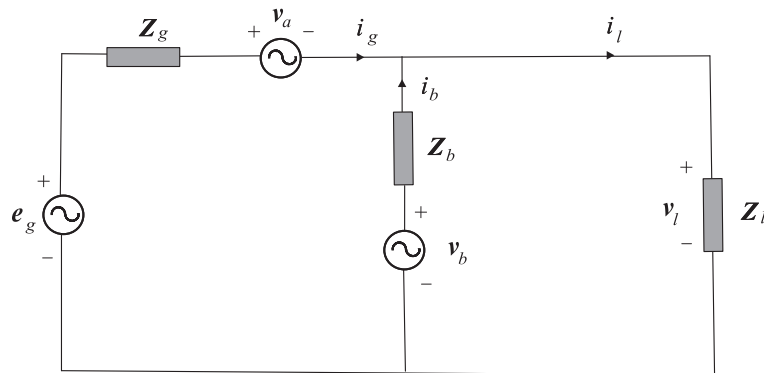
A equação (3.16) mostra que a escolha dos valores de  $v_{\mu g}$  e  $v_{\mu f}$  estão limitados de maneira tal que a diferença entre eles tem que ser igual a  $e_s$ . Caso esta condição de contorno não seja satisfeita, as correntes  $g$  são ( $i_g \neq -i'_g$ ), o mesmo ocorre para as corrente  $f$  ( $i_f \neq -i'_f$ ).

Analisou-se, também, a possibilidade de se utilizar o conversor com braço compartilhado, porém, verificou-se a inviabilidade de implementação desta estrutura com este conversor. A configuração do conversor com braço compartilhado não permite eliminar a corrente de circulação,

ou seja, tornar  $(i_g = -i'_g)$  e  $(i_f = -i'_f)$ , como foi feito para o filtro funcionando com o conversor monofásico em ponte completa.

### 3.2.3 Análise de Regime Permanente

Para analisar as características de regime permanente do filtro universal, utilizou-se um circuito equivalente de regime permanente mostrado na Fig. 3.4. O circuito equivalente pode ser considerado uma boa aproximação para se obter algumas informações a respeito do filtro universal. Com base no circuito, o filtro série gera a tensão  $v_a$  que é a diferença de tensão entre a fonte de alimentação  $e_s$  e a tensão da carga  $v_l$ . A impedância  $Z_a$  representa a impedância da fonte ( $Z_s$ ), impedância da linha de transmissão ( $Z_{lt}$ ) e impedância do enrolamento do transformador.  $Z_b$  e  $v_b$  representam, respectivamente, impedância na saída do conversor ( $Z_f$ ) e a tensão na saída do conversor ( $v_f$ ).



**Figura 3.4.** Circuito equivalente do filtro monofásico para análise em regime permanente.

Através do circuito, determina-se:

$$E_g = V_a + Z_g I_g + V_l \quad (3.17)$$

$$V_b = Z_b I_b + V_l \quad (3.18)$$

$$I_l = I_g + I_b \quad (3.19)$$

**3.2.3.1 Considerando a carga como uma fonte de corrente** Considerando-se a carga como sendo uma fonte de corrente, tem-se:

$$\begin{aligned} E_g &= V_a + Z_g I_g + V_b - Z_b I_b \\ E_g &= V_a + Z_g I_g + V_b - Z_b (I_l - I_g) \\ E_g &= V_a + (Z_g + Z_b) I_g + V_b - Z_b I_l \end{aligned} \quad (3.20)$$

colocando em evidência  $I_g$ , tem-se:

$$I_g = \frac{E_g - V_a - V_b + Z_b I_l}{Z_g + Z_b} \quad (3.21)$$

sabendo que:

$$V_l = E_g - V_a - Z_g I_g \quad (3.22)$$

substituindo (3.21) em (3.22), tem-se:

$$\begin{aligned} V_l &= E_g - V_a - \frac{E_g - V_a - V_b + Z_b I_l}{Z_g + Z_b} Z_g \\ V_l &= -\frac{Z_b}{Z_g + Z_b} V_a + \frac{Z_b}{Z_g + Z_b} E_g + \frac{Z_g}{Z_g + Z_b} V_b - \frac{Z_g Z_b}{Z_g + Z_b} I_l \end{aligned} \quad (3.23)$$

onde os três últimos termos de (3.23) são as perturbações. Para se obter a função de transferência, a impedância deve ser expressa por:  $Z = R + sL$ , para carga  $RL$  ou  $Z = f(s)$ .

**3.2.3.2 Considerando uma carga  $RL$**  Substituindo  $I_l = \frac{V_l}{Z_l}$ , tem-se:

$$\begin{aligned} V_l &= -\frac{Z_b}{Z_g + Z_b} V_a + \frac{Z_b}{Z_g + Z_b} E_g + \frac{Z_g}{Z_g + Z_b} V_b - \frac{Z_g Z_b}{Z_g + Z_b} \frac{V_l}{Z_l} \\ V_l &= -\frac{Z_b Z_l}{Z_l(Z_g + Z_b) + Z_g Z_b} V_a + \frac{Z_b Z_l}{Z_l(Z_g + Z_b) + Z_g Z_b} E_g + \frac{Z_g Z_l}{Z_l(Z_g + Z_b) + Z_g Z_b} V_b \\ V_l &= -\frac{Z_b Z_l}{G} V_a + \frac{Z_b Z_l}{G} E_g + \frac{Z_g Z_l}{G} V_b \end{aligned} \quad (3.24)$$

onde ( $G = Z_l(Z_g + Z_b) + Z_g Z_b$ ) e os dois últimos termos de (3.24) correspondem as perturbações.

Para a corrente, tem-se:

$$\begin{aligned} I_g &= -\frac{1}{Z_g + Z_b} V_b + \frac{1}{Z_g + Z_b} E_g - \frac{1}{Z_g + Z_b} V_a + \frac{Z_b}{Z_g + Z_b} \left( -\frac{Z_b Z_l}{G} V_a + \frac{Z_b Z_l}{G} E_g + \frac{Z_g Z_l}{G} V_b \right) \frac{1}{Z_l} \\ I_g &= -\frac{Z_b Z_g - G}{(Z_g + Z_b) G} V_b + \frac{Z_b^2 - G}{(Z_g + Z_b) G} E_g - \frac{Z_b^2 - G}{(Z_g + Z_b) G} V_a \end{aligned} \quad (3.25)$$

**3.2.3.3 Modelo com transformador** O modelo com transformador é dado por:

$$v_1 = R_1 i_1 + L_1 \frac{di_1}{dt} + M \frac{di_2}{dt} \quad (3.26)$$

$$v_2 = R_2 i_2 + L_2 \frac{di_2}{dt} + M \frac{di_1}{dt} \quad (3.27)$$

ou

$$V_1 = Z_1 I_1 + X_m I_2$$

$$V_2 = Z_2 I_2 + X_m I_1$$

$$V_2 = Z_2 I_2 + X_m I_1 \quad (3.28)$$

colocando em evidência  $I_2$ , tem-se:

$$I_2 = \frac{V_2 - X_m I_1}{Z_2} \quad (3.29)$$

$$V_1 = Z_1 I_1 + X_m \frac{V_2 - X_m I_1}{Z_2}$$

$$V_1 = \frac{X_m}{Z_2} V_2 + \frac{Z_1 Z_2 - X_m^2}{Z_2} I_1 \quad (3.30)$$

O modelo do transformador usado no filtro universal é dado por:

$$V_a = \frac{X_m}{Z'_a} V'_a + \frac{Z_a Z'_a - X_m^2}{Z'_a} I_g \quad (3.31)$$

onde:  $V'_a$  e  $Z'_a$  são, respectivamente, a tensão e a impedância do transformador do lado do conversor.

Com base nas análises das Figs. 3.5 e 3.6 obtidas a partir do circuito equivalente mostrado na Fig. 3.4, observa-se que existe um ângulo de carga que faz com que o sistema trabalhe com bom rendimento e com baixas perdas, já que, próximo do ponto de alta eficiência a corrente  $i_a$  é baixa. Para a configuração com transformador, a escolha da relação de transformação é importante, pois, dependendo da relação de transformação se tem uma diminuição na corrente para se manter o nível de compensação necessário com bom rendimento.

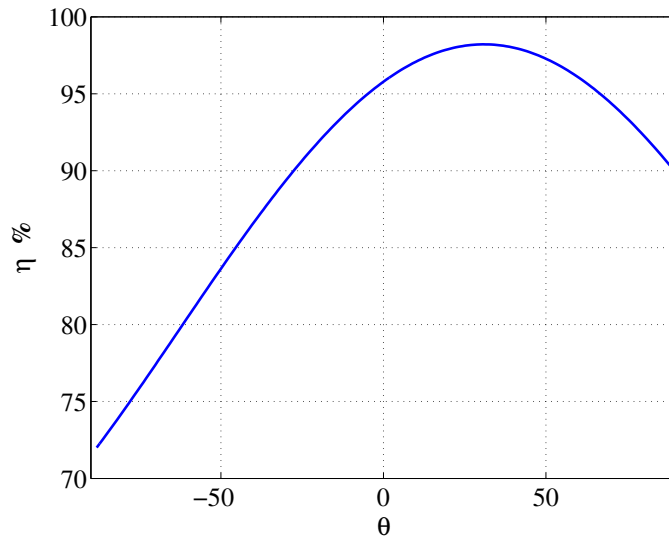


Figura 3.5. Eficiência  $\eta$  em função do ângulo de carga  $\theta$ .

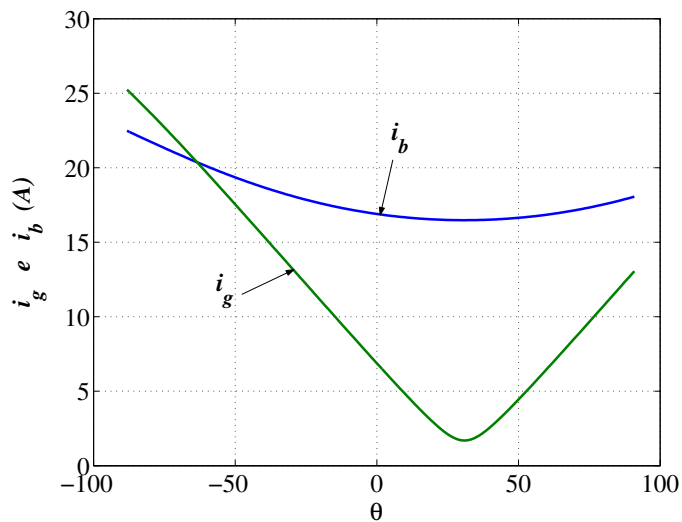


Figura 3.6. Correntes  $i_g$  (entrada) e  $i_b$  (saída) do conversor em função do ângulo de carga  $\theta$ .

### 3.3 ESTRATÉGIA DE CONTROLE

O diagrama que representa o esquema de controle dos filtros ativos apresentados na seção anterior pode ser observado na Fig. 3.7. Este diagrama em blocos é semelhante ao esquema de controle apresentado para os conversores monofásicos.

A Fig. 3.7 apresenta o diagrama em blocos de controle do sistema. A tensão no capacitor  $v_c$  (tensão no barramento  $CC$ ) é ajustada a um valor de referência  $v_c^*$  usando o controlador  $R_c$ . Este controle define a amplitude de corrente  $I_s^*$ . Para se obter um fator de potência unitário, a referência instantânea de corrente  $i_s^*$  deve ser sincronizada com a tensão  $e_s$ . Isto é obtido usando o bloco de

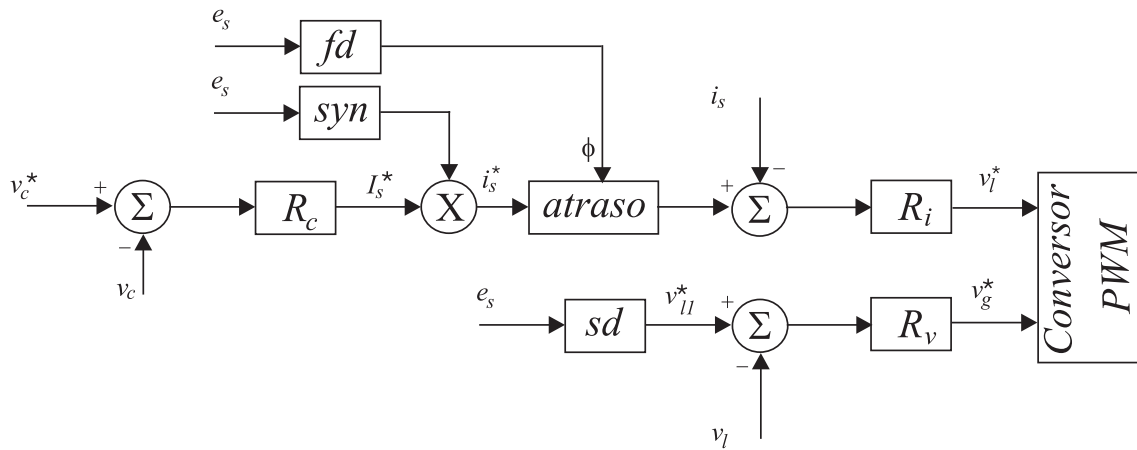


Figura 3.7. Diagrama de controle do Filtro Monofásico Universal

sincronismo *syn*, explicado no *apêndice A*, que capta informações de frequência fundamental e de fase do sinal de tensão da rede. O bloco  $R_i$  implementa a estratégia de controle de corrente. Para sua implementação utilizou-se um controlador de dupla seqüência como discutido no **capítulo 2**, pois o controlador *PI* padrão não garante erro zero em regime para variáveis senoidais.

A regulação de tensão é implementada usando o bloco  $R_v$ . O bloco *sd* determina a tensão de referência  $v_{ll}^*$  a partir da tensão  $e_s$ , adicionando um ângulo ótimo de fase na tensão  $v_{ll}^*$  para que o sistema opere numa região de bom rendimento e menos perdas.

A mudança do modo de operação do conversor é feita a partir da detecção da rápida variação de tensão e definindo o fator de potência. Isso é implementado no bloco *fd*. Este bloco tem a função de determinar se o nível de tensão for superior a um determinado valor de tensão preestabelecido, o conversor deve disponibilizar mais tensão de um lado para o outro mesmo que isso comprometa o controle de fator de potência por um curto intervalo de tempo. Nesta condição, o conversor *G* passa a ter mais tensão em função desta condição de operação, pois o conversor necessita de mais tensão para compensar níveis de tensão superior a um determinado valor. Esse bloco é válido somente para a configuração de filtro com conversor de três braços, sessão 3.3.1.

As informações de saída dos blocos  $R_i$  e  $R_v$  são as referências de tensão aplicadas para determinação do *PWM*. O controlador *PI* de dupla seqüência é o mesmo apresentado no capítulo **Conversor Monofásicos**.

A compensação ativa de potência é normalmente alcançada a partir do chaveamento dos con-



versores conectados como filtro ativo para carga e para fonte. O diagrama em blocos, Fig. 3.7, representa a estratégia de controle empregada para geração do *PWM*.

### 3.3.1 Análise de Tensão do Filtro com Conversor com Três Braços

A máxima capacidade de tensão monofásica para a operação em regime permanente senoidal dos conversores  $G$  e  $L$  é obtida quando a tensão do braço compartilhado é dada por  $v_{a0}^* = 0$ . Neste caso, a máxima amplitude da tensão senoidal para cada tensão de fase é  $E/2$ . Isto corresponde a mesma capacidade de tensão do conversor em meia ponte, composto por dois braços, enquanto a máxima amplitude do conversor em ponte completa composto por quatro braços é  $E$ .

Com o uso dos esquemas propostos a máxima capacidade de tensão monofásica para operação em regime permanente senoidal do conversor  $G$  e  $L$  é  $V_g + V_f = E$ , onde  $V_g$  é a amplitude da tensão de entrada e  $V_f$  é a amplitude da tensão de saída do conversor. Isso é, pode-se definir a amplitude das tensões de entrada e de saída do conversor por:  $V_g = (1 - k)E$  e  $V_f = kE$  onde a constante  $k$  é dada por  $0 < k < 1$ . Assim, pode-se definir três modos de controle:

i) modo 0: ( $k = 1/2$ ):  $V_g = V_f = E/2$  que corresponde a  $v_{a0}^* = 0$ .

ii) modo  $G$  ( $0 < k < 1/2$ ): i.e.,  $V_g > V_f$ , que aumenta a capacidade de tensão do conversor  $G$  para níveis próximos do conversor de quatro braços.

iii) modo  $L$  ( $1/2 < k < 1$ ): i.e.,  $V_f > V_g$ , que aumenta a capacidade de tensão do conversor  $L$  para níveis próximos do conversor de quatro braços.

Esta estratégia de controle do filtro serve para o conversor em ponte completa e para o conversor com braço compartilhado.

## 3.4 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO E EXPERIMENTAIS

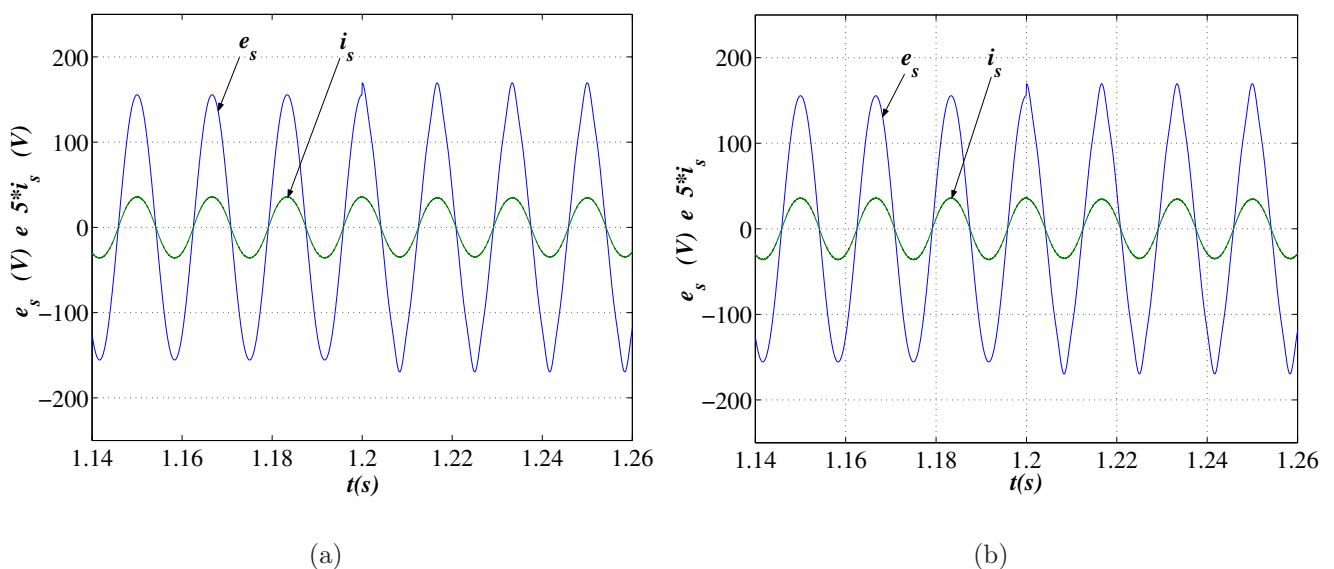
Os filtros universais monofásicos apresentados neste capítulo foram simulados e experimentalmente testados usando um sistema baseado em um microcomputador (*Pentium 2.8 GHz*). Na

plataforma experimental foi usado um capacitor com  $C = 2200\mu C$ . A frequência de chaveamento empregada foi de  $f = 10kHz$  e a carga utilizada foi do tipo  $RL$ . Os resultados de simulação foram realizados usando o *Matlab 7.0*. Para a implementação da modulação *PWM* na simulação, utilizou-se a mesma frequência de chaveamento utilizada na parte experimental.

### 3.4.1 Filtro Ativo Universal com Transformador

**3.4.1.1 Resultados de simulação:** Os resultados de simulação sobre o conversor em ponte completa e com braço compartilhado, operando como filtro ativo universal com transformador, foram obtidos considerando-se alguns fenômenos que deterioram a qualidade da energia elétrica. Os fenômeno levados em consideração, dentre os vários existentes, na análise de simulação foram: harmônicos, elevação de tensão e harmônicos gerados pela carga não-linear.

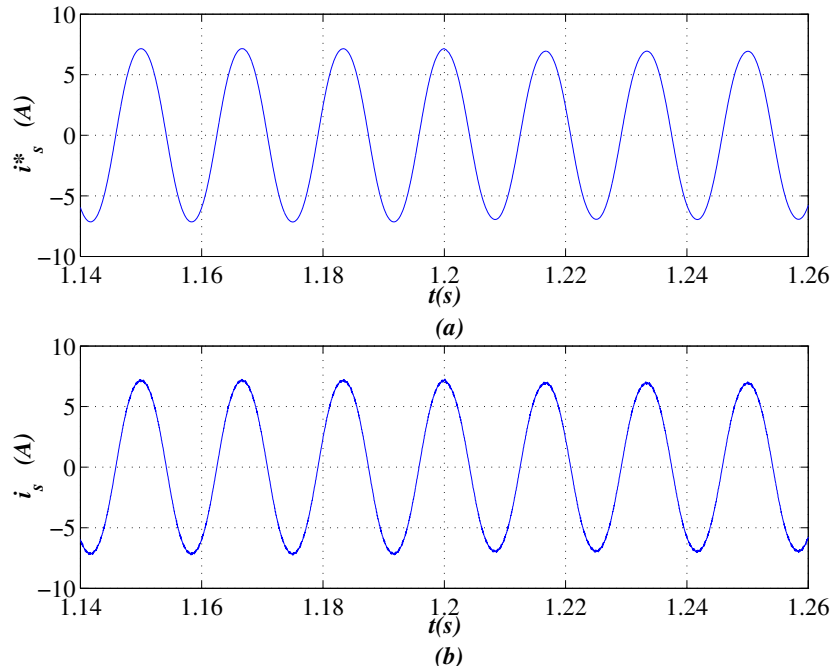
Observa-se em todos os resultados de simulação referentes as configurações do filtro ativo universal com transformador que os distúrbios na fonte de alimentação: harmônico e elevação, foram inseridos no sistema no instante de tempo igual a  $1.2s$ . Desta maneira, pode-se verificar o comportamento do sistema antes e durante a aplicação do distúrbio na fonte de tensão.



**Figura 3.8.** Tensão  $e_s$  e corrente  $i_s$  do filtro com conversor em ponte completa (a) e conversor com braço compartilhado (b), resultado de simulação.

Nos resultado apresentados nas Figs. 3.8 (a), 3.9, 3.11 (a) e 3.12 (a), para o conversor em

ponte completa, e os resultados apresentados nas Figs. 3.8 (b), 3.10, 3.11 (b) e 3.12 (b), para o conversor com braço compartilhado, à tensão fundamental são acrescidos 3°, 5° e 7° harmônicos com 5%, 2.5% e 1.5% de amplitude da fundamental. Através da Fig. 3.8, pode-se observar que a tensão e a corrente das duas configurações estão em fase mantendo o controle do fator de potência.



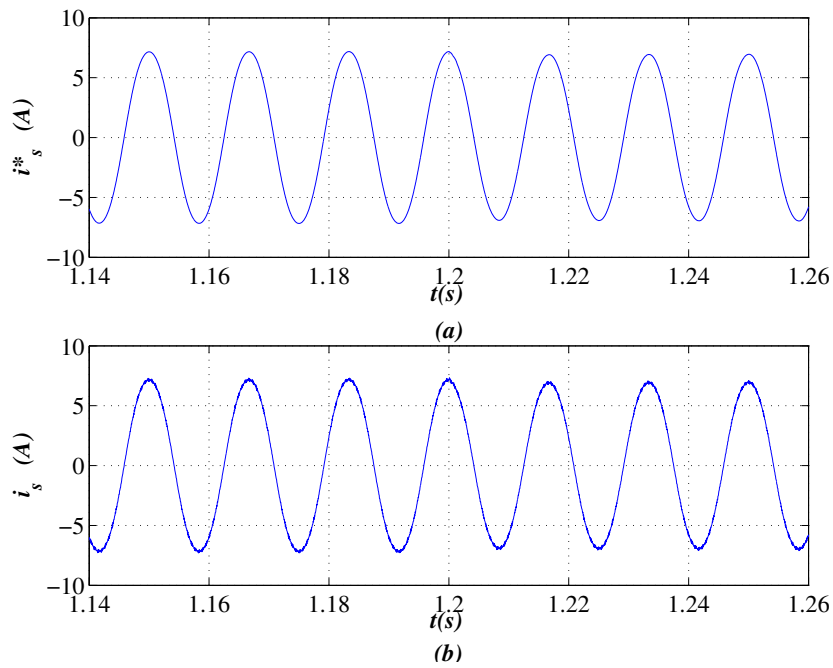
**Figura 3.9.** Corrente de referência (a)  $i_s^*$  e corrente real (b)  $i_s$  do filtro com conversor em ponte completa (4 braços), resultado de simulação.

O controle de corrente mostra-se eficiente como observado nas Figs 3.9 e 3.10, já que, a corrente da fonte  $i_s$  acompanha a referência de corrente  $i_s^*$  obtida do controle da tensão do barramento  $CC$ .

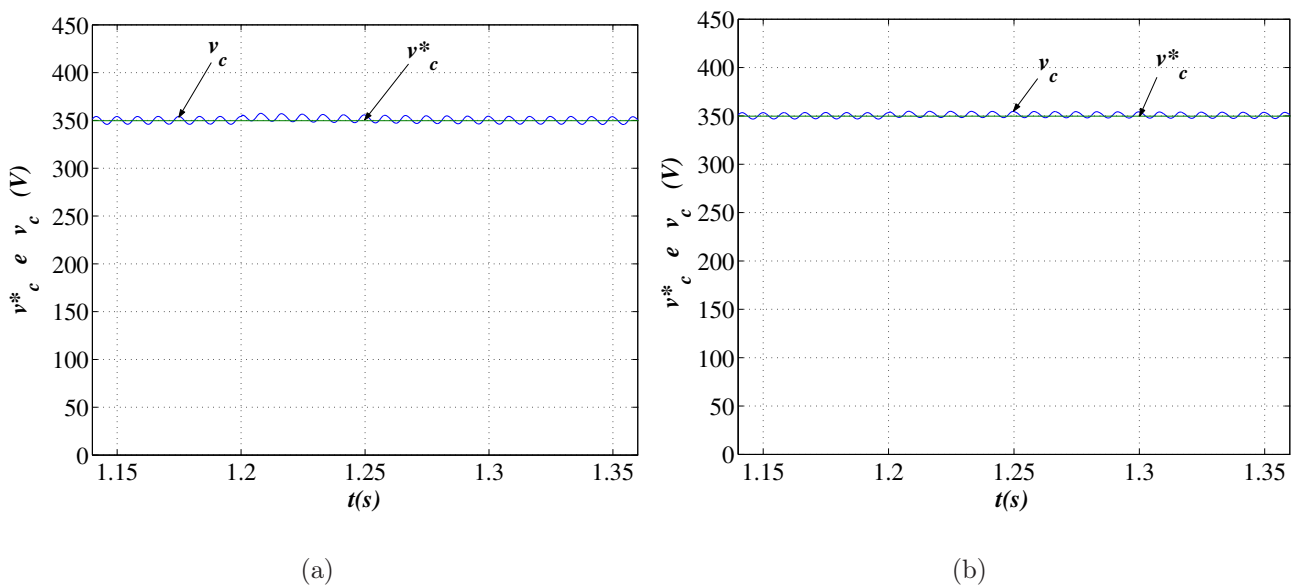
Na implementação do controle da tensão do barramento  $CC$  foi utilizada uma referência de tensão de  $350V_{cc}$  e a tensão no capacitor acompanha a referência de tensão pré-estabelecida como visto na Fig. 3.11.

As tensões de carga compensadas podem ser vistas nas Fig. 3.12, nesta, observa-se um pequeno transitório no instante em que o harmônico foi adicionado na fonte de alimentação que também é percebido na tensão do capacitor  $CC$ .

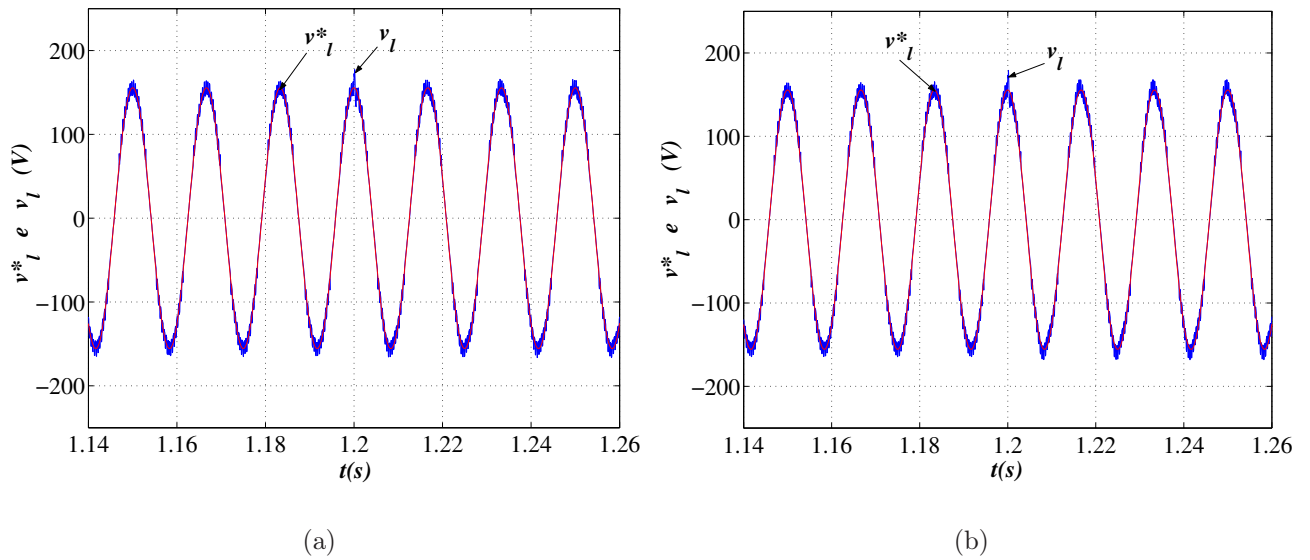
A partir da Fig. 3.13, observa-se as componentes harmônicas presentes na tensão de alimentação  $e_{sh}$  e o sinal de compensação  $v_{ca}$  gerado pelo conversor  $G$  responsável pelo controle e compensação da tensão terminal aplicada a carga. Este sinal de compensação é defasado de  $180^\circ$



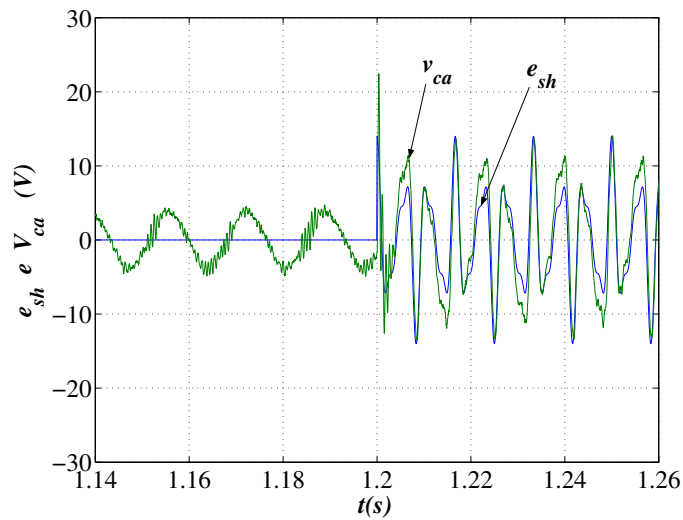
**Figura 3.10.** Corrente de referência (a)  $i_s^*$  e corrente real (b)  $i_s$  do filtro conversor com braço compartilhado (3 braços), resultado de simulação.



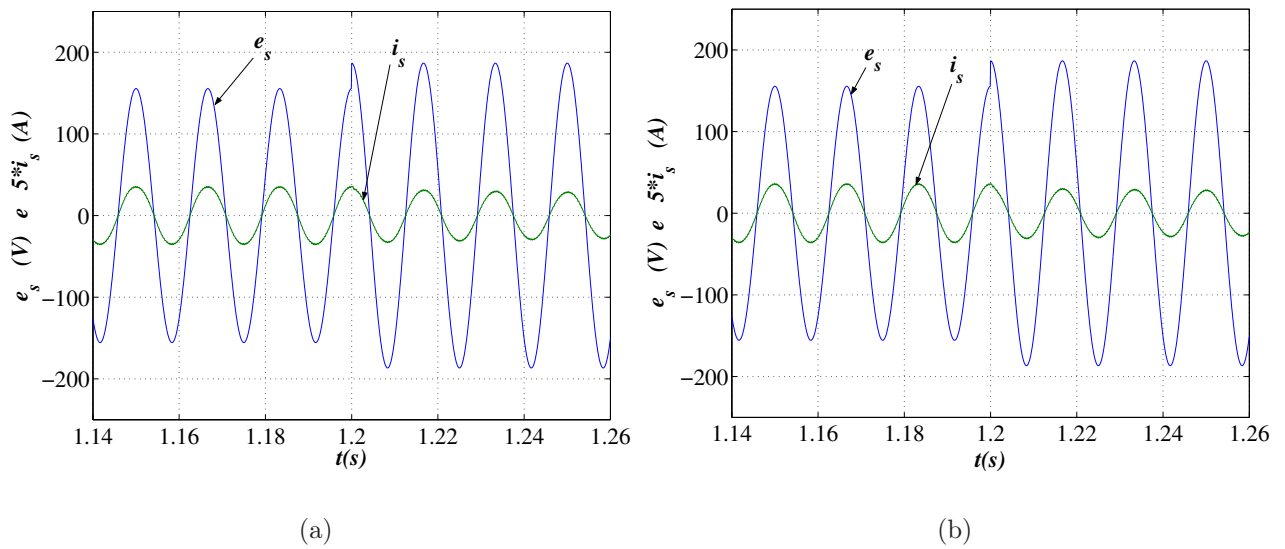
**Figura 3.11.** Tensão nos capacitores do barramento  $CC$   $v_c$  do filtro com conversor em ponte completa (a) e conversor com braço compartilhado (b), resultado de simulação.



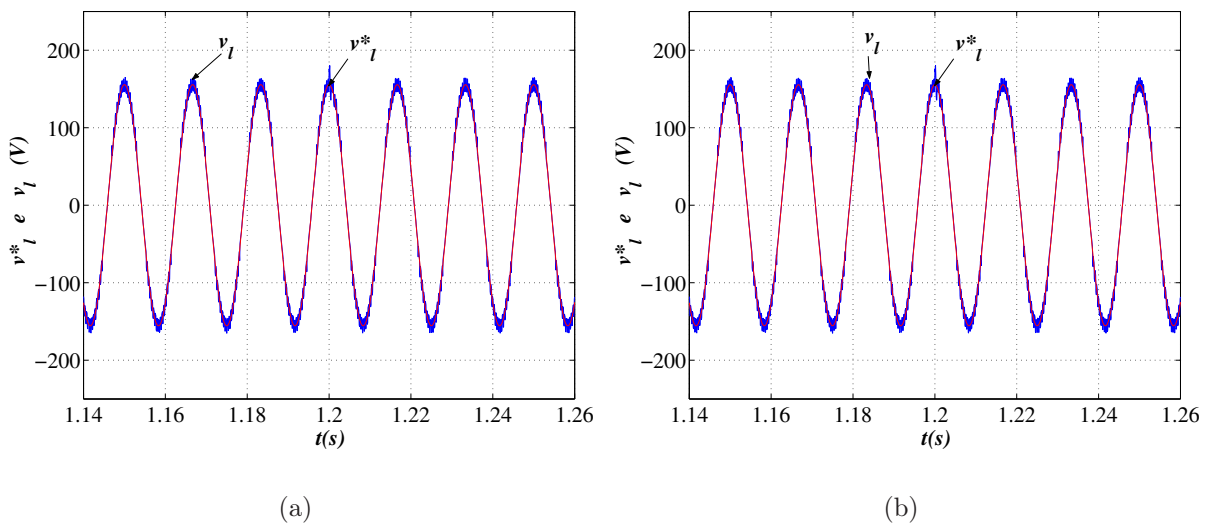
**Figura 3.12.** Tensão de referência  $v_l^*$  e tensão real  $v_l$  do filtro com conversor em ponte completa (a) e conversor com braço compartilhado (b), resultado de simulação.



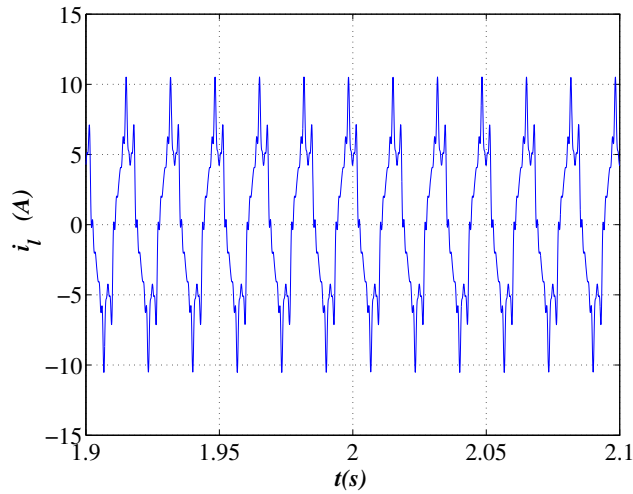
**Figura 3.13.** Sinal harmônico presente na fonte  $e_{sh}$  (a) e sinal de compensação  $v_{ca}$  (b), resultado de simulação.



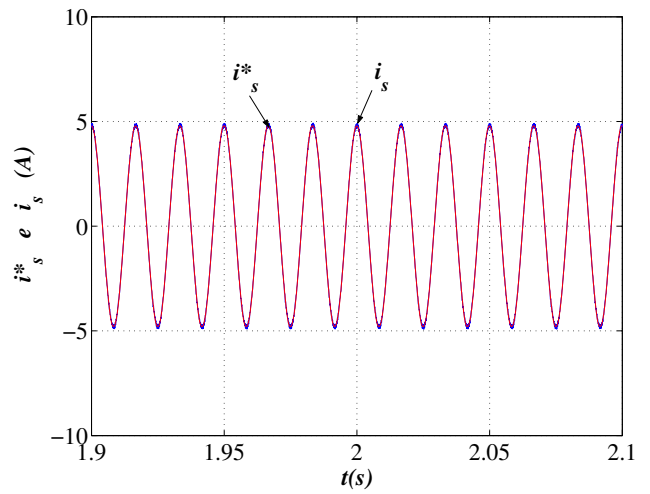
**Figura 3.14.** Tensão  $e_s$  e corrente  $i_s$  do filtro com conversor em ponte completa (a) e conversor com braço compartilhado (b), resultado de simulação.



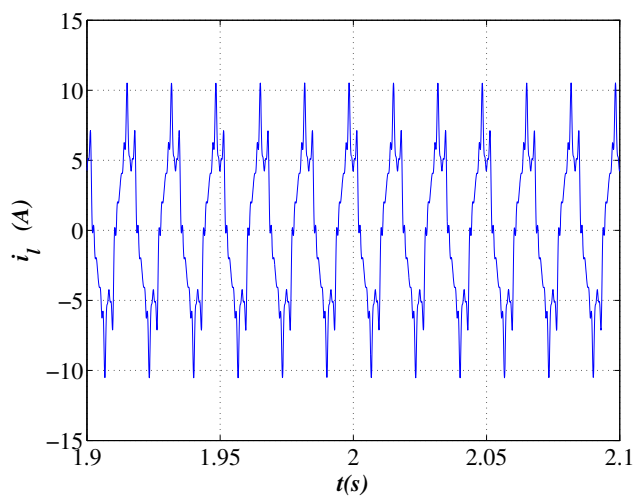
**Figura 3.15.** Tensão de referência  $v_l^*$  e tensão real  $v_l$  do filtro com conversor em ponte completa (a) e conversor com braço compartilhado (b), resultado de simulação.



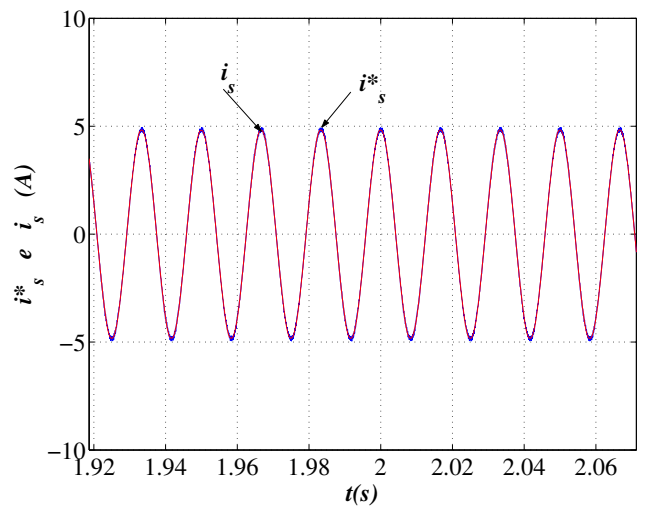
(a)



(b)



(c)



(d)

**Figura 3.16.** Corrente  $i_l$  gerada pela carga não-linear e corrente da fonte  $i_s$  compensada, conversor em ponte completa (a) - (b) e conversor com braço compartilhado (c) - (d), resultado de simulação.

do sinal a ser compensado, para melhor visualização os dois sinais foram deixados em fase para que o leitor possa observar a ação do sinal de compensação para compensar o distúrbio de tensão.

Quando houver elevação de tensão, por exemplo, o filtro deve compensar a tensão de forma semelhante ao que foi feito para o caso do sistema submetido a presença de harmônicos na forma de onda da tensão de alimentação. Observa-se, na Fig. 3.14, que a fonte de alimentação sofreu uma elevação de 20% e o sistema manteve o controle do fator de potência. A tensão aplicada a carga, também foi compensada, como observado na Fig. 3.15. Apesar da tensão da fonte ter sofrido uma elevação, a carga praticamente não sentiu variação alguma na forma de onda da tensão aplicada a ela.

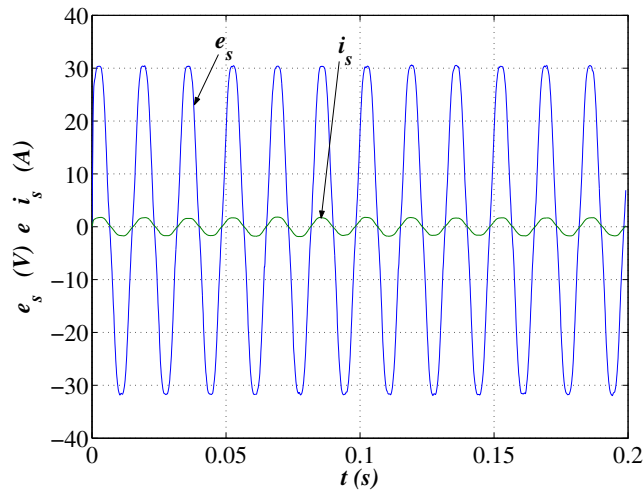
Quando a carga for não-linear, Fig. 3.16, o filtro deve compensar a corrente  $i_s$ , evitando que ela contenha os harmônicos gerados pela carga não-linear. Na Fig. 3.16, tem-se a corrente produzida pela carga não-linear e a corrente da fonte compensada. Este resultado de simulação foi obtido considerando, além do harmônico gerado a partir da carga não-linear, também os harmônicos na fonte de alimentação considerados para a situação anterior.

**3.4.1.2 Resultados Experimentais** Os resultados referentes ao estudo experimental do filtro ativo universal em ponte completa e com braço compartilhado com transformador podem ser observados nas Figs. 3.17, 3.19, 3.21 (a), 3.22 e 3.24 e nas Figs. 3.18, 3.20, 3.21 (b), 3.23 e 3.25, respectivamente.

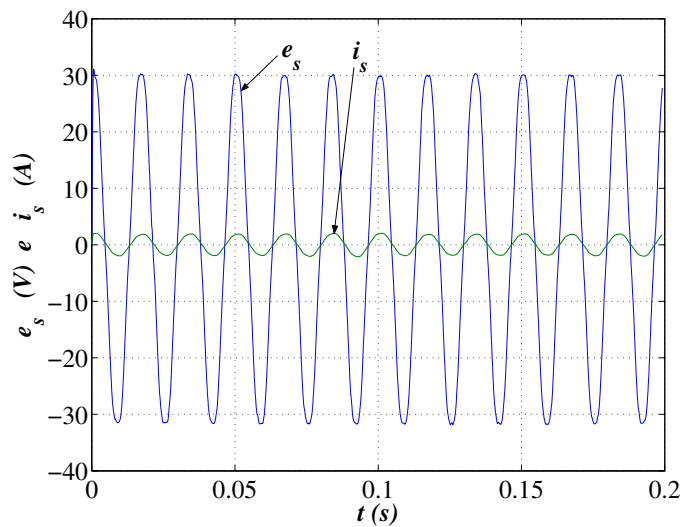
Como os resultados são bem semelhantes, será feita uma análise geral referente as duas configurações. Nas Figs. 3.17 e 3.18, observa-se que a tensão  $e_s$  e a corrente  $i_s$  da fonte de alimentação estão em fase, garantindo o controle do fator de potência próximo da unidade para as duas configurações.

O controle de corrente também foi implementado, desta forma, verifica-se a partir das Figs. 3.19 e 3.20 que a corrente real  $i_s$  segue a referência de corrente  $i_s^*$  obtida através da saída do controle da tensão do barramento  $CC$  que define a amplitude de corrente a ser sincronizada com a tensão da rede, Fig. 3.7.





**Figura 3.17.** Tensão  $e_s$  e corrente  $i_s$  do filtro com conversor em ponte completa (*4 braços*), resultado experimental.

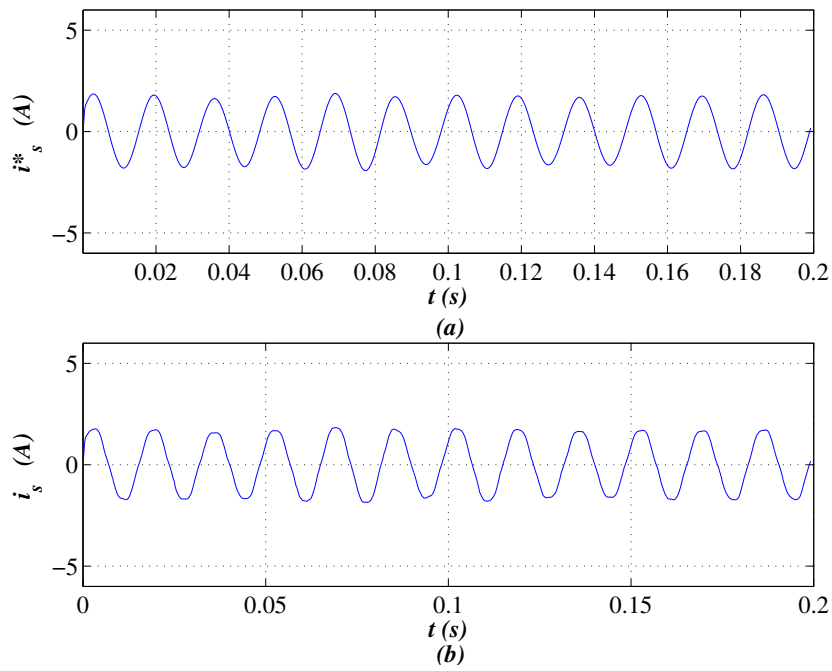


**Figura 3.18.** Tensão  $e_s$  e corrente  $i_s$  do filtro com conversor com braço compartilhado (*3 braços*), resultado experimental.

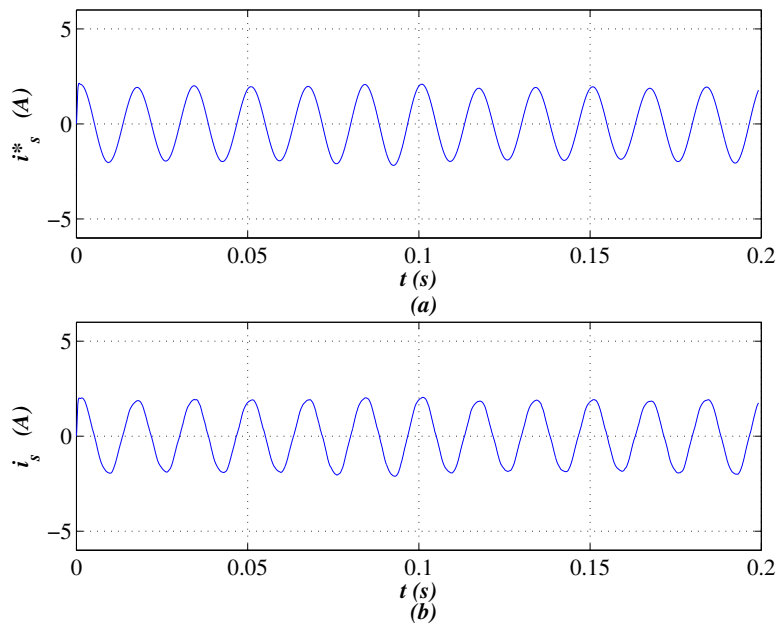
Para a implementação do controle de tensão, considerou-se uma tensão de referência igual a  $60V_{cc}$  para as duas configurações. Através da Fig. 3.21, observa-se que a tensão do barramento  $CC$  acompanha o valor de referência pré-estabelecido.

As Figs. 3.22 e 3.23 mostram as tensões de carga de referência  $v_i^*$  e a real  $v_l$ . Através dessas figuras, verifica-se que o controle da tensão de saída também é alcançado, assim como, a compensação do quinto harmônico presente na tensão de entrada.

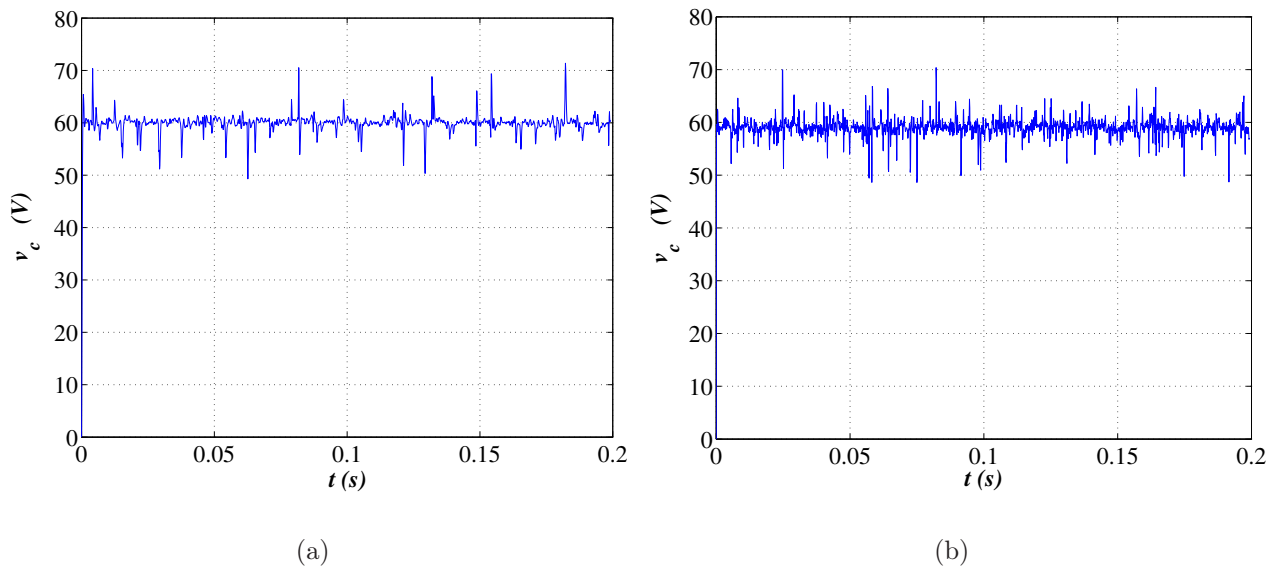
Devido as limitações na implementação do sistema, trabalhou-se com valores baixos de tensão. Isto se deve, principalmente, ao transformador utilizado que suporta somente “*baixíssimas*”



**Figura 3.19.** Corrente de referência (a)  $i_s^*$  e corrente real (b)  $i_s$  do filtro com conversor em ponte completa (4 braços), resultado experimental.



**Figura 3.20.** Corrente de referência (a)  $i_s^*$  e corrente real (b)  $i_s$  do filtro com conversor com braço compartilhado (3 braços), resultado experimental.



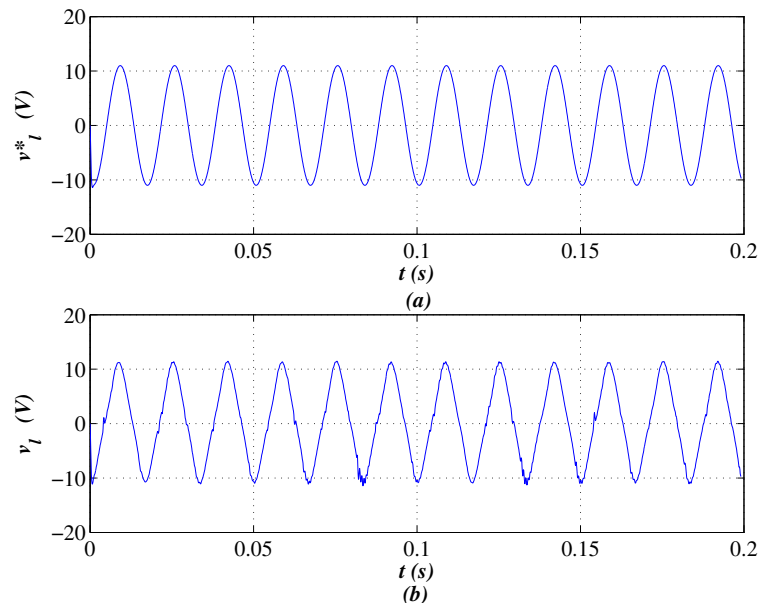
**Figura 3.21.** Tensão nos capacitores do barramento  $CC$   $v_c$  do filtro com conversor em ponte completa (a) (4 braços) e com braço compartilhado (b) (3 braços), resultado experimental.

potências.

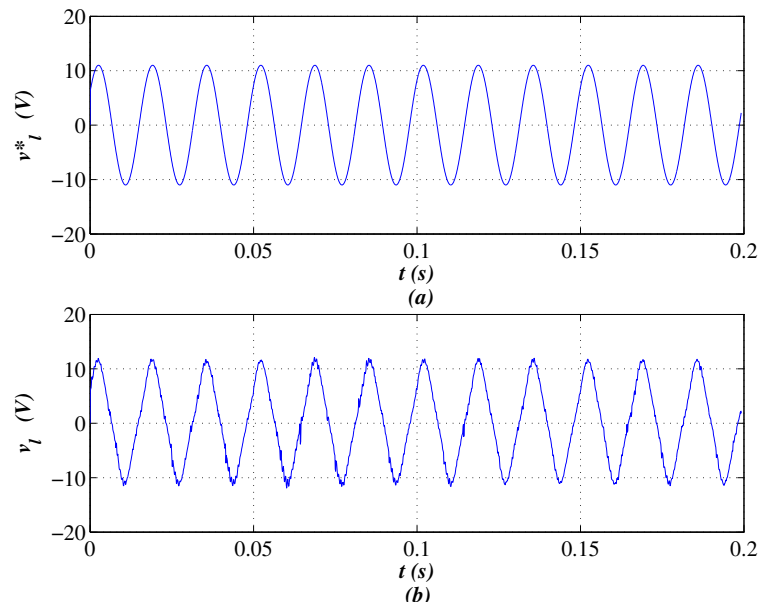
Na Figs. 3.24 e 3.25, tem-se o espectro de frequência normalizado em amplitude das tensões de alimentação e da carga. Com base nestes resultados, observa-se que a correta escolha do transformador é de essencial importância na montagem do experimento. De acordo com (KOSOW, 1995) e (SELMON, 1966), os transformadores monofásicos simples quando excitados a tensão nominal produzem uma terceira harmônica. Isto é devido ao fato de que a curva de saturação dos núcleos dos transformadores comerciais sobe abruptamente e satura rapidamente o que ocasiona uma distorção na corrente de magnetização. Assim, uma tensão senoidal pura na frequência fundamental produz uma corrente de magnetização que contém a frequência fundamental mais uma componente razoável de terceira harmônica. Esta componente de terceira harmônica é observada na tensão da carga compensada devido ao transformador, como explicado.

### 3.4.2 Filtro Ativo Universal sem Transformador

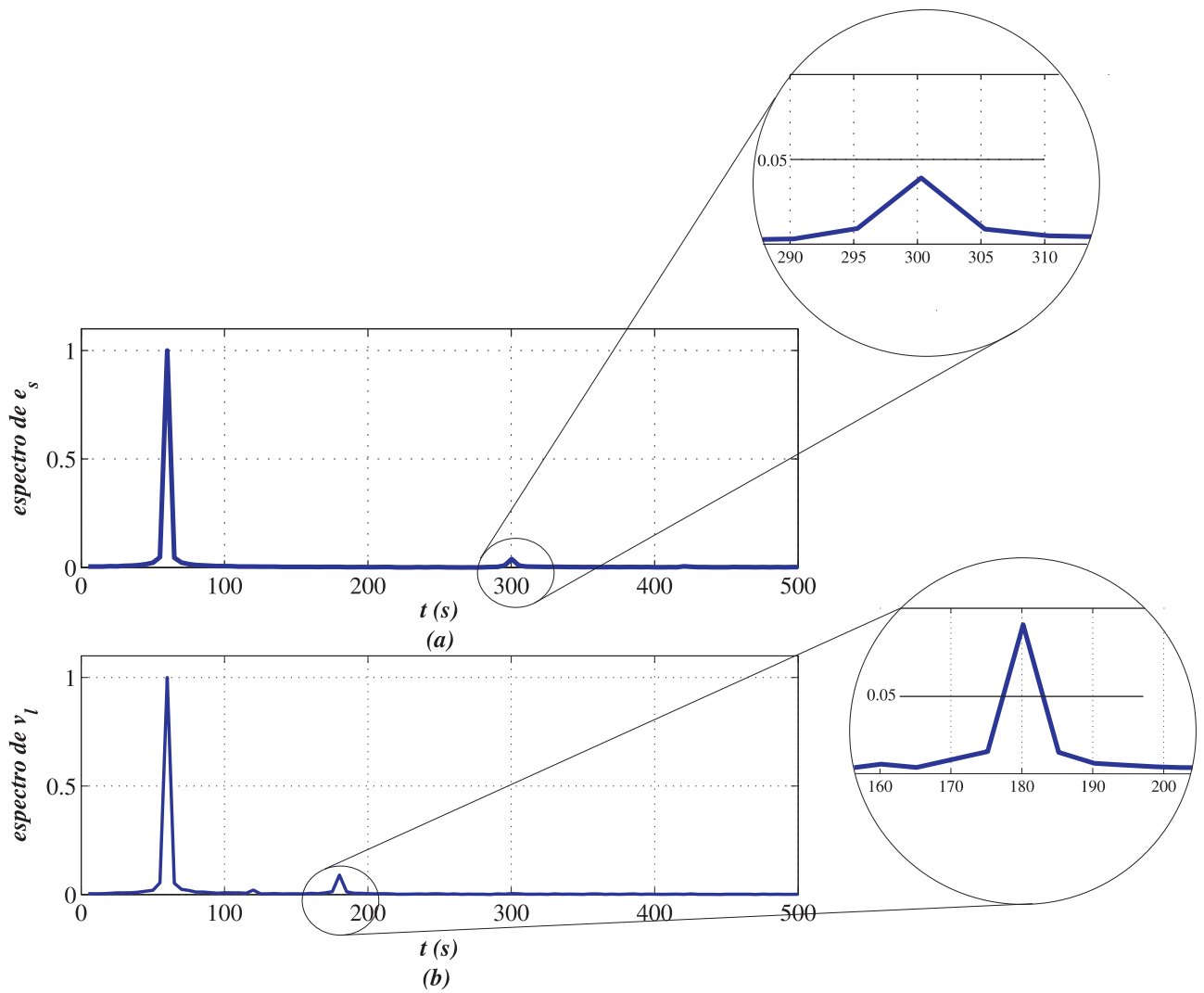
**3.4.2.1 Resultados de Simulação:** Os resultados de simulação do filtro ativo universal monofásico sem transformador operando com o conversor em ponte completa foram obtidos considerando-se a fonte de alimentação poluída com o 3°, 5° e 7° harmônicos, respectivamente,



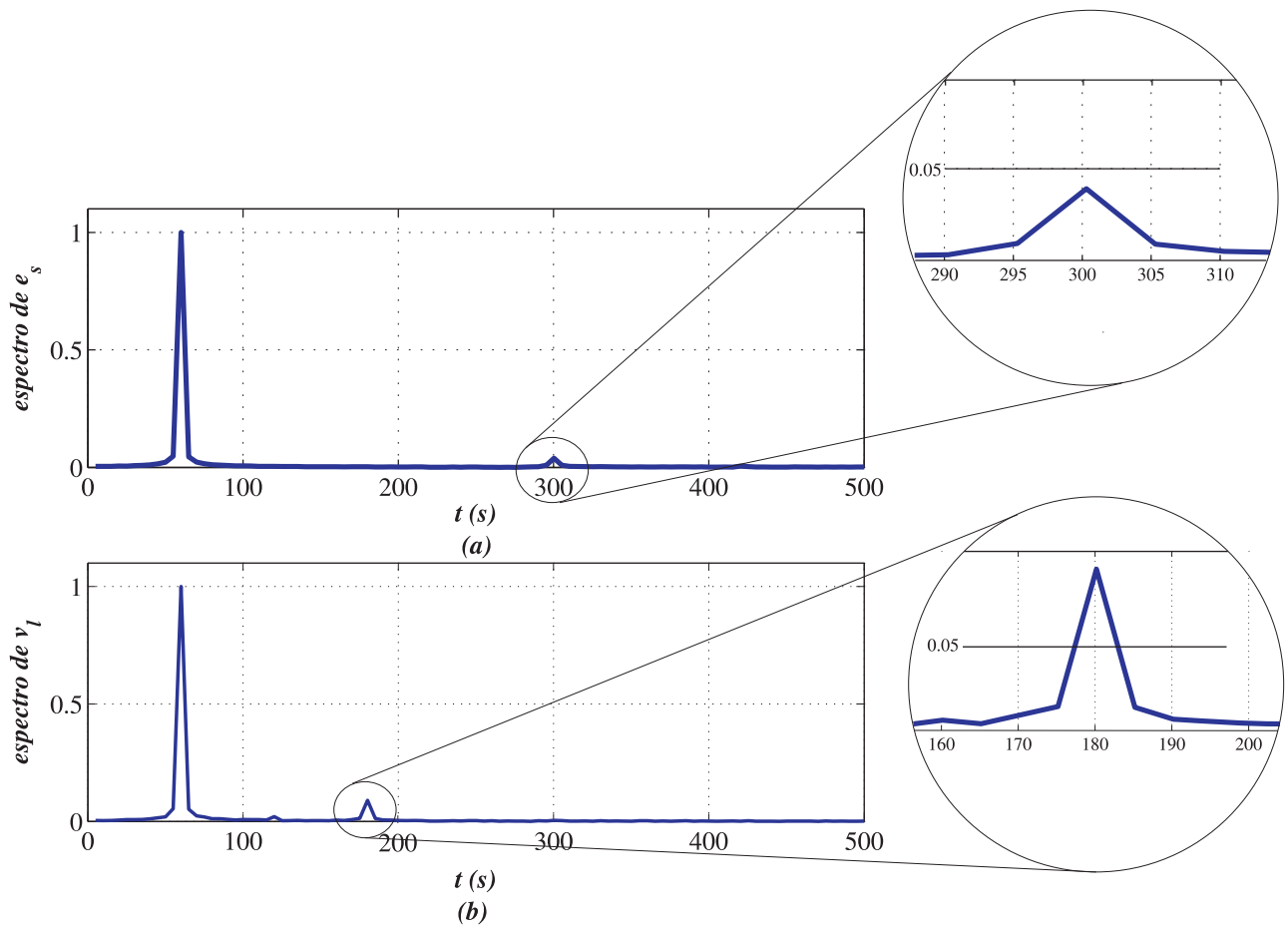
**Figura 3.22.** Tensão de referência (a)  $v_l^*$  e tensão real (b)  $v_l$  do filtro com conversor em ponte completa (4 braços), resultado experimental.



**Figura 3.23.** Tensão de referência (a)  $v_l^*$  e tensão real (b)  $v_l$  do filtro com conversor com braço compartilhado (3 braços), resultado experimental.

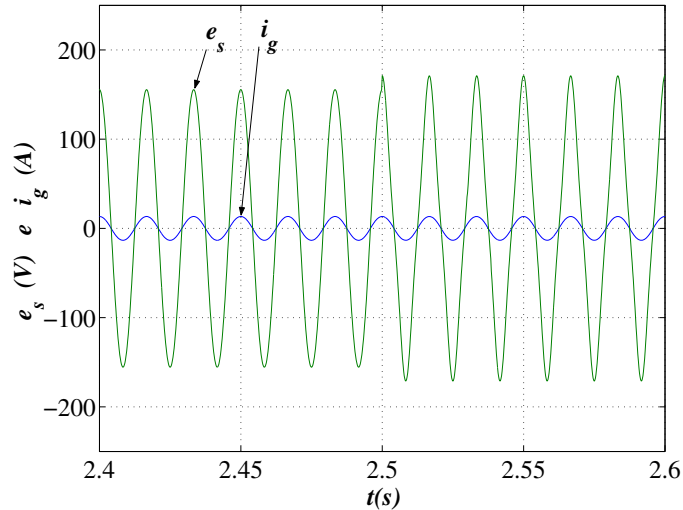


**Figura 3.24.** Espectro de frequência das tensões (a)  $e_s$  e (b)  $v_l$  do filtro com conversor em ponte completa (4 bra ços), resultados experimentais normalizados.



**Figura 3.25.** Espectro de frequência das tensões (a)  $e_s$  e (b)  $v_l$  do filtro com conversor com braço compartilhado (3 braços), resultados experimentais normalizados.

com 5%, 2.5% e 1.5% de amplitude da fundamental. O distúrbio foi inserido no sistema no instante de tempo igual a 2.5s. Assim, verifica-se o comportamento do sistema antes e durante a inserção do harmônico na fonte de alimentação.



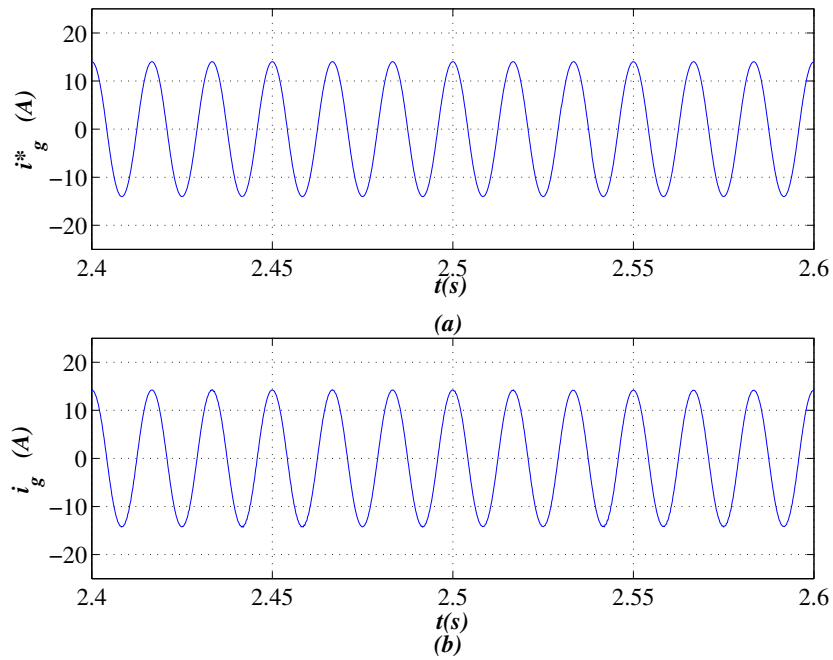
**Figura 3.26.** Tensão  $e_s$  e corrente  $i_g$  do filtro com conversor em ponte completa (*4 braços*), resultado de simulação.

A partir da Fig. 3.26, nota-se que a corrente  $i_g$  está em fase com a tensão da fonte de alimentação  $e_s$ , comprovando o controle do fator de potência. O controle de corrente, Fig. 3.27, mostra que a corrente  $i_g$  segue a referência de corrente  $i_g^*$  obtida da saída do controle da tensão do capacitor, que gera a amplitude de corrente a ser sincronizada com a tensão  $e_s$ .

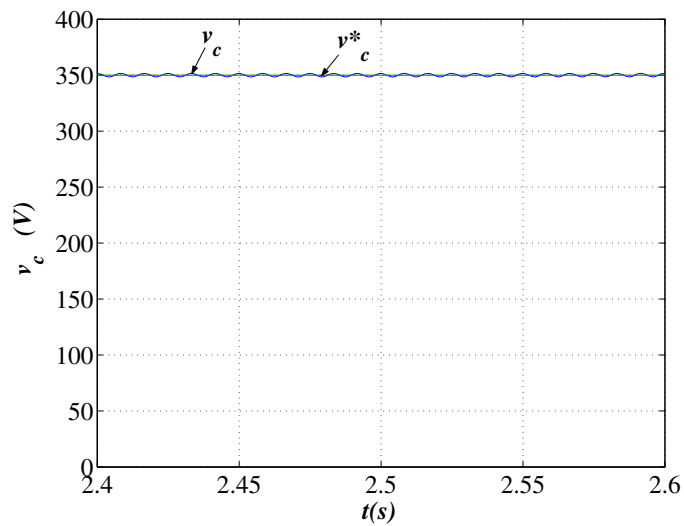
No controle da tensão do barramento *CC* foi considerado um valor de referência de tensão de 350V, Fig. 3.28, nota-se que a tensão do barramento acompanha o valor de referência estabelecido. Observa-se na Fig. 3.29, que a tensão da carga segue a referência de tensão e que a compensação da tensão também foi conseguida, pois o harmônico presente na fonte de alimentação não é observado na tensão aplicada a carga.

As correntes  $i_g$ ,  $i'_g$ ,  $i_f$  e  $i'_f$  podem ser vistas na Fig. 3.30. Estabelecendo a condição de contorno definida pela equação (3.16) é possível fazer com que a corrente  $i_g$  seja praticamente igual a  $-i'_g$  e que  $i_f$  também seja praticamente igual a  $-i'_f$ .

**3.4.2.2 Resultados Experimentais:** Os resultados referentes ao estudo experimental da estrutura filtro ativo sem transformador podem ser observados nas Figs. 3.31, 3.32, 3.33, 3.34 e

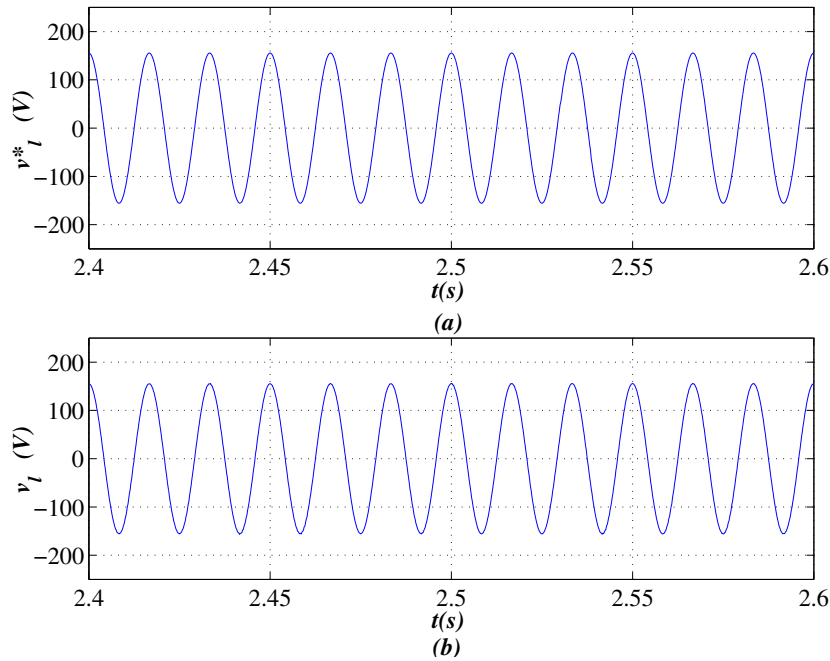


**Figura 3.27.** Corrente de referência (a)  $i_g^*$  e corrente real (b)  $i_g$  do filtro com conversor com quatro braço, resultado de simulação.



**Figura 3.28.** Tensão no capacitor  $CC$   $v_c$  do filtro com conversor em ponte completa (4 braços), resultado de simulação.





**Figura 3.29.** Tensão de referência (a)  $v_l^*$  e tensão real (b)  $v_l$  do filtro com conversor em ponte completa (4 braços), resultado de simulação.

3.35. Na Fig. 3.31, nota-se que a tensão de alimentação  $e_s$  e a corrente  $i_s$ , ambos estão em fase, fazendo com que o o fator de potência fique próximo da unidade.

As correntes  $i_g^*$  e  $i_g$  são mostradas na Fig. 3.32. A partir desta figura, observa-se que a corrente  $i_g$  segue a referência de corrente  $i_g^*$  que é sincronizada com a fonte de alimentação, cuja amplitude da corrente é obtida da saída do controle de tensão do barramento  $CC$ .

Para a implementação do controle de tensão, considerou-se uma tensão de referência de  $170V_{cc}$ . Observa-se na Fig. 3.33, que a tensão do barramento  $CC$  acompanha o valor de referência escolhido. O controle da tensão na carga, também é alcançado como observado na Fig. 3.34. Nesta figura, nota-se que a tensão da carga é controlada a partir de uma referência de tensão predeterminada. Além do controle da tensão da carga, realizou-se a compensação desta tensão, já que o harmônico presente na tensão foi compensado, Fig. 3.35.

### 3.5 CONCLUSÃO

Foram abordadas neste capítulo algumas configurações de filtros ativos universais monofásicos com e sem o emprego do transformador. Analisou-se o comportamento dos sistemas introduzindo

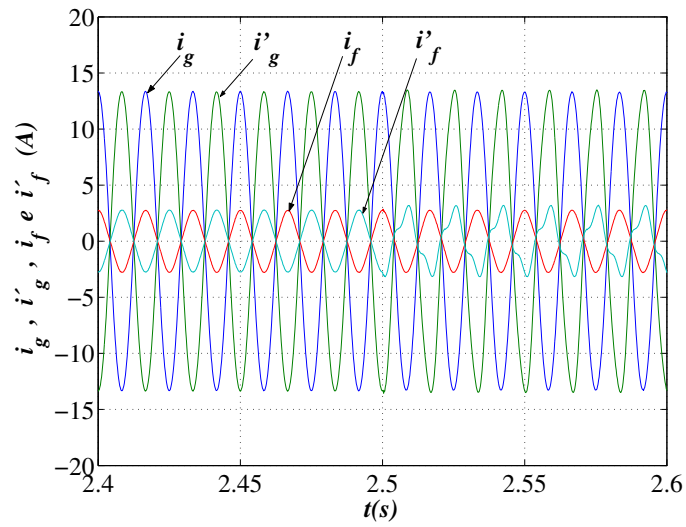


Figura 3.30. Correntes  $i_g$ ,  $i'_g$ ,  $i_f$  e  $i'_f$  do filtro com conversor com quatro braços, resultado de simulação.

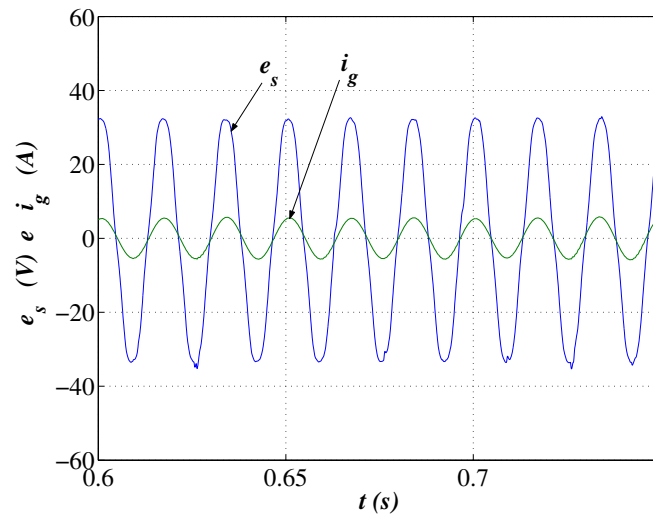
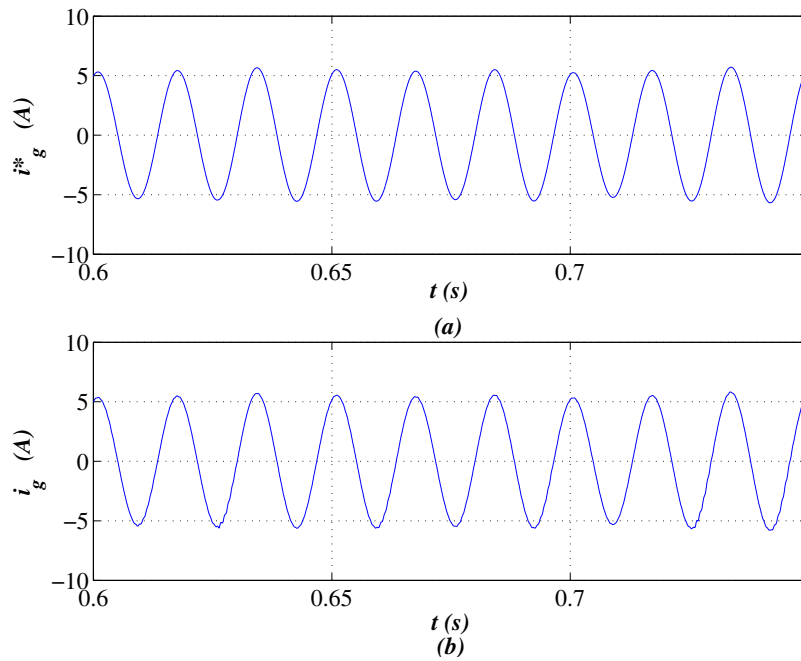
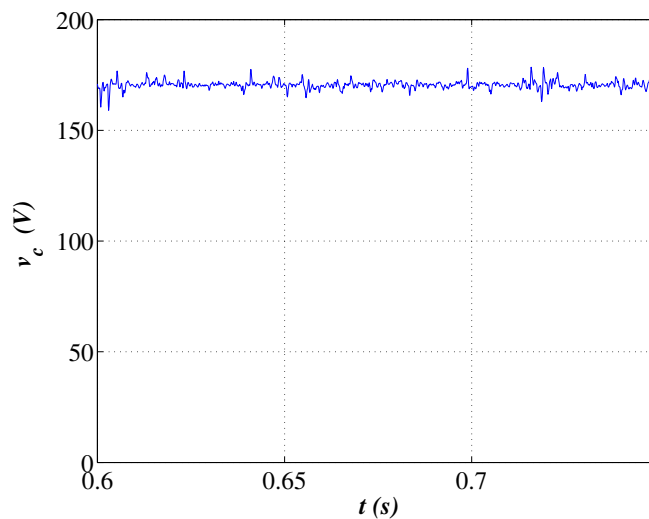


Figura 3.31. Tensão  $e_s$  e corrente  $i_g$  do filtro com conversor em ponte completa (4 braços), resultado experimental.



**Figura 3.32.** Corrente de referência (a)  $i_g^*$  e corrente real (b)  $i_g$  do filtro com conversor com quatro braços, resultado experimental.



**Figura 3.33.** Tensão no capacitor  $CC$  do filtro com conversor em ponte completa (4 braços), resultado experimental.

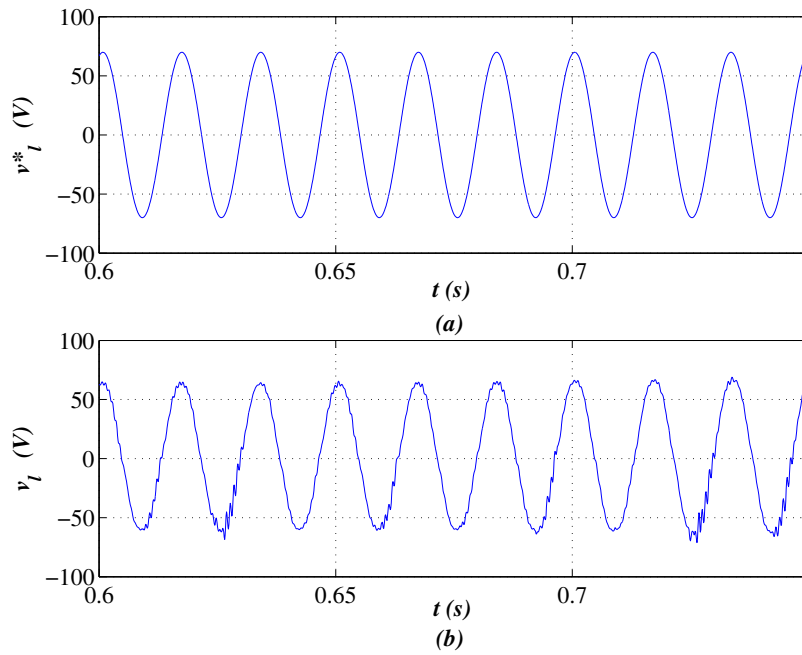


Figura 3.34. Tensão de referência (a)  $v_i^*$  e tensão real (b)  $v_l$  do filtro com conversor em ponte completa (4 braços), resultado experimental.

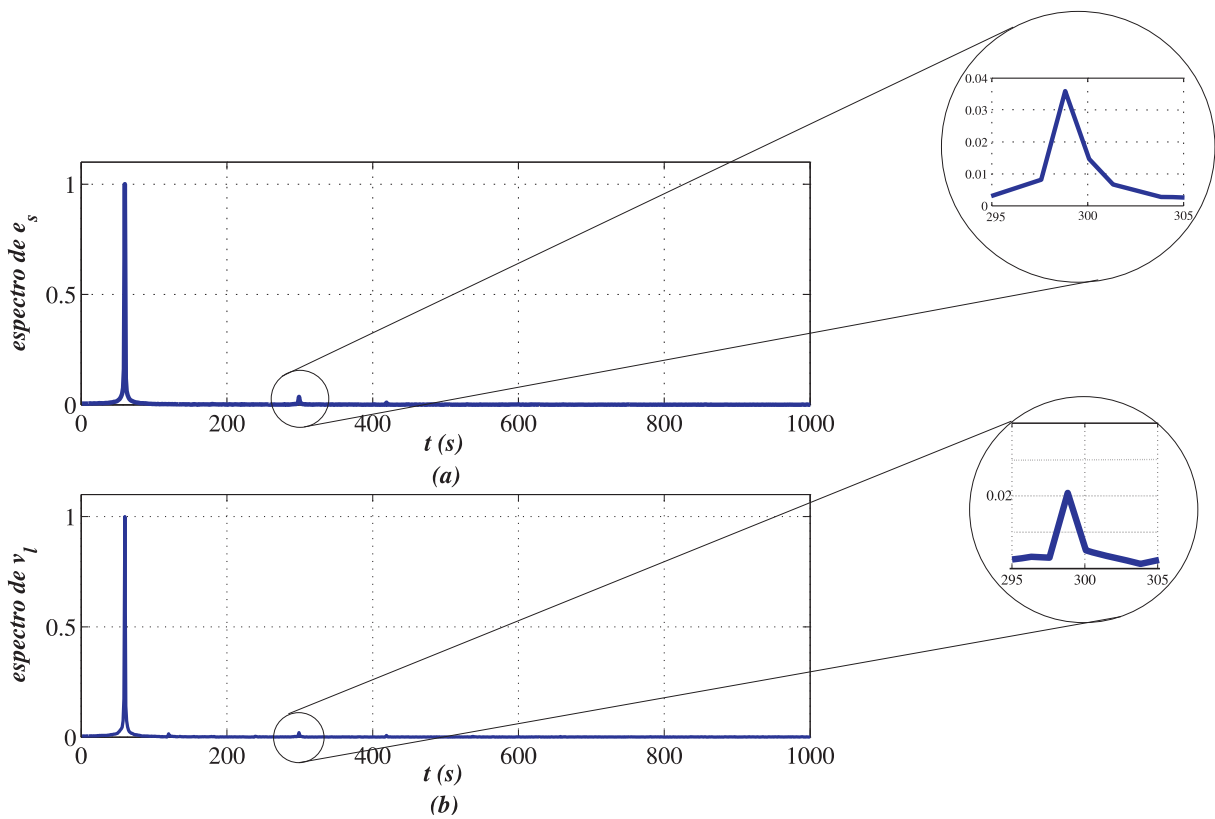


Figura 3.35. Espectro de frequência das tensões (a)  $e_s$  e (b)  $v_l$  do filtro com conversor em ponte completa sem transformador (4 braços), resultados experimentais normalizados.

na fonte de alimentação alguns problemas relacionados com a qualidade de energia, como por exemplo: harmônicos, elevação de tensão, além dos harmônicos gerados pela carga não linear conectada ao sistema. Os sistemas apresentaram uma boa atuação no que diz respeito a compensação de tensão e corrente.

Com relação à configuração com transformador, foram analisadas as estruturas operando com o conversor em ponte completa e com o conversor com braço compartilhado. A diminuição de um braço pode ser interessante, pois proporciona uma diminuição no preço final para a implementação do filtro ativo.

A configuração sem transformador é uma configuração mais enxuta, ela pode proporcionar possível diminuição das perdas, além do custo envolvido na sua implementação. A única limitação sobre esta configuração diz respeito as condições de contorno que devem ser obedecidas.

# CONCLUSÃO E PERSPECTIVAS DE ESTUDO

## 4.1 CONCLUSÕES

Este trabalho de dissertação de mestrado tem como objetivo estudar algumas configurações de filtros ativos universais monofásicos a três e quatro braços. Para escolher as configurações quanto ao número de chaves foram realizados estudos sobre os conversores monofásicos em meia ponte, ponte completa e braço compartilhado. Analisando o comportamento das correntes nas chaves e no capacitor, para cada configuração, foi possível determinar qual a configuração de conversor mais adequada para atuar como parte integrante das configurações de filtros ativos apresentadas neste texto. Desta forma, verificou-se que a estrutura com braço compartilhado, além de possuir um braço a menos se comparada com a configuração padrão, mantém praticamente as mesmas características da configuração em ponte completa. O conversor em meia ponte não foi utilizado como parte integrante das configurações de filtros ativos universais apresentadas porque quando a carga e a fonte apresentam uma defasagem de  $180^\circ$  entre si a corrente no capacitor atinge seu valor de pico a pico máximo. Esta situação não é observada nos conversores a três e quatro fios.

Com relação ao estudo dos filtros ativos universais monofásicos foram analisadas três configurações. A primeira delas foi a configuração com transformador com o conversor a quatro braços. A segunda, também com transformador, porém com o conversor com três braços. E a terceira e última, com o conversor com quatro braços mas sem a utilização do transformador.

Para as configurações de filtros ativos foram analisados os comportamentos dos sistemas quando a fonte de alimentação estava sujeita a presença de harmônicos e elevação de tensão, além de harmônicos gerados pela carga não linear. Foram analisadas as configurações de filtros ativos universais monofásicos com transformador e observou-se que a configuração com braço compartilhado

apresenta resultados semelhantes se comparado com a configuração padrão. A configuração sem transformador se mostrou interessante, pois ela apresentou bom desempenho, o grande inconveniente desta configuração é que as condições de contorno deve ser obedecidas.

## 4.2 PERSPECTIVAS DE ESTUDO

Muitos pontos do estudo desenvolvido ainda continuam abertos ou necessitam de um tratamento mais rigoroso. Dentre eles, pode-se citar:

- A investigação dos efeitos do tempo morto nas principais estratégias apresentadas e aplicação dos processos de correção;
- Estudo detalhado sobre as perdas de condução;
- Projeto das indutâncias de filtro para as configurações apresentadas.
- Aplicação destas configurações apresentadas funcionando como fonte ininterrupta de tensão.

Através da Fig. 5.1, observa-se o fluxograma do método de sincronização de malha travada (*PLL*) aplicado nos diagramas de controle dos conversores estáticos e dos filtros ativos universais de potência monofásicos. Em ambos os diagramas de controle, pretende-se sincronizar um sinal cossenoidal com o sinal de tensão da fonte de alimentação, de tal forma que os sinais de corrente e tensão de referência não tenham, quais quer distúrbios ou imperfeições que o sinal de tensão original possa conter.

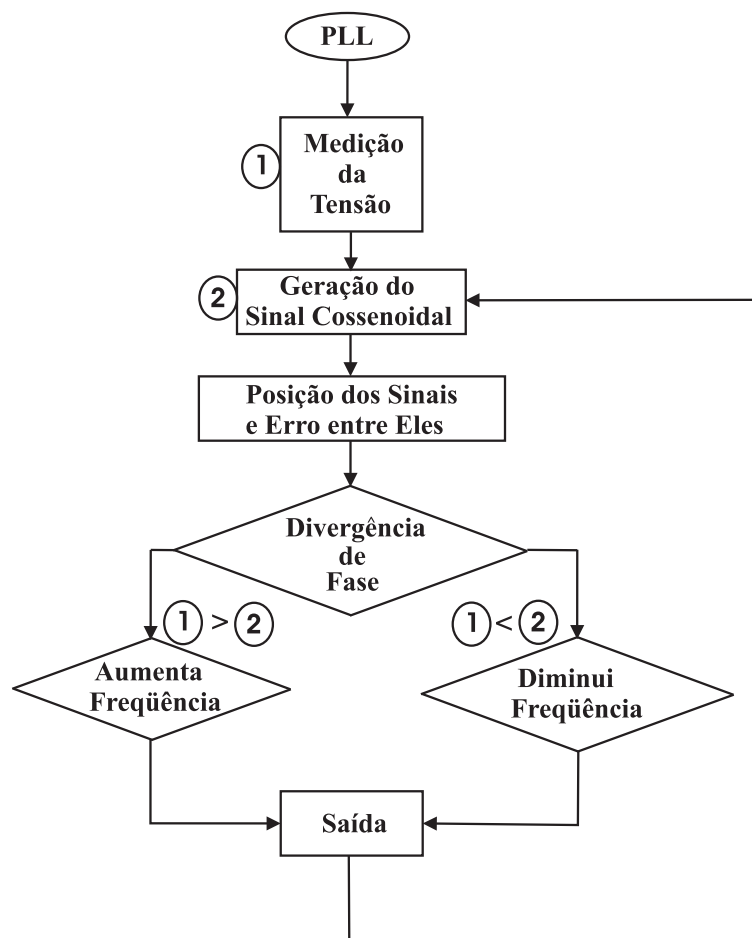


Figura 5.1. PLL

Observando o diagrama, medi-se o sinal de tensão e gera-se um sinal cossenoidal qualquer com a



mesma frequência do sinal de tensão. Em seguida, determina-se quais destes sinais está adiantado ou atrasado em relação ao outro e calcula-se o erro entre eles. Por exemplo, se o sinal de tensão representado por  $1$  estiver a frente do sinal cossenoidal representado por  $2$ , deve-se aumentar a frequência do sinal  $2$  até que não exista erro entre os dois sinais. Quando o sinal  $2$  estiver a frente do sinal  $1$  deve-se diminuir a frequência do sinal  $2$ . Deve-se lembrar que a taxa de variação de frequência deve ser pequena para que não cause deformação no sinal a ser sincronizado.

## REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- AKAGI, H. New trends in active filters for power conditioning. *IEEE Transactions on Industry Application*, v. 32, n. 6, p. 1312–1322, November/December 1996.
- AKAGI, H.; KANAZAWA, Y.; NABAE, A. Generalized theory of the instantaneous reactive power in three-phase circuits. *Proceedings of the IPEC - Int. Power Electronic Conf.*, p. 1375–1386, 1983.
- BHATTACHARYA, S.; DIVAN, D. Design and implementation of a hybrid series active filter system. *Power Electronics Specialists Conference, 1995. PESC '95 Record., 26th Annual IEEE*, v. 1, p. 189 – 195, June 1995.
- BHATTACHARYA, S.; DIVAN, D. Synchronous frame based controller implementation for a hybrid series active filter system. *IEEE/IAS Annual Meeting*, p. 2531–2540, 1995.
- BLASKO, V. Analysis of a hybrid pwm based on modified space-vector and triangle-comparison methods. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 3, n. 16, p. 756–764, May/June 1996.
- BONATTO, B. D.; JR., E. A. M.; FERNANDES, F. A. Diagnóstico da qualidade de energia no sistema de distribuição. *III CONLADIS - III Congresso Latino Americano de Distribuição de Energia Elétrica*, 1998.
- BONATTO, B. D.; JR., E. A. M.; FERNANDES, F. A. Diagnostico de qualidade de energia elétrica entre clientes industrias - estudo de caso. *AQBEE '99 - III Seminário Brasileiro sobre Qualidade de Energia Elétrica*, p. 108–113, Agosto 1999.
- BORGES, L. E.; TAKANTI, E. H.; TORRES, G.; SILVA, V. F. da; HADDAD, J.; OLIVEIRA, L. E. de. Desenvolvimento e implementação de um filtro de potência. *Anais do II CITENEL*, p. 879–884, 2003.

BROECK, H. V. D.; SKUDELNY, H.; STANKE, G. Analysis and realisation of a pulsewidth modulator based on voltage space vectors. *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, v. 24, n. 1, p. 142–150, 1988.

BROECK, H. W. V. der; SKUDELY, H.; STANKE, G. V. Analysis and realization of pulse width modulation based on voltage space vectors. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 24, n. 1, p. 142–150, January/February 1998.

BUSADA, C.; CHIACCHIARINI, H.; BALDA, J. Sinusoidal waveform synthesis for parallel active power filter applications. *Power Electronics Specialists Conference, 2004. PESC 04. 2004 IEEE 35th Annual*, v. 3, p. 2360 – 2364, June 2004.

BUSO, S.; FASOLO, S.; MATTAVELLI, P. Uninterruptible power supply multiloop control employing digital predictive voltage and current regulators. *IEEE Transaction On Industry Applications*, v. 37, n. 6, p. 1846–1854, November/December 2001.

CHEN, C. L.; LIN, C. E.; HUANG, C. L. An active filter filter for unbalanced three-phase system using synchronous detection method. *Proceedings of IEEE PESC*, p. 1451–1455, March 1994.

CHEN, S.; JOÓŠ, G. Unified series-parallel deadbeat control technique for an active power quality conditioner with full digital implementation. 2001.

DENG, H.; ORUGANTI, R.; SRINIVASAN, D. Pwm method to handle time delay in digital control of a ups inverter. *IEEE Power Electronics Letters*, v. 3, n. 1, p. 1–6, March 2005.

DEPENBROCK, M. The fbd-method, a generally applicable tool for analysing power relations. *IEEE Transactions on Power Systems*, v. 8, n. 2, p. 381–387, May 1993.

DIXON, J. W.; VENEGAS, G.; MORÁN, L. A. A series active power filter based on a sinusoidal current-controlled voltage-source inverter. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 24, n. 5, p. 885–890, October 1997.

DOBRUCKY, B.; KIM, H.; RACEK, V.; ROCH, M.; POKORNY, M. Single-phase power active filter and compensator using instantaneous reactive power method. *PCC-Osaka*, p. 167–171, February 2002.

ESCOBAR, G.; STANKOVIC, A.; CARDENAS, V.; MATTAVELLI, P. An adaptive controller for a series active filter to compensate voltage sags, unbalance and harmonic distortion. *Power Electronics Specialists Conference, 1995. PESC '95 Record., 26th Annual IEEE*, p. 275 – 280, October 2002.

GYUGYI, L.; STRYCULA, E. C. Active ac power filter. *IEEE/IAS Annual Meeting*, 1976.

HAMASAKI, S. ichi; KAWAMURA, A. Proposal of new current control method using voltage deadbeat control for active filter. *Japan Industry Application Society Conference*, v. 1, n. 114, 2000.

HAMASAKI, S. ichi; KAWAMURA, A. Improvement of current regulation of line detection type active filter based on deadbeat control. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 2001.

HOLTZ, J.; THIMM, T. Identification of the machine parameters in a vector-controlled induction motor drive. *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, v. 27, n. 6, p. 1111–1118, November 1991.

JACOBINA, C. B.; CORRÊA, M. B. R.; LIMA, A. M. N.; SILVA, E. R. C. da. Ac motor drive systems with a reduced switch count converter. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 39, n. 5, p. 1333–1342, setembro/Outubro 2003.

JACOBINA, C. B.; CORREA, M. B. R.; OLIVEIRA, T. M.; LIMA, A. M. N.; SILVA, E. R. C. da. Current control of unbalanced electrical systems. *Conf. Rec. IAS*, p. 1011–1017, 1999.

JACOBINA, C. B.; OLIVEIRA, T. M. Six-switch single-phase ac/ac converter. *Conf. Rec. COBEP*, p. 186–192, 2001.

JACOBINA, C. B.; RIBEIRO, R. L. A.; LIMA, A. M. N.; OLIVEIRA, T. M. A reduced switch count three-phase ac motor drive. *IEEE Transactions on Industry Applications*, p. 378–384, 2001.

- JACOBINA, C. B.; SANTOS, W. R. N.; SILVA, E. R. C. da; OLIVEIRA, A. C. Control of single-phase three-leg converter operating as universal active power filter. *Conf. Rec. COBEP*, p. 322–326, 2005.
- JACOBINA, C. B.; SILVA, E. R. C. da; LIMA, A. M. N.; SEIXAS, P. F. Digital modulation scalar pulse width modulation: A single approach to introduce non-sinusoidal modulation waveform. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 16, n. 3, p. 351–359, May 2001.
- JOU, H. L.; WU, J. C.; TSAI, C.; HUANG, M. S. Novel line-interactive uninterruptible power supply. *IEEE Proc. Power Applications*, v. 151, n. 3, p. 359–364, May 2004.
- KAMRAN, F.; HABETLER, T. G. A novel on-line ups universal filtering capabilities. *IEEE*, p. 500–506, May 1995.
- KIM, G.-T.; LIPO, T. A. Vsi-pwm rectifier/inverter system with a reduced switch count. *IEEE Transactions on Industry Applications*, p. 2327–2332, 1995.
- KOSOW, I. I. *Máquinas Elétricas e Transformadores*. São Paulo - Brasil: Editora Globo, 1995.
- LI, R.; JOHNS, A.; ELKATEB, M. Control concept of unified power line conditioner. *Power Engineering Society Winter Meeting, 2000. IEEE*, v. 4, p. 2594 – 2599, January 2000.
- MATAKAS, L.; JARDIN, J. A.; KOMATSU, W.; MASUDA, M.; SILVA, F. A. T.; GALASSI, M.; CAMARGO, J.; ZANETTI, E. R.; MARTINZ, F. O. Dispositivo restaurador de tensão com funções de compensação de reativos e filtros harmônicos. *Anais do II CITENEL*, p. 885–890, 2003.
- MOHAN, N. Active filter for ac harmonic suppression. *IEEE/PES Winter Meeting*, 1977.
- NASTRAN, J.; R, C.; SELIGER, M.; JERB, P. Active power filter for non-linear ac loads. *IEEE Transactions on Power Electronic*, v. 9, p. 92–96, 1994.
- NOVOTNY, D.; LIPO, T. *Vector Control and Dynamics of AC Drives*. Madison-USA: Oxford, 1996. 43-49 p.

OLIVEIRA, A. H.; MORGON, V.; BIANCHIN, C. G.; CHUEIRI, I. J.; PASQUALIN, J. R.; MÖELLER, B. R. Aplicação de tecnologia de filtragem ativa para melhoria da qualidade de energia elétrica em baixa tensão. *Anais do II CITENEL*, p. 853–856, 2003.

OLIVEIRA, T. M. *Conversores Estáticos com Controle Digital para Aplicações em Sistemas Monofásicos*. Campina Grande - PB: Tese de Doutorado - UFPB/CCT - Engenharia Elétrica, 2001. 11-44 p.

PENG, F.; AKAGI, H.; NABAE, A. Compensation characteristics of the combined system of shunt passive and series active filters. *Industry Applications Society Annual Meeting, 1989., Conference Record of the 1989 IEEE*, p. 959 – 966, October 1989.

PENG, F. L.; AKAGI, H.; NABAE, A. New approach to harmonic compensations in power system. *IEEE*, p. 874–880, 1988.

PENG, F. L.; AKAGI, H.; NABAE, A. Novel harmonic power filter. *IEEE*, p. 1151–1158, 1988.

PENG, F. Z.; AKAGI, H.; NABAE, A. A new approach harmonic compensation in power systems - a combined system of shunt and active filter. *IEEE Trans. on Industry Application*, v. 26, n. 6, p. 983–990, November/December 1990.

PINHEIRO, L. E. O.; BONATTO, B. D.; TORREZAN, R.; FERNANDES, F. A. Monitoramento da qualidade de energia elétrica fornecida: Casos práticos, soluções e visão de planejamento. *XIII SENDI Seminário Nacional de Distribuição de Energia Elétrica*, 1997.

PREGITZER, R. G.; SOUSA, T. N.; SEPULVEDA, M. J.; AFONSO, J. L. Análise e simulações de um filtro ativo banda adaptativo aplicado a um filtro activo série.

SAITON, M.; MATSUI, N.; SHIMIZU, T. A controle strategy of single-phase active filter using a novel d-q transformation. *IEEE*, p. 1222–1227, 2003.

SASAKI, H.; MACHIDA, T. A new method to eliminate ac harmonic current by magnetic flux compensation-consideration on basic design. *IEEE Trans. Power Application Systems*, v. 90, p. 2009–2019, January 1971.

SELMON. *Magnetolectric Devices: Transducers, Transformers and Machines*. New York - USA: Wiley/Interscience, 1966.

SENJYU, T.; UEZATO, K. Sinusoidal controller for uninterruptible power supply by robust control. *IEEE*, p. 200–205, September 1993.

SINGH, B.; AL-HADDAD, K.; CHANDRA, A. Review of active filter for power quality improvement. *IEEE Transactions on Industry Electronic*, v. 46, n. 5, p. 960–971, October 1999.

SOARES, V.; VERDELHO, P.; MARQUES, G. D. An instantaneous active and reactive current component method for active filters. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 15, n. 4, p. 120 – 124, July 2000.

UEMATSU, T.; IKEDA, T.; HIRAO, N.; TOTSUMA, S.; NINOMIYA, T.; KAWAMOTO, H. A study of the high performance single-phase ups. *IEEE Transactions on Industry Applications*, p. 1872–1878, 1998.

VERDELHO, P.; MARQUES, G. D. An active power filter and unbalanced current compensator. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 44, n. 3, p. 321 – 328, June 1997.

WADA, K.; FUJITA, H.; AKAGI, H. Consideration of a shunt active filter based on voltage detection for instalation on a long distribution feeder. p. 1–7, 2001.

XIANGNING, X.; YONGHA, X.; HAO, L.; YULONG, M. Experimental study and comparision of active filter with parallel active filter. p. 1–7, 2001.

ZHOU, L.; ZICHENG, L. A novel active power filter based on the least compensation current control method. *IEEE Transactions on Power Electronic*, v. 15, p. 655–659, 2000.