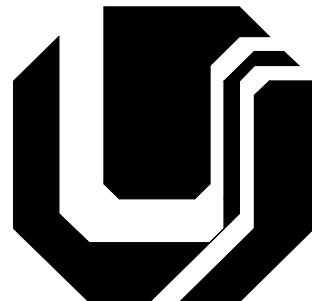


UNIVERSIDADE FEDERAL DE UBERLÂNDIA
FACULDADE DE ENGENHARIA ELÉTRICA
PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA



**FILTRO ATIVO DE POTÊNCIA TRIFÁSICO
PARALELO COMANDADO PARA VÁRIAS FUNÇÕES
– ASPECTOS TEÓRICOS E PRÁTICOS E REATOR
ELETRÔNICO ALTO FP: CONTRIBUIÇÕES A
OTIMIZAÇÃO DA QUALIDADE DE ENERGIA**

Alexandre Rodrigues Vaz

ABRIL
2006

**UNIVERSIDADE FEDERAL DE UBERLÂNDIA
FACULDADE DE ENGENHARIA ELÉTRICA
PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA**

**FILTRO ATIVO DE POTÊNCIA TRIFÁSICO PARALELO
COMANDADO PARA VÁRIAS FUNÇÕES – ASPECTOS TEÓRICOS E
PRÁTICOS E REATOR ELETRÔNICO ALTO FP: CONTRIBUIÇÕES A
OTIMIZAÇÃO DA QUALIDADE DE ENERGIA**

Tese apresentada por Alexandre Rodrigues Vaz à Universidade Federal de Uberlândia para a obtenção do título de doutor em Engenharia Elétrica aprovada em 07/04/2006 pela banca examinadora:

Prof. Ernane A. A. Coelho, Dr. – UFU (Co-orientador)
Prof. Henrique Antônio C. Braga, Dr. - UFJF
Prof. João Batista Vieira. Jr., Dr. - UFU
Prof. João Carlos de Oliveira, Dr. - UFU
Prof. José Antônio Lambert, Dr. - UFMT
Prof. Luiz Carlos de Freitas, Dr. - UFU
Prof. Valdeir José Farias, Dr. - UFU (Orientador)

V393f Vaz, Alexandre Rodrigues.

Filtro ativo de potência trifásico paralelo comandado para várias funções – aspectos teóricos e práticos e reator eletrônico alto FP : contribuições a otimização da qualidade de energia / Alexandre Rodrigues Vaz. - Uberlândia, 2006.

225f. : il.

Orientador: Valdeir José Farias.

Tese (doutorado) – Universidade Federal de Uberlândia, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica.

Inclui bibliografia.

1. 1. Eletrônica de potência - Teses. I. Farias, Valdeir José. II. Universidade Federal de Uberlândia. Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica. III. Título.

CDU: 621.38

**FILTRO ATIVO DE POTÊNCIA TRIFÁSICO PARALELO
COMANDADO PARA VÁRIAS FUNÇÕES – ASPECTOS TEÓRICOS E
PRÁTICOS E REATOR ELETRÔNICO ALTO FP: CONTRIBUIÇÕES A
OTIMIZAÇÃO DA QUALIDADE DE ENERGIA**

ALEXANDRE RODRIGUES VAZ

Tese apresentada por Alexandre Rodrigues Vaz à Universidade Federal de Uberlândia como parte dos requisitos para obtenção do título de Doutor em Engenharia Elétrica.

**Prof. Valdeir José de Farias, Dr.
Orientador**

**Prof. Darizon Alves de Andrade, PhD.
Coordenador do Curso Pós-Graduação**

*“Nós não herdamos este mundo de nossos pais...
Nós o estamos pedindo emprestado a nossos
filhos”.*

Autor Desconhecido.

DEDICATÓRIA

*À minha querida esposa, Cristiane,
e aos meus pais, Dourival e Iraci.*

AGRADECIMENTOS

A Deus, criador supremo, sem o qual nada seria possível. À minha querida esposa pelo apoio e compreensão nos momentos dificeis, e a minha família pelo incentivo. Aos professores do núcleo de eletrônica de potência, em especial ao professor Valdeir José Farias (orientador) pelo apoio e confiança, e principalmente pela amizade no decurso deste trabalho. Aos amigos do laboratório de eletrônica de potência, pelo companheirismo e auxílio prestados durante a nossa convivência. À CAPES (Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoal de Nível Superior) pelo apoio financeiro concedido. Aos funcionários da coordenação de pós-graduação em engenharia elétrica, pela cordialidade no atendimento prestado aos alunos.

Enfim, a todos que direta ou indiretamente contribuíram para a realização deste trabalho.

RESUMO

Vaz, A. R., Filtro Ativo de Potência Trifásico Paralelo Comandado para Várias Funções – Aspectos Teóricos e Práticos e Reator Eletrônico Alto FP: Contribuições a Otimização da Qualidade de Energia, Uberlândia, UFU, 2006.

Este trabalho constitui uma importante contribuição ao estudo (análise, projeto e implementação prática) de um dos tipos de condicionadores ativos de energia reportados na literatura técnica como, filtro ativo de potência trifásico paralelo. Além dos vários aspectos teóricos e práticos, deste sistema funcionando como filtro ativo, é enfatizado que o sistema de controle utilizado possibilita comandar esta estrutura para desempenhar diferentes funções, tais como Pré-Regulador Boost Trifásico e interface entre uma fonte alternativa de energia CC e o sistema de potência. Estas duas funções podem ser obtidas separadamente ou em conjunto, mesmo junto com a operação como filtro ativo paralelo. Durante o desenvolvimento dos trabalhos houve também uma participação direta em outro trabalho, resultando na apresentação de uma proposta de um reator eletrônico com alto fator de potência e baixo estresse de tensão. Além disso, contribuiu-se para a apresentação de uma proposta de um sistema rastreador do ponto de potência máxima de um conjunto fotovoltaico. Uma breve descrição deste trabalho é apresentada em apêndice.

Palavras-chave:

Filtro ativo paralelo, correntes harmônicas, potência ativa, potência reativa, sistemas fotovoltaicos, reator eletrônico.

ABSTRACT

Vaz, A. R., Three-phase Shunt Active Power Filter Driven to Several Functions – Theoretical and Practical Aspects and Electronic Ballast with High Power Factor: Contributions to Optimization of Power Quality, Uberlândia, UFU, 2006.

This work constitutes an important contribution to the study (analysis, design and practical implementation) of one of the types active power conditioners mentioned at technical literature, as three-phase shunt active power filter. Besides the several theoretical and practical aspects of this structure functioning as active power filter, it is emphasized that the control system employed makes possible to drive such structure to perform different functions, such as pre-regulator Boost converter and interface between CC energy alternative source and the power system. These two functions can be obtained separately or together, even with the function of shunt active filter. During the development of the works there was also a direct participation in another work, resulting in the presentation of a proposal of an electronic ballast with high power factor and low voltage stress. Besides, it was contributed to the presentation of a proposal of a maximum power point tracker system of a photovoltaic set. A brief description of this work is presented in appendix.

Keywords:

Shunt active filter, harmonic currents, active power, reactive power, photovoltaic systems, electronic ballast.

SUMÁRIO

LISTA DE FIGURAS	1
LISTA DE TABELAS	14
NOMENCLATURA	15
INTRODUÇÃO	18
Capítulo I: CLASSIFICAÇÃO GERAL DAS TÉCNICAS DE FILTROS ATIVOS E COMPENSADORES DE POTÊNCIA REATIVA	23
1.1 - CONSIDERAÇÕES INICIAIS	23
1.2 - CRITÉRIO DE CLASSIFICAÇÃO.....	24
1.2.1 – Classificação Baseada nas Variáveis ou Parâmetros do Sistema Compensados	25
1.2.1.1 – <i>Compensação de Potência Reativa (Correção Var)</i>	26
1.2.1.2 – <i>Compensação Harmônica</i>	26
1.2.1.3 – <i>Sistemas Trifásicos Não Balanceados</i>	27
1.2.2 – Classificação Baseada na Configuração do Circuito de Potência	28
1.2.2.1 – <i>Compensadores do Tipo Convencional</i>	28
1.2.2.2 – <i>Compensadores Modernos</i>	30
1.2.3 – Classificação Baseada na Técnica de Controle e Determinação da Referência	32
1.2.3.1 – <i>Técnicas de Controle</i>	33
1.2.3.2 – <i>Técnicas de Determinação da Referência</i>	34
1.3 - CONSIDERAÇÕES FINAIS	36
Capítulo II: ANÁLISE DA OPERAÇÃO DE UM FILTRO ATIVO DE POTÊNCIA TRIFÁSICO OPERANDO COM FREQUÊNCIA DE CHAVEAMENTO FIXA	37
2.1 - CONSIDERAÇÕES INICIAIS	37
2.2 - PRINCÍPIO DE FUNCIONAMENTO	39
2.3 - ESTRATÉGIA DE CONTROLE	44
2.3.1 – Filtro Passa-baixa (60Hz)	45
2.3.2 – Valor de Pico	45
2.3.3 – Controlador de Tensão	46
2.3.4 – Amostra da Tensão de Linha.....	47
2.3.5 – Referência de Corrente de Compensação	48
2.3.6 – Controlador de Corrente	48
2.3.7 – Circuito de Comando	49
2.4 - DIAGRAMA ESQUEMÁTICO DO CIRCUITO DE POTÊNCIA E DE CONTROLE	50
2.4.1 – Circuito de Potência	50

2.4.2 – Circuito de Controle	52
2.4.2.1 – Circuito Detector do Valor de Pico	52
2.4.2.2 – Circuito de Sincronização	54
2.4.2.3 – Determinação da Referência de Corrente de Compensação	57
2.4.2.4 – Circuito Controlador de Corrente e Circuito Comparador.....	59
2.4.2.5 – Determinação do Sinal de Comando das Chaves	62
2.5 - ALGUMAS CONSIDERAÇÕES DE PROJETO	63
2.5.1 – Capacitor no Lado CC	63
2.5.2 – Indutor de Interligação.....	63
2.5.3 – Malha de Controle de Tensão e de Corrente	64
2.6 - RESULTADOS DE SIMULAÇÃO	64
2.6.1 – Filtro Indutivo	67
2.6.2 – Filtro Capacitivo	71
2.6.3 – Filtro Indutivo/Capacitivo	74
2.6.4 – Carga RL em Paralelo com um Retificador Trifásico com Filtro Indutivo na Saída	77
2.7 - CONSIDERAÇÕES FINAIS	80

Capítulo III: CONVERSOR BIDIRECIONAL EM PONTE TRIFÁSICA COMANDADO PARA VÁRIAS FUNÇÕES

81

3.1 - CONSIDERAÇÕES INICIAIS	81
3.2 - ESTRUTURA DO SISTEMA E PRINCÍPIO DE OPERAÇÃO	83
3.3 - ESTRATÉGIA DE CONTROLE	89
3.4 - RESULTADOS DE SIMULAÇÃO	91
3.4.1 – Modo Retificador com Alto Fator de Potência ou Pré-Regulador Boost	91
3.4.2 – Modo Fonte Auxiliar	92
3.4.3 – Modo Filtro Ativo de Potência Paralelo	93
3.4.4 – Modo Filtro Ativo Paralelo e Fonte Auxiliar	97
3.4.5 – Modo Filtro Ativo Paralelo e Pré-Regulador Boost	98
3.4.6 – Resposta Transitória	98
3.5 - CONSIDERAÇÕES FINAIS	99

Capítulo IV: IMPLEMENTAÇÃO PRÁTICA

101

4.1 - CONSIDERAÇÕES INICIAIS	101
4.2 - CIRCUITO DE CONTROLE PRÁTICO.....	103
4.2.1 – Gerador de Onda Triangular.....	103
4.2.2 – Monitoramento da Tensão no Barramento CC do Conversor.....	104
4.2.3 – Controlador da Malha de Controle de Tensão.....	106
4.2.4 – Monitoramento da Tensão Fase-Neutro do Sistema.....	107
4.2.5 – Monitoramento das Correntes de Linha.....	115
4.2.6 – Circuito Prático Detector do Valor de Pico.....	120
4.2.7 – Circuito Prático de Sincronismo.....	121
4.2.8 – Circuito Prático para Obtenção da Referência de Corrente.....	123
4.2.9 – Circuito Prático Controlador de Corrente e Comparador.....	125
4.2.10 – Circuito Prático para Determinação do Sinal de Comando das Chaves.	125

4.2.11 – Circuito Prático de Acionamento das Chaves do Conversor (Driver)...	127
4.2.12 – Fonte de Alimentação Principal.....	130
4.3 - CIRCUITO DE POTÊNCIA PRÁTICO.....	130
4.4 - RESULTADOS EXPERIMENTAIS.....	131
4.4.1 – Modo de Operação como Filtro Ativo de Potência (FAP) Paralelo.....	132
4.4.2 – Modo de Operação como (FAP) Paralelo e Pré-Regulador Boost (PRB) ou Retificador PWM.....	137
4.4.3 – Modo de Operação como FAP Paralelo e Interface de um Gerador Fotovoltaico com a Rede Elétrica	151
4.4.4 - Modo de Operação como PRB ou Retificador PWM.....	161
4.5 - CONSIDERAÇÕES FINAIS	164

Capítulo V: UM REATOR ELETRÔNICO COM ALTO FATOR DE POTÊNCIA E BAIXO ESTRESSE DE TENSÃO 165

5.1 - CONSIDERAÇÕES INICIAIS	165
5.2 - CONVERSOR PROPOSTO.....	167
5.2.1 – Estágios de Operação.....	168
5.2.2 – Monitoramento da Tensão no Barramento CC do Conversor.....	109
5.3 - CONSIDERAÇÕES DE PROJETO.....	172
5.3.1 – Conversor Buck-Boost.....	172
5.3.2 – Inversor Ressonante.....	173
5.3.3 – Dimensionamento dos Dispositivos Semicondutores.....	176
5.4 - RESULTADOS DE SIMULAÇÃO E EXPERIMENTAIS.....	180
5.5 - CONSIDERAÇÕES FINAIS.....	184

CONCLUSÃO GERAL 185

BIBLIOGRAFIA 188

APÊNDICE A: UMA PROPOSTA PARA MAXIMIZAÇÃO DA EXPLORAÇÃO DE SISTEMAS FOTOVOLTAICOS CONECTADOS À REDE DE ENERGIA ELÉTRICA 193

LISTA DE FIGURAS

Capítulo I

Fig. 1.1 – Diagrama de blocos genérico para condicionadores ativos de energia..... 24

Fig. 1.2 – Classificação geral dos condicionadores ativos de energia..... 25

Capítulo II

Fig. 2.1 - Diagrama de blocos de um filtro ativo paralelo..... 40

Fig. 2.2 - Circuito de potência do filtro ativo analisado..... 41

Fig. 2.3 - Esquema de chaveamento dos transistores de potência..... 42

Fig. 2.4 - Exemplo de correntes de compensação total de um retificador não-controlado com filtro indutivo na saída..... 43

Fig. 2.5 - Diagrama de blocos da estratégia de controle do filtro ativo..... 44

Fig. 2.6 - Filtro passa-baixa para obtenção da componente fundamental da corrente de carga..... 45

Fig. 2.7 - Detecção do valor de pico da componente fundamental da corrente de carga..... 46

Fig. 2.8 – Esquema do controlador de tensão..... 47

Fig. 2.9 - Diagrama de blocos de um PLL..... 47

Fig. 2.10 – Esquema do controlador de corrente..... 48

Fig. 2.11 - Circuito comparador..... 49

Fig. 2.12 - Esquema lógico de comando das chaves do filtro ativo paralelo..... 49

Fig. 2.13 – Diagrama esquemático do circuito de potência do sistema analisado..... 51

Fig. 2.14 – Circuito de detecção do valor de pico..... 52

Fig. 2.15 – Principais formas de onda associadas ao circuito detector do valor de pico:

(a) amostra da corrente de carga, $V(i_{La})$; (b) sinal de saída do filtro de entrada e respectivo valor de pico; (c) valor de pico da componente fundamental de $V(i_{La})$ 53

Fig. 2.16 – Circuito de sincronização.....	54
Fig. 2.17 – Circuito relativo à malha de controle da tensão no barramento CC.....	55
Fig. 2.18 – Formas de onda associadas ao circuito de sincronismo: (a) sinal proveniente da malha de controle de tensão; (b) sinal senoidal sincronizado com a respectiva tensão fase-neutro (V11); (c) componente ativa fundamental da corrente de carga gerada pelo circuito de controle.....	57
Fig. 2.19 – Circuito para determinação da referência de corrente para o filtro ativo.....	58
Fig. 2.20 – Formas de onda inerentes ao circuito para obtenção da referência de corrente para o filtro ativo: (a) referência de corrente na fase A; (b) sinal de tensão relativo à parte positiva da referência de corrente na fase A; (c) sinal de tensão relativo à parte negativa da referência de corrente na fase A.....	58
Fig. 2.21 – Circuito controlador de corrente e circuito comparador.....	59
Fig. 2.22 – Formas de ondas associadas ao circuito controlador de corrente: (a) superposição de uma amostra de corrente do filtro e da respectiva referência de corrente; (b) sinal na saída do controlador PI correspondente; (c) portadora triangular.....	61
Fig. 2.23 – Detalhamento relativo à Fig. 2.22.....	61
Fig. 2.24 – Exemplo circuito gerador de onda triangular: (a) forma de onda de tensão em C1; (b) forma de onda de tensão na saída do oscilador de relaxação; (c) forma de onda de tensão na saída do integrador.....	62
Fig. 2.25 – Circuito para determinação do sinal de comando das chaves de um braço do filtro ativo paralelo.....	62
Fig. 2.26 – Retificador não-controlado com filtro indutivo.....	66
Fig. 2.27 – Retificador não-controlado com filtro capacitivo.....	66
Fig. 2.28 – Retificador não-controlado com filtro LC.....	66

Fig. 2.29 – Formas de onda de tensão e corrente considerando um filtro indutivo na saída do retificador: (a) corrente de linha na carga; (b) corrente de linha do compensador; (c) corrente de linha na fonte; (d) tensão fase-neutro correspondente; (e) tensão no barramento CC do filtro ativo.....	68
Fig. 2.30 – Espectro harmônico relativo à corrente de linha do retificador (Fig. 2.29).....	69
Fig. 2.31 – Espectro harmônico relativo à corrente de linha na fonte (Fig. 2.29).....	69
Fig. 2.32 – Espectro harmônico relativo à tensão fase-neutro na fonte (Fig. 2.29).....	69
Fig. 2.33 – Resposta transitória do filtro ativo paralelo considerando a sua entrada em operação: (a) tensão no barramento CC; (b) corrente de linha na carga; (c) tensão fase-neutro correspondente; (d) corrente de linha na fonte.....	70
Fig. 2.34 – Resposta dinâmica do sistema para um degrau de carga CA positivo: (a) corrente de linha na carga CA; (b) tensão no barramento CC do conversor; (c) corrente de linha do conversor; (d) corrente de linha na fonte.....	71
Fig. 2.35 – Resposta dinâmica do sistema para um degrau de carga CA negativo: (a) corrente de linha na carga CA; (b) tensão no barramento CC do conversor; (c) corrente de linha do conversor; (d) corrente de linha na fonte.....	72
Fig. 2.36 – Formas de onda de tensão e corrente considerando um filtro capacitivo na saída do retificador: (a) corrente de linha na carga; (b) corrente de linha do compensador; (c) corrente de linha na fonte; (d) tensão fase-neutro correspondente; (e) tensão no barramento CC do filtro ativo paralelo.....	73
Fig. 2.37 - Espectro harmônico relativo à corrente de linha na carga (Fig. 2.36).....	74
Fig. 2.38 - Espectro harmônico relativo à corrente de linha na fonte (Fig. 2.36).....	74
Fig. 2.39 – Espectro harmônico relativo à tensão fase-neutro na fonte (Fig. 2.36).....	74
Fig. 2.40 – Formas de onda de tensão e corrente considerando um filtro indutivo/capacitivo na saída do retificador: (a) corrente de linha na carga; (b) corrente de linha do compensador; (c)	

corrente de linha na fonte; (d) tensão fase-neutro correspondente; (e) tensão no barramento CC do filtro ativo.....	75
Fig. 2.41 - Espectro harmônico relativo à corrente de linha na carga (Fig. 2.40).....	76
Fig. 2.42 - Espectro harmônico relativo à corrente de linha na fonte (Fig. 2.40).....	77
Fig. 2.43 - Espectro harmônico relativo à tensão fase-neutro na fonte (Fig. 2.40).....	77
Fig. 2.44 – Formas de onda de tensão e corrente considerando como carga um retificador trifásico não-controlado e uma carga RL em paralelo: (a) corrente de linha na carga; (b) corrente de linha do compensador; (c) corrente linha na fonte; (d) tensão fase-neutro correspondente; (e) tensão no barramento CC do filtro ativo.....	78
Fig. 2.45 – Espectro harmônico referente à corrente de carga (Fig. 2.44).....	79
Fig. 2.46 - Espectro harmônico referente à corrente na fonte (Fig. 2.44).....	79
Fig. 2.47 - Espectro harmônico referente à tensão fase-neutro na fonte (Fig. 2.44).....	80

Capítulo III

Fig. 3.1 – Diagrama de blocos do sistema em estudo.....	83
Fig. 3.2 – Circuito de potência do sistema em estudo.....	87
Fig. 3.3 – Configuração paralela do conversor analisado.....	89
Fig. 3.4 – Diagrama de blocos da estratégia de controle.....	90
Fig. 3.5 - Operação como um retificador com alto fator de potência. (a) tensão no barramento CC; (b) corrente trifásica do conversor; (c) tensão trifásica fase-neutro na fonte.....	92
Fig. 3.6 – Operação como fonte auxiliar. (a) tensão no barramento CC; (b) corrente trifásica da carga CA; (c) corrente trifásica do conversor e tensão fase-neutro ($V_{an} * 0,05$); (d) corrente trifásica na fonte.....	93
Fig. 3.7 – Operação apenas como filtro ativo paralelo (Caso 1). (a) corrente de linha da carga CA; (b) corrente de linha do conversor; (c) corrente de linha na fonte e respectiva tensão fase-neutro ($V_{cn} * 0,11$); (d) tensão no barramento CC.....	94

Fig. 3.8 – Operação apenas como filtro ativo paralelo (Caso2). (a) corrente de linha da carga CA; (b) corrente de linha do conversor; (c) corrente de linha na fonte e respectiva tensão fase-neutro ($V_{cn} * 0,11$); (d) tensão no barramento CC.....	95
Fig. 3.9 – Operação apenas como filtro ativo paralelo (Caso 3). (a) Corrente de linha da carga CA; (b) corrente de linha do conversor; (c) corrente de linha na fonte e respectiva tensão fase-neutro ($V_{cn} * 0,11$); (d) tensão no barramento CC.....	96
Fig. 3.10 – Operação apenas como filtro ativo paralelo (Caso 4). (a) corrente de linha da carga CA; (b) corrente de linha do conversor; (c) corrente de linha na fonte e respectiva tensão fase-neutro ($V_{cn} * 0,11$); (d) tensão no barramento CC.....	96
Fig. 3.11 – Operação do conversor como filtro ativo paralelo e fonte auxiliar. (a) corrente de linha da carga CA; (b) corrente de linha do conversor; (c) tensão no barramento CC; (d) corrente de linha na fonte e respectiva tensão fase-neutro ($V_{cn} * 0,1$).....	97
Fig. 3.12 – Operação do conversor como filtro ativo e pré-regulador Boost. (a) corrente de linha da carga CA; (b) corrente de linha do conversor; (c) tensão no barramento CC; (d) corrente de linha na fonte e respectiva tensão fase-neutro ($V_{cn} * 0,22$).....	98
Fig. 3.13 – Resposta transitória do conversor analisado considerando um voltage sag tipo A. (a) tensão no elo CC; (b) corrente trifásica do conversor; (c) tensão trifásica da rede.....	99

Capítulo IV

Fig. 4.1 – Diagrama de blocos da estrutura implementada.....	102
Fig. 4.2 – Circuito prático gerador de onda triangular.....	103
Fig. 4.3 – Sinal na saída do oscilador (Ch1) e do circuito de compensação de off-set (Ch2).....	104
Fig. 4.4 – Monitoramento da tensão no barramento CC do conversor.....	105
Fig. 4.5 – Controlador PI utilizado na malha de controle de tensão no barramento CC.....	106
Fig. 4.6 – Sinal na saída do PI da malha de controle de tensão no barramento CC.....	107

Fig. 4.7 – Obtenção de uma referência trifásica de tensão livre de distorção - parte A.....	109
Fig. 4.8 – Sinal de tensão na saída do transformador de monitoramento da fase A (Ch1) e o sinal $V(v_{an})$ (Ch2) em diferentes escalas de tempo.....	110
Fig. 4.9 – Espectro harmônico relativo à tensão v_{an}	111
Fig. 4.10 – Espectro harmônico relativo ao sinal $V(v_{an})$	111
Fig. 4.11 – Soma fasorial de dois sinais com defasamento genérico.....	112
Fig. 4.12 – Obtenção de uma referência trifásica de tensão livre de distorção - parte B.....	113
Fig. 4.13 – Sinal de tensão na saída do transformador de monitoramento da fase A (Ch1) e o sinal $V(v_{bn})$ em diferentes escalas de tempo (Ch2).....	115
Fig. 4.14 – Sinal de tensão na saída do transformador de monitoramento da fase A (Ch1) e o sinal $V(v_{cn})$ em diferentes escalas de tempo (Ch2).....	115
Fig. 4.15 – Circuito relativo à determinação das amostras das correntes de linha nas três fases para a carga CA ou para o conversor.....	117
Fig. 4.16 – Elemento Hall na ausência de campo magnético.....	118
Fig. 4.17 - Elemento Hall na presença de campo magnético.....	118
Fig. 4.18 – Diagrama esquemático de ligação do sensor de efeito hall.....	119
Fig. 4.19 – Circuito prático detector do valor de pico.....	121
Fig. 4.20 –. Principais formas de onda do circuito da Fig. 4.19.....	121
Fig. 4.21 – Circuito prático de sincronismo.....	122
Fig. 4.22 – Circuito multiplicador analógico.....	123
Fig. 4.23 – Principais formas de onda do circuito da Fig. 4.22.....	123
Fig. 4.24 – Circuito prático para obtenção da referência de corrente.....	124
Fig. 4.25 – Principais formas de onda do circuito da Fig. 4.24 – parte A.....	124
Fig. 4.26 – Principais formas de onda do circuito da Fig. 4.24 – parte B.....	125
Fig. 4.27 – Circuito prático controlador de corrente e comparador.....	126

Fig. 4.28 – Circuito prático para determinação do sinal de controle das chaves de um braço do conversor.....	126
Fig. 4.29 – $V(i_{Ref.a})$ e $V_{Cl.a}$	127
Fig. 4.30 – $V(i_{Ref.a})$ e $V_{CS.a}$	127
Fig. 4.31 – Driver utilizado no acionamento das chaves do conversor.....	128
Fig. 4.32 – Fonte de alimentação para os <i>drivers</i>	129
Fig. 4.33 – Sinal de gatilho de uma das chaves do conversor em diferentes escalas de tempo.....	129
Fig. 4.34 – Fonte de alimentação do circuito de controle.....	130
Fig. 4.35 – Circuito de potência prático do conversor.....	131
Fig. 4.36 – Diagrama esquemático simplificado do sistema implementado.....	132
Fig. 4.37 - Conversor operando como FAP paralelo. (a) Corrente de linha do retificador na fase C. (b) Corrente de linha do conversor na fase C - Escala de corrente $5V*2,35=11,75A$	133
Fig. 4.38 – Espectro harmônico da forma de onda da corrente de linha do retificador relativo à Fig. 4.37. $THD_i=23,34\%$	133
Fig. 4.39 - Conversor operando como FAP paralelo. (a) Amostra da tensão fase-neutro na fonte. (b) Corrente de linha na fonte - Escala de corrente $5V*2,35=11,75A$	134
Fig. 4.40 - Espectro harmônico da forma de onda da tensão fase-neutro na fonte relativo à Fig. 4.39. $THD_v=3,05\%$	135
Fig. 4.41 - Espectro harmônico da forma de onda da corrente de linha na fonte relativo à Fig. 4.39. $THD_i=8\%$	135
Fig. 4.42 – Referência de corrente e respectiva corrente de linha do conversor para a operação como FAP paralelo. Escala de corrente $2V*2,35=4,7A$	136

Fig. 4.43 – Forma de onda da tensão no barramento CC do conversor relativo ao modo de operação como FAP paralelo.....	136
Fig. 4.44 - Conversor operando como FAP paralelo e PRB (caso 1). (a) Corrente de linha do retificador na fase C. (b) Corrente de linha do conversor na fase C. Escala de corrente $5V*2,35=11,75A$	138
Fig. 4.45 - Conversor operando como FAP paralelo e PRB (caso 1). (a) Amostra da tensão fase-neutro na fonte. (b) Corrente de linha na fonte - Escala de corrente $5V*2,35=11,75A$.139	
Fig. 4.46 - Espectro harmônico da forma de onda de tensão fase-neutro na fonte relativo à Fig. 4.45. $THD_v=3,19\%$	139
Fig. 4.47 - Espectro harmônico da forma de onda da corrente de linha na fonte relativo à Fig. 4.45. $THD_i=6,31\%$	140
Fig. 4.48 – Referência de corrente e respectiva corrente de linha do conversor para a operação como FAP paralelo e PRB (caso 1) – Escala de corrente $5V*2,35=11,75A$	141
Fig. 4.49 - Conversor operando como FAP paralelo e PRB (caso 2). (a) Corrente de linha do retificador na fase C. (b) Corrente de linha do conversor na fase C. Escala de corrente $5V*2,35=11,75A$	142
Fig. 4.50 - Conversor operando como FAP paralelo e PRB (caso 2). (a) Amostra da tensão fase-neutro na fonte. (b) Corrente de linha na fonte - Escala de corrente $5V*2,35=11,75A$.143	
Fig. 4.51 - Espectro harmônico da forma de onda de tensão fase-neutro na fonte relativo à Fig. 4.50. $THD_v=3,47\%$	143
Fig. 4.52 - Espectro harmônico da forma de onda da corrente de linha na fonte relativo à Fig. 4.50. $THD_i=6,13\%$	144
Fig. 4.53 – Referência de corrente e respectiva corrente de linha do conversor para a operação como FAP paralelo e PRB (caso 2) – Escala de corrente $5V*2,35=11,75A$	145

Fig. 4.54 - Conversor operando como FAP paralelo e PRB (caso 3). (a) Corrente de linha do retificador na fase C. (b) Corrente de linha do conversor na fase C. Escala de corrente $5V*2,35=11,75A$	146
Fig. 4.55 - Conversor operando como FAP paralelo e PRB (caso 3). (a) Amostra da tensão fase-neutro na fonte. (b) Corrente de linha na fonte - Escala de corrente $5V*2,35=11,75A$.147	
Fig. 4.56 - Espectro harmônico da forma de onda de tensão fase-neutro na fonte relativo à Fig. 4.55. $THD_v=2,67\%$	147
Fig. 4.57 - Espectro harmônico da forma de onda da corrente de linha na fonte relativo à Fig. 4.55. $THD_i=5,19\%$	148
Fig. 4.58 – Referência de corrente e respectiva corrente de linha do conversor para a operação como FAP paralelo e PRB (caso 3) e PRB – Escala de corrente $5V*2,35=11,75A$	149
Fig. 4.59 – Forma de onda da tensão no barramento CC do conversor relativo ao modo de operação como FAP e PRB caso 3.	150
Fig. 4.60 - Conversor operando como FAP paralelo e interface de um gerador fotovoltaico com a rede elétrica. (a) Corrente de linha do retificador na fase C. (b) Corrente de linha do conversor na fase C. Escala de corrente $5V*2,35=11,75A$	151
Fig. 4.61 – Referência de corrente e respectiva corrente de linha do conversor para a operação como FAP paralelo e interface de um gerador fotovoltaico com a rede elétrica. Escala de corrente $5V*2,35=11,75A$	152
Fig. 4.62 - Conversor operando como FAP paralelo e interface de um sistema fotovoltaico com a rede elétrica (caso 1). (a) Amostra da tensão fase-neutro na fonte. (b) Corrente de linha na fonte - Escala de corrente $5V*2,35=11,75A$	153
Fig. 4.63 - Espectro harmônico da forma de onda de tensão fase-neutro na fonte relativo à Fig. 4.62. $THD_v=2,95\%$	153

Fig. 4.64 - Espectro harmônico da forma de onda da corrente de linha na fonte relativo à Fig. 4.62. THD _i =9,79%.....	154
Fig. 4.65 - Conversor operando como FAP paralelo e interface de um gerador fotovoltaico com a rede elétrica (caso 2). (a) Amostra da tensão fase-neutro de entrada. (b) Corrente de linha na fonte - Escala de corrente 5V*2,35=11,75A.....	155
Fig. 4.66 - Espectro harmônico da forma de onda da corrente de linha na fonte relativo à Fig. 4.65. THD _i =11,74%.....	155
Fig. 4.67 - Conversor operando como FAP paralelo e interface de um gerador fotovoltaico com a rede elétrica (caso 3). (a) Amostra da tensão fase-neutro de entrada. (b) Corrente de linha na fonte - Escala de corrente 5V*2,35=11,75A.....	156
Fig. 4.68 - Espectro harmônico da forma de onda da corrente de linha na fonte relativo à Fig. 4.67. THD _i =15,2%.....	157
Fig. 4.69 - Conversor operando como FAP paralelo e interface de um gerador fotovoltaico com uma carga CC. (a) Amostra da tensão fase-neutro de entrada. (b) Corrente de linha na fonte - Escala de corrente 5V*2,35=11,75A.....	159
Fig. 4.70 - Espectro harmônico da forma de onda de tensão fase-neutro na fonte relativo à Fig. 4.69. THD _v =2,86%.....	159
Fig. 4.71 - Espectro harmônico da forma de onda da corrente de linha na fonte relativo à Fig. 4.69. THD _i =6,27%.....	160
Fig. 4.72 – Conversor operando como PRB. Forma de onda da corrente de linha do conversor nas fases A e C – Escala de corrente 5V*2,35=11,75A.....	161
Fig. 4.73 - Conversor operando como PRB. (a) Amostra da tensão fase-neutro na fonte. (b) Corrente de linha na fonte - Escala de corrente 5V*2,35=11,75A.....	162
Fig. 4.74 - Espectro harmônico da forma de onda de tensão fase-neutro na fonte relativo à Fig. 4.73. THD _v =2,61%.....	162

Fig. 4.75 - Espectro harmônico da forma de onda da corrente de linha na fonte relativo à Fig. 4.73. THD_i=2,74%.....163

Fig. 4.76 – Referência de corrente e respectiva corrente de linha do conversor para a operação como PRB – Escala de corrente 5V*2,35=11,75A.....163

Capítulo V

Fig. 5.1 - Conversor Buck- Boost e inversor half-bridge não integrado..... 168

Fig. 5.2 - Ballast proposto..... 168

Fig. 5.3 - Primeiro estágio de operação..... 169

Fig. 5.4 - Segundo estágio de operação..... 169

Fig. 5.5 - Terceiro estágio de operação..... 170

Fig. 5.6 - Quarto estágio de operação..... 170

Fig. 5.7 - Quinto estágio de operação..... 171

Fig. 5.8 - Formas de onda teóricas..... 171

Fig. 5.9 - Circuito elétrico equivalente..... 173

Fig. 5.10 - (a) Forma de onda de tensão aplicada à entrada do SPRC; (b) Componente CC de tensão; (c) Componente CA de tensão e respectiva componente fundamental.....174

Fig. 5.11 - Ganho de tensão versus relação de freqüência (ω_S/ω_{OS}) para Q_S variando de 0,5 a 2 e $C_p/C_s=0,125$ 176

Fig. 5.12 - Forma de onda de tensão aplicada à entrada do SPRC e componente fundamental de corrente em L_R177

Fig. 5.13 - Corrente do indutor L_{BB} : (a) Resultado simulado; (b) Resultado experimental.. 181

Fig. 5.14 - Tensão e corrente na chave M1: (a) Resultados simulados (correntex100); (b) Resultados experimentais.....181

Fig. 5.15 - Tensão e corrente na chave M2: (a) Resultados simulados (correntex400); (b) Resultados experimentais.....182

Fig. 5.16 - Tensão e corrente na lâmpada: (a) Resultados simulados (correntex200); (b) Resultados experimentais.....	182
Fig. 5.17 - Tensão e corrente na entrada: (a) Resultados simulados (correntex100); (b) Resultados experimentais.....	183
Fig. 5.18 - Espectro harmônico da corrente de entrada em porcentagem da componente fundamental: (a) Incluindo a componente fundamental; (b) Detalhamento sem a componente fundamental.....	183

Apêndice A

Fig. A.1 – Estrutura de células de silício convencional.....	196
Fig. A.2 – Curvas características V-I de uma célula fotovoltaica ideal sob diferentes níveis de iluminação.....	196
Fig. A.3 – Circuitos elétricos equivalentes de uma célula solar.....	197
Fig. A.4 – Potência da célula fotovoltaica versus tensão para quatro níveis de iluminação..	198
Fig. A.5 – Característica V-I para várias cargas comuns junto com a característica V-I para operação em potência máxima de um sistema fotovoltaico.....	199
Fig. A.6 – Inversor VSI conectado a rede elétrica operando como fonte de tensão controlada.....	200
Fig. A.7 – Diagrama fasorial de tensão.....	200
Fig. A.8 – Circuito de potência e diagrama de blocos do circuito de controle.....	202
Fig. A.9 – Tensão da rede e tensão na saída do inversor (caso 1).....	203
Fig. A.10 – Corrente de carga (caso 1).....	204
Fig. A.11 – Corrente do sistema CA (caso 1).....	204
Fig. A.12– Corrente de saída do inversor (caso 1).....	204
Fig. A.13 - Tensão da rede e tensão na saída do inversor (caso 2).....	205
Fig. A.14 – Corrente de carga CA (caso 2).....	205

Fig. A.15 - Corrente do sistema CA (caso 2).....	205
Fig. A.16 – Corrente de saída do inversor (caso 2).....	206
Fig. A.17 – Corrente do inversor no lado CC (caso 3).....	206
Fig. A.18 – Tensão do barramento CC do inversor (caso 3).....	207
Fig. A.19 – Corrente de saída do inversor (caso 3).....	207
Fig. A.20 – Amostra de tensão da rede e saída da integrador.....	208
Fig. A.21 – Amostra de tensão da rede e moduladora resultante na condição de ângulo de carga máximo (sinal atrasado).....	209
Fig. A.22 – Portadora Triangular.....	209
Fig. A.23 – Sinal de gatilho das chaves S ₁ e S ₄ e das chaves S ₂ e S ₃	210
Fig. A.24 – Sinal de gatilho das chaves S ₁ e S ₄ e das chaves S ₂ e S ₃ em outra escala de tempo.....	210
Fig. A.25 – Forma de onda de tensão da rede (Ch1) e de saída do inversor (Ch2).....	211
Fig. A.26 – Forma de onda de tensão do barramento CC do inversor (Ch1) e de saída do inversor (Ch2).....	211
Fig. A.27 – Forma de onda da corrente de carga resistiva (Ch1), de tensão da rede (Ch2) e da potência instantânea (Ch3/Math) com o inversor desacoplado da rede elétrica.....	212
Fig. A.28 – Forma de onda da corrente de carga resistiva (Ch1), de tensão da rede (Ch2) e da potência instantânea (Ch3/Math) com o inversor acoplado a rede – caso 1.....	212
Fig. A.29 – Forma de onda da corrente de carga resistiva (Ch1), de tensão da rede (Ch2) e da potência instantânea (Ch3/Math) com inversor acoplado a rede – caso 2.....	213

LISTA DE TABELAS

Tabela 4.1 – Características técnicas do sensor de corrente.....	119
Tabela 4.2 – Componentes harmônicas características de i_{Lc} relativas à Fig. 4.38.....	134
Tabela 4.3 - Componentes harmônicas características de i_{Sa} relativas à Fig. 4.41.....	136
Tabela 4.4 - Componentes harmônicas características de i_{Lc} relativas à Fig. 4.44.....	138
Tabela 4.5 - Componentes harmônicas características de i_{Sa} relativas à Fig. 4.47.....	140
Tabela 4.6 - Componentes harmônicas características de i_{Lc} relativas à Fig. 4.49.....	142
Tabela 4.7 – Componentes harmônicas características de i_{Sa} relativas à Fig. 4.52.....	144
Tabela 4.8 - Componentes harmônicas características de i_{Lc} relativas à Fig. 4.54.....	146
Tabela 4.9 - Componentes harmônicas características de i_{Sa} relativas à Fig. 4.57.....	148
Tabela 4.10 - Componentes harmônicas características de i_{Lc} relativas à Fig. 4.60.....	152
Tabela 4.11 - Componentes harmônicas características de i_{Sa} relativas à Fig. 4.64.....	154
Tabela 4.12 - Componentes harmônicas características de i_{Sa} relativas à Fig. 4.66.....	156
Tabela 4.13 - Componentes harmônicas características de i_{Sa} relativas à Fig. 4.68.....	157
Tabela 5.1 – Nível de tensão em cada dispositivo semicondutor.....	180
Tabela 5.2 – Características de projeto.....	180
Tabela 5.3 – Parâmetros do ballast.....	181

NOMENCLATURA

C_{dc} - capacitor equivalente no barramento CC;

C_{ov} - capacitor de *turn-on snubber*;

C_{Si} - capacitor de *turn-off snubber*;

D_{Ls} - diodo de *turn-on snubber*;

D_{Si} - diodo de *turn-off snubber*;

f_t - freqüência de chaveamento;

i_{Li} - corrente de carga na fase i;

i_{Lil} - componente fundamental de i_{Li} ;

i_{Lilp} - valor de pico de i_{Lil} ;

i_{Pli} - componente ativa fundamental de i_{Li} ;

i_{Qli} - componente reativa fundamental de i_{Li} ;

i_{Hi} - parcela relativo às correntes harmônicas de i_{Li} ;

i_{Fi} - corrente do filtro na fase i;

i_{Ci} - corrente do conversor PWM bidirecional paralelo na fase i;

$i_{Pli} - V(i_{Pli})$ referida ao circuito de potência;

$i_{Ref,i} - V(i_{Ref,i})$ referida ao circuito de potência;

L_i - indutor de interligação;

L_S - indutor de *turn-on snubber*;

R_{Ls} - resistor de *turn-on snubber*;

R_{Si} - resistor de *turn-off snubber*;

S_{CC} - nível de curto-circuito;

v_{ai} - tensão fase-neutro na fase i do PAC (ponto de acoplamento comum);

v_{dc} - tensão instantânea no barramento CC;

V_{dc} - valor médio de v_{dc} em regime permanente;

V_{in} – valor de pico da tensão fase-neutro na fonte;

$V(v_{ai})$ - sinal de tensão correspondente à fase i;

$V1(V_{dc})$ - amostra de tensão inicial de v_{dc} ;

$V(V_{dc})$ - amostra de tensão final de v_{dc} ;

V_{ref} - referência de tensão para o barramento CC;

$V(i_{Li})$ - sinal de tensão relativo à amostra de i_{Li} ;

$V(i_{Li})_1$ - componente fundamental de $V(i_{Li})$;

$V(i_{Li})_{1p}$ - valor de pico de $V(i_{Li})_1$;

$V[V_{Ref} - V(V_{dc})]$ - sinal de tensão relativo à ação de controle da malha de tensão;

$V(i_{Pl|i})$ - componente ativa fundamental de corrente processada pelo circuito de controle na fase i;

$V(i_{Pl|i})_p$ - valor de pico de $V(i_{Pl|i})$;

$V(i_{Ref,i})$ - referência de corrente na fase i;

$V(i_{Ref,i})_+$ - sinal de tensão relativo à parte positiva de $V(i_{Ref,i})$;

$V(i_{Ref,i})_-$ - sinal de tensão relativo à parte negativa de $V(i_{Ref,i})$;

$V(i_{Fi})$ - sinal de tensão relativo à amostra de i_{Fi} ;

$V[V(i_{Ref,i}) - V(i_{Fi})]$ - sinal de tensão relativo à ação de controle da malha de corrente na fase i;

$V_{PWM,i}$ - sinal de controle PWM relativo ao braço do conversor conectado na fase i;

$V(V_{\text{PWM},i})_+$ - Sinal de tensão correspondente à parte positiva de $V_{\text{PWM},i}$;

$V(V_{\text{PWM},i})_-$ - Sinal de tensão correspondente à parte negativa de $V_{\text{PWM},i}$;

$V_{\text{CS},i}$ - sinal de controle da chave superior do braço do conversor conectado na fase i ;

$V_{\text{CI},i}$ - sinal de controle da chave inferior do braço do conversor conectado na fase i ;

ξ - amplitude da forma de onda triangular;

Δv_{dc} - ondulação de tensão relativo à v_{dc} ;

INTRODUÇÃO

O padrão de comodidade e qualidade de vida, requerido pela sociedade moderna, em função de seu atual nível de desenvolvimento, tem resultado nos últimos anos em uma transformação cada vez maior no perfil das cargas elétricas utilizadas nos vários segmentos (residencial, comercial e industrial), e também na necessidade de um crescimento cada vez mais acelerado na oferta de energia elétrica. A título de ilustração, estima-se que nos Estados Unidos, desde o ano 2000, cerca de 50% das cargas elétricas são alimentadas através de conversores eletrônicos de potência [29]. Convém ressaltar, que isto tem sido possível em grande parte graças ao desenvolvimento da eletrônica de potência, na área de conversão estática de energia elétrica, onde tem-se buscado maior eficiência aliada à, redução de peso, tamanho e custo dos equipamentos. Outros aspectos que têm contribuído para estes fatos são o avanço tecnológico na área de fabricação de dispositivos semicondutores e o surgimento de novas tecnologias em termos de microprocessadores e microcontroladores.

Hoje em dia, as cargas encontradas nas redes elétricas podem, de uma forma geral, ser divididas em dois grandes blocos denominados cargas lineares e cargas não-lineares. Estas últimas, por sua vez, do ponto de vista do sistema elétrico, podem causar inúmeras perturbações à rede elétrica [25-26], devido não apenas à potência reativa associada à elas (em alguns casos), mas principalmente por causa das correntes harmônicas injetadas por elas no sistema de alimentação. Fornos à arco, conversores estáticos e sistemas de iluminação com lâmpadas fluorescentes e outras lâmpadas de descarga estão entre as principais fontes geradoras de harmônicos.

O crescimento de forma acelerada na demanda de energia tem representado grandes problemas, tanto para as concessionárias de energia quanto para a sociedade, em se tratando

da geração convencional através de hidrelétricas e termelétricas, seja a curto, médio ou longo prazo.

Para as concessionárias de energia, a complicação surge em decorrência do fato de o montante de recursos requeridos para a ampliação da capacidade de geração ser bastante vultoso, requerendo, portanto um horizonte de estudos para novos investimentos da ordem de dez anos [42]. Como consequência, tal incompatibilidade entre a velocidade de crescimento na demanda e na oferta de energia tem culminado em uma maior complexidade operacional do sistema elétrico, principalmente nos casos onde se tem a chamada interligação entre sistemas, e ainda em especial, nos chamados períodos de ponta, ou de maior carregamento das redes elétricas. Isto tem, inclusive, dado margem ao surgimento de uma regulamentação afim cada vez mais rigorosa para o setor. De acordo com tal regulamentação as concessionárias passam a operar segundo metas de fornecimento a serem cumpridas, cabendo o pagamento de multas em caso de não cumprimento das mesmas. No Brasil, o órgão responsável pela regulamentação e fiscalização do setor, é a ANEEL (Agência Nacional de Energia Elétrica).

No caso da sociedade, os grandes problemas enfrentados neste caso são, em especial, o impacto ambiental causado por estas formas convencionais de geração de energia, e em segundo plano, os prejuízos econômicos decorrentes de uma interrupção no fornecimento de energia. Além disso, há aqueles oriundos da não disponibilidade ou dificuldade de acesso à rede elétrica por parte das comunidades isoladas, uma vez que a energia elétrica é considerada atualmente como um elemento básico para o desenvolvimento social.

No que tange ao problema de harmônicos, ao contrário do que ocorre com a questão da geração de reativos, no Brasil não existe ainda uma norma vigente relativa à quantificação dos níveis de harmônicos considerados admissíveis, que são gerados por parte das instalações consumidoras.

Entretanto, com o objetivo de mitigar os problemas decorrentes da utilização de cargas não-lineares nas redes elétricas, várias formas de condicionamento ativo de energia têm sido pesquisadas, desenvolvidas e implementadas, principalmente em países de primeiro mundo.

Dentre os equipamentos designados como condicionadores ativos de energia, merecem destaque os filtros ativos de potência paralelos, por apresentarem-se cada vez mais como uma alternativa eficiente no que se refere à correção do fator de potência de cargas não-lineares.

Dentro deste contexto, este trabalho tem como objetivo a investigação de estruturas voltadas não apenas para a eliminação de correntes harmônicas propriamente ditas, mas também para a melhoria da eficiência energética de sistemas, seja de forma direta ou indireta. Como parte integrante deste objetivo encontra-se um estudo da operação de um filtro ativo de potência trifásico paralelo, incluindo ambos, circuito de potência e de controle. Outro aspecto abordado neste trabalho é a investigação da possibilidade de operação deste equipamento de formas alternativas dentro do contexto apresentado anteriormente, visando um aumento da sua funcionalidade, com o intuito de se obter também uma melhoria da relação custo/benefício na implantação do mesmo, visto que, ele apresenta ainda custo relativamente elevado se comparado ao custo das técnicas convencionais de compensação harmônica e reativa [9].

Para enfocar esta parte do trabalho, os capítulos I, II, III e IV foram elaborados da forma descrita a seguir.

No capítulo I é apresentado uma classificação geral das técnicas de filtros ativos e compensadores de potência reativa, afim de se obter uma breve revisão sobre o assunto.

O capítulo II apresenta uma análise da operação de um filtro ativo de potência trifásico paralelo operando com freqüência de chaveamento fixa, incluindo detalhes de operação do circuito de potência e de controle, e ainda, alguns resultados de simulação.

Na seqüência, no capítulo III é realizada uma investigação sobre a possibilidade de operação de um filtro ativo paralelo de várias maneiras alternativas, visando atender situações comumente encontradas na prática, entretanto utilizando o mesmo equipamento.

No capítulo IV é relatado passo a passo o processo de implementação prática do filtro ativo de potência trifásico paralelo, incluindo a utilização de um sistema fotovoltaico para geração de energia elétrica.

Atualmente as lâmpadas fluorescentes são responsáveis por boa parte das correntes harmônicas injetadas na rede elétrica. Um dos procedimentos adotados para minimizar os impactos negativos oriundos das instalações com tais lâmpadas é a utilização de conversores eletrônicos, que conectados entre a rede de alimentação e as lâmpadas, atuam de tal forma que o sistema conversor/lâmpada se comporte praticamente como uma carga resistiva.

O desenvolvimento e a implementação de tais conversores tem sido objeto de investigação nos últimos anos. Neste sentido, visando enriquecer esta investigação, a descrição de uma proposta de um reator eletrônico com alto fator de potência e baixo estresse de tensão em um único estágio de processamento de potência constitui o capítulo V. Esta parte do trabalho, mesmo sendo integrante de atividades paralelas, foi bastante expressiva, uma vez que deu origem a publicações em congressos e uma publicação num dos *Transactions* do IEEE.

No que diz respeito à discordância entre demanda e oferta de energia elétrica, uma das maneiras de amenizar os problemas provenientes de tal incompatibilidade é através da geração distribuída de energia, que pode ser obtida, em especial, através do uso de células combustível, sistemas fotovoltaicos, e outros. Neste sentido, uma abordagem sobre as principais características de sistemas fotovoltaicos, juntamente com uma proposta para maximização da exploração de sistemas fotovoltaicos conectados a rede elétrica é descrita no apêndice A. Além disso, esta é a fonte CC de

energia utilizada no capítulo IV. Embora este assunto não seja integrante do objetivo inicial do trabalho, ele gerou publicações importantes.

Por último, são apresentadas conclusões gerais obtidas durante a realização deste trabalho.

CAPÍTULO I

CLASSIFICAÇÃO GERAL DAS TÉCNICAS DE FILTROS ATIVOS E COMPENSADORES DE POTÊNCIA REATIVA

Este capítulo apresenta uma breve classificação geral das técnicas de filtros ativos de potência e compensadores de potência reativa existentes. A apresentação e as subdivisões contidas neste capítulo visam mostrar as vantagens e desvantagens de cada tipo e técnica utilizada. Isto é algo importante para engenheiros e pesquisadores que trabalham na área de qualidade da energia elétrica, pois contribui para auxiliá-los a selecionar o sistema correto para uma aplicação específica.

Convém ressaltar que, este capítulo encontra-se baseado em [13]. Entretanto, isto só foi feito após constatar com base em pesquisa bibliográfica realizada sobre o tema, que tal referência apresenta um bom resumo acerca das diversas técnicas de condicionadores ativos de energia.

1.1 - CONSIDERAÇÕES INICIAIS

Após o súbito aumento no número de pequenas cargas não-lineares, tais como computadores, aparelhos de TV, etc, o assunto qualidade da energia elétrica tornou-se muito importante para a indústria de eletrônica de potência. Certamente, futuras legislações sobre a qualidade do suprimento requererão que os níveis de poluição harmônica e de potência reativa permissíveis nas redes de distribuição, existentes até o presente momento, sejam reduzidos. A solução para muitas instalações será implantar condicionadores de energia globais (filtros ativos e compensadores de potência reativa) nos pontos de acoplamento comum (PAC) das

mesmas com o sistema elétrico de potência. Portanto o estudo de condicionadores ativos de energia tem se tornado bastante comum no meio científico da área.

Neste capítulo as técnicas de condicionamento ativo de energia são classificadas de acordo com suas conveniências, do ponto de vista das técnicas de circuito de potência e de controle. Isto conduz a uma provisão de diretrizes para a escolha do condicionador de energia apropriado para aplicações específicas no sistema de potência.

1.2 - CRITÉRIO DE CLASSIFICAÇÃO

É desejável generalizar o estudo de filtros ativos e compensadores de potência reativa. Isto pode ser realizado utilizando-se o diagrama de blocos de um sistema típico, como mostrado na Fig. 1.1. Tal diagrama de blocos consiste do circuito de potência e do transformador de conexão que define a maneira pela qual o circuito é conectado ao sistema elétrico de potência, isto é, em série ou em paralelo. O circuito de potência é controlado via estratégia de chaveamento derivada de um controlador. O controlador opera baseado em referências estimadas a partir do sistema de potência e da carga.

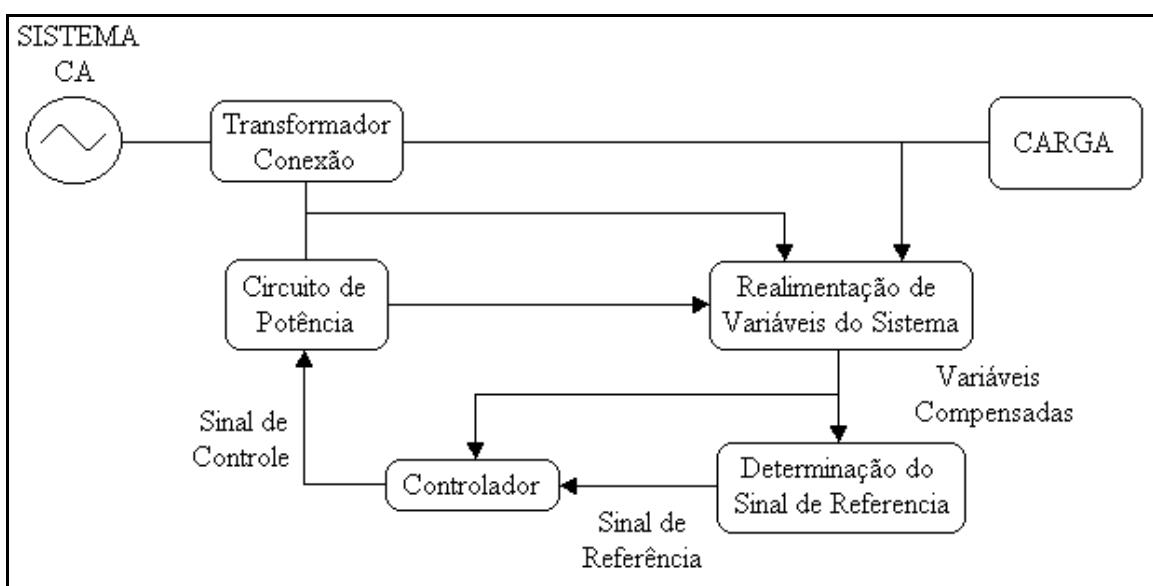


Fig. 1.1 – Diagrama de blocos genérico para condicionadores ativos de energia.

Com base no diagrama de blocos da Fig. 1.1, os condicionadores ativos de energia podem ser classificados de acordo com os critérios a seguir (veja Fig. 1.2):

- *parâmetros ou variáveis do sistema compensados (tipicamente potência reativa, harmônicos tensão e/ou corrente, balanceamento de fases);*
- *configurações e conexões do circuito de potência do condicionador ativo de energia;*
- *técnicas de controle e de determinação do sinal de referência.*

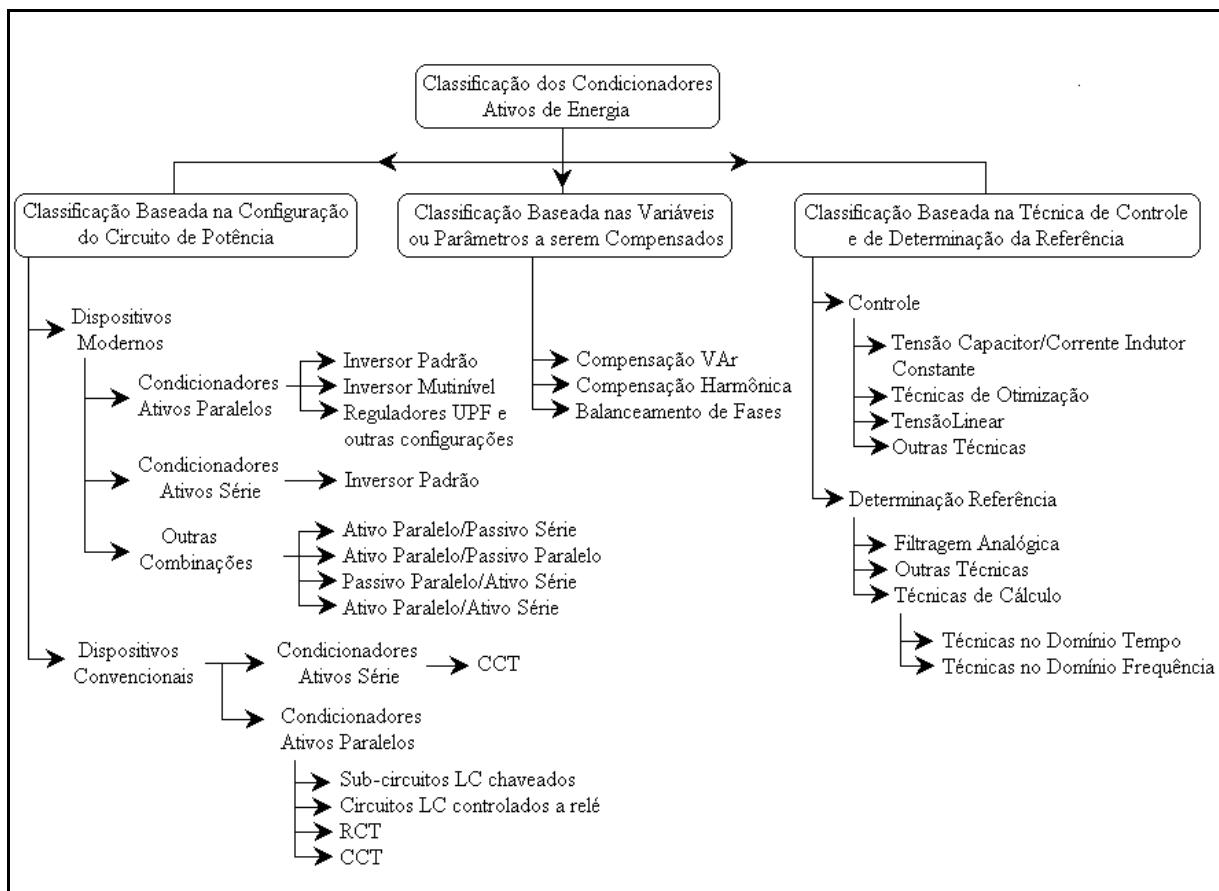


Fig. 1.2 – Classificação geral dos condicionadores ativos de energia.

1.2.1 – Classificação Baseada nas Variáveis ou Parâmetros do Sistema Compensados

Este critério de classificação é definido com base na realimentação de uma variável e no controlador do sistema, que gera o sinal de controle que determinará os pulsos apropriados para controlar os dispositivos ativos. Os principais parâmetros compensados são: potência reativa, harmônicos de tensões e correntes e balanceamento de fases (Fig. 1.2).

1.2.1.1 - Compensação de Potência Reativa (Correção VAr)

A potência reativa é normalmente compensada com base em potência reativa, utilizando-se técnicas convencionais tais como reatores controlados a tiristores (RCT's) e capacitores chaveados a tiristores (CCT's). Em geral não é comum utilizar sofisticados circuitos de filtro ativo de potência para compensar potência reativa, sendo os mesmos apropriados principalmente para aplicações de baixa potência. A quantidade de corrente necessária para a compensação de potência reativa é da mesma ordem de grandeza da corrente nominal da carga. Assim, seria um desperdício utilizar um equipamento sofisticado para compensação apenas de potência reativa, ao invés dos equipamentos convencionais para correção de fator de potência.

1.2.1.2 - Compensação Harmônica

Atualmente, harmônicos constituem o parâmetro mais importante que requer compensação nas redes elétricas, no caso, harmônicos de tensões e correntes. Os harmônicos no sistema de potência podem ser provenientes até mesmo, de dispositivos de compensação de potência reativa do tipo convencional, já que eles mesmos geram uma considerável quantidade de harmônicos.

A compensação de harmônicos de tensão não está amplamente difundida porque usualmente o sistema de alimentação apresenta baixa impedância. Por este motivo, a tensão terminal no PAC é normalmente mantida dentro dos limites padrões para afundamentos de tensão de curta duração (“voltage sags”) e distorção harmônica total de tensão. Este problema é usualmente importante para dispositivos sensíveis a harmônicos de tensão, que requerem uma alimentação puramente senoidal, tais como dispositivos eletrônicos de proteção do sistema elétrico.

O problema relacionado a correntes harmônicas é muito mais importante em aplicações de baixa e média potência, e é analisado em várias publicações. A compensação de correntes harmônicas se reduz, em grande parte, à quantidade de distorção harmônica existente na tensão no ponto de acoplamento comum (PAC), uma vez que as compensações de harmônicos de tensões e correntes estão inter-relacionadas.

Compensações múltiplas podem ser utilizadas para melhorar a eficácia de compensadores. A compensação de correntes harmônicas e de potência reativa é o ideal para manter a corrente de alimentação completamente livre de harmônicos e em fase com a tensão de alimentação. Neste caso, apenas um compensador pode ser requerido para compensar tudo, que é a maior vantagem do ponto de vista de flexibilidade. Porém isto aumenta a sua especificação de potência.

Além disso, a compensação de harmônicos de tensões e correntes pode ser implementada em conjunto com a compensação de potência reativa. O circuito neste caso requereria a presença de compensadores série e paralelo resultando numa melhor característica de compensação no sistema de potência.

A imposição de padrões harmônicos em breve obrigará fábricas e estabelecimentos a controlarem a quantidade de harmônicos que eles injetam no sistema de potência.

1.2.1.3 - Sistemas Trifásicos Não Balanceados

Este problema existe principalmente em sistemas de distribuição de baixa e média tensão, onde as correntes, e consequentemente as tensões nas três fases não estão balanceadas e nem defasadas de 120° umas das outras.

O grau de desbalanceamento do sistema depende da quantidade de desbalanceamento de tensão e da magnitude da impedância na fonte. Neste caso, a solução para este problema é, ou reduzir a componente reativa da impedância na fonte, ou adicionar a cada fase a

quantidade correspondente de tensão instantânea para forçá-la a seguir a forma de onda senoidal de referência desejada.

Em termos de compensação, as magnitudes de correntes a serem supridas para a rede dependem inteiramente da quantidade de desbalanceamento no sistema, que ocorre principalmente em sistemas de distribuição de baixa tensão para cargas residenciais (tipicamente monofásicas e bifásicas). O compensador neste caso seria algumas vezes forçado a suprir o valor nominal de corrente, o que limita sua capacidade de manipulação de potência.

1.2.2 – Classificação Baseada na Configuração do Circuito de Potência

Nos últimos anos, as aplicações de condicionadores ativos de energia têm aumentado amplamente, e resultado em um grande número de circuitos capazes de manipular diferentemente as variáveis do sistema elétrico. Estes circuitos podem ser classificados e subdivididos em diferentes categorias como mostrado na Fig. 1.2 (primeira coluna). Os circuitos são agrupados em duas subdivisões principais denominadas de dispositivos convencionais que geram harmônicos, que constituem as técnicas para compensação de potência reativa, e um outro grupo que constituem os dispositivos modernos ou que não geram harmônicos idealmente falando, e que podem ser utilizados para servirem como ambos, filtros ativos de potência e compensadores de potência reativa.

1.2.2.1 - Dispositivos Convencionais

Esta categoria de circuitos atende apenas ao propósito de compensação de potência reativa. Este tipo convencional é mais utilizado na indústria apesar do fato de eles gerarem uma quantidade considerável de harmônicos que infiltram no sistema de potência causando formas de onda de tensão e corrente distorcidas.

a) Condicionadores Ativos Paralelos (Compensação Reativa)

Absorvendo-se ou injetando-se potência reativa, por meio de um reator ou um capacitor paralelo, afeta-se a redução ou o aumento de tensão, respectivamente, no PAC. A compensação paralela pode ser discreta (em degraus) ou controlada continuamente.

Um compensador estático controlado a tiristor é um dispositivo reativo paralelo do tipo estático. A absorção ou geração de potência reativa pode ser controlada por meio do ângulo de disparo de tiristores. Classicamente, dois tipos principais de elementos controlados a tiristores são utilizados como compensadores estáticos, são eles: capacitores chaveados a tiristores (CCT's) e reatores controlados a tiristores (RCT's).

Um compensador do tipo CCT é caracterizado por apresentar uma variação em degraus no valor de sua reatância capacitiva. O tempo de resposta mínimo para CCT's é da ordem de meio ciclo. O chaveamento de capacitores desta maneira (controle por ciclo integral) garante a ausência de transitórios de chaveamento, mas a variação em degraus desse sistema pode, algumas vezes, causar problemas de controle e instabilidade.

Por outro lado a característica de controle contínuo dos RCT's implica que esta técnica pode ser utilizada como uma indutância variável, continuamente, com um retardo máximo de meio ciclo. O principal problema desta técnica é que ela gera uma considerável quantidade de harmônicos. Entretanto, é possível realizar arranjos especiais de RCT's a partir do uso de transformadores defasadores, de tal forma que o seu conteúdo harmônico, visto pela rede elétrica seja reduzido significativamente, dependendo do arranjo utilizado. O princípio é o mesmo aplicado aos retificadores multipulsos convencionais. O cancelamento de harmônicos na rede primária ocorre devido ao defasamento imposto pelos transformadores, e também, devido ao fato de que as componentes harmônicas de seqüência positiva e negativa apresentam defasamentos simétricos ao serem referidas do secundário para o primário de um transformador defasador.

Independente da faixa de controle de potência reativa requerida, qualquer compensador estático nesta categoria pode ser construído a partir de um, ou de ambos elementos, e se requerido, combinados com um banco de capacitores ou de reatores paralelo do tipo usual, fixo ou chaveado por disjuntor.

b) Condicionadores Ativos Série (Compensação de Reatância)

A compensação série implica na compensação parcial da reatância série da linha, por meio de um capacitor fixo ou variável conectado em série com a linha. É empregado principalmente em linhas de transmissão longas para reduzir as quedas de tensão. A razão principal é melhorar a estabilidade transitória ou obter uma dada distribuição de carga entre circuitos paralelos.

Os componentes principais utilizados nesta categoria são reatores e capacitores controlados a tiristores, e possuem as mesmas características que os seus correspondentes paralelos.

Os principais problemas encontrados quando se utiliza este tipo de compensação é a geração de uma enorme quantidade de harmônicos (RCT), bem como, a dificuldade de controle devido à operação discreta ou em degraus (CCT). Estes problemas têm levado à incorporação de outras técnicas, que podem, inherentemente, evitar estas desvantagens. Estas técnicas entram no contexto dos chamados dispositivos ou compensadores modernos.

1.2.2.2 – Dispositivos Modernos

Estas técnicas modernas incluem o estado da arte dos circuitos que incorporam chaves semicondutoras de potência tais como IGBT's (do inglês “insulated gate bipolar transistors”). Estes compensadores podem ser classificados conforme descrito a seguir.

a) Condicionadores Ativos Paralelo

Esta classe de configurações de filtros constitui a mais importante e mais largamente utilizada nos processos industriais para filtragem ativa. A idéia é cancelar os harmônicos da corrente de carga, presentes no sistema de alimentação. Eles podem também contribuir para a compensação de potência reativa e balanceamento de sistemas trifásicos. Filtros ativos paralelos possuem a vantagem de conduzir apenas a corrente de compensação acrescida de uma pequena corrente ativa fundamental fornecida para suprir as perdas (de condução e de chaveamento) em seu circuito de potência. É possível também conectar vários filtros em paralelo para atender a correntes mais elevadas, o que torna este tipo de circuito adequado para uma larga faixa de níveis de potência. Esta configuração abrange quatro categorias distintas de circuitos, isto é, configurações de inversores e variantes, circuitos de capacitor chaveado, filtros estruturados do tipo “lattice” e filtros do tipo regulador de tensão, que não são abordados neste capítulo.

b) Condicionadores Ativos Série

O filtro ativo nesta configuração produz uma forma de onda de tensão PWM (“pulse width modulation”) que é adicionada ou subtraída, instantaneamente, da tensão de suprimento (rede) para manter uma forma de onda senoidal pura nos terminais da carga. A configuração de inversor que acompanha tal sistema é do tipo VSI (“voltage source inverter”), sem qualquer malha de controle de corrente. Filtros ativos série são menos comuns em ambientes industriais que os filtros ativos paralelos. Isto é devido a principal desvantagem de circuitos série, ou seja, o fato de que, eles devem ser projetados para suportar não apenas a corrente nominal, mas também de curto-círcuito, de todo o sistema conectado a jusante do ponto de instalação do mesmo. Esta característica aumenta consideravelmente a sua especificação de corrente, quando comparados com os filtros ativos paralelos. A principal vantagem dos filtros

série sobre os paralelos é que, eles são ideais para compensar harmônicos na forma de onda de tensão, e para balanceamento das tensões nas três fases.

c) Outras Combinações

Combinações de vários tipos de filtros podem implicar em maiores benefícios para algumas aplicações. Em geral, para obter as vantagens de ambos os tipos de configurações de inversores, série e paralela, uma combinação de ambos os tipos de filtros pode ser utilizada para atingir as exigências demandadas pelo sistema de potência. A demanda por filtros combinados é limitada devido à sua complexidade de controle e ao seu maior custo. A complexidade de controle é devido à dependência da estratégia de chaveamento de ambos os circuitos série e paralelo.

O arranjo é, entretanto freqüentemente utilizado para outros propósitos em sistemas de potência por dispositivos FACTS (“Flexible AC Transmission Systems”), onde as características operacionais dos RCT’s e CCT’s podem ser incorporadas utilizando esta técnica para compensação de ambas, potência reativa e reatância série da linha. A configuração é bastante atrativa para controle do fluxo de potência ativa/reactiva, e distribuição de carga paralela entre linhas de transmissão longas.

Para reduzir a complexidade do sistema anterior, compensadores do tipo inversor são utilizados com filtros passivos em ambas as combinações, série ou paralela para exibir a característica de controle requerida.

1.2.3 – Classificação Baseada na Técnica de Controle e Determinação da Referência

O sinal de acionamento, que controla o circuito de potência no diagrama de blocos da Fig. 1.1, é proveniente de um controlador do sistema e de uma técnica de estimativa da referência. Isto pode gerar os sinais de controle necessários e exigidos, que são apropriados para o circuito particular e a variável controlada sob consideração.

1.2.3.1 - Técnicas de Controle

A Fig. 1.2 mostra um método conveniente de classificação das técnicas de controle atualmente disponíveis. Estes controladores usualmente empregam processadores digitais de sinais (DSP's). As malhas de controle, consideradas nesta seção, não deveriam ser confundidas com as malhas de controle de histerese interna, freqüentemente utilizadas, que são hoje em dia, usadas como um bloco padrão na maioria dos inversores do tipo fonte de tensão, controlados por corrente.

a) *Técnica de Tensão no Capacitor (ou Corrente no Indutor) Constante*

Esta técnica, que é adequada para configurações de inversores monofásicos e trifásicos com um capacitor (ou indutor) no lado CC, resulta no fato de que a tensão no capacitor (ou corrente no indutor) é a fonte de tensão (ou fonte de corrente) que controla a forma de onda de corrente no lado CA simplesmente pela conexão do capacitor (ou indutor) à rede elétrica através do indutor de amortecimento (suavização). A corrente resultante é então controlada pela técnica PWM convencional. Devido ao fato de que a energia é suprida ou absorvida pelo capacitor (ou indutor) no lado CC, a tensão (ou corrente) através dos seus terminais flutua.

b) *Técnicas de Otimização*

O procedimento de otimização é adequado principalmente para capacitor chaveado e circuitos de filtro do tipo “lattice”. O segredo para controlar estes filtros é determinar a função de chaveamento apropriada para as chaves. A tarefa principal do controlador é minimizar um número predeterminado de harmônicos individuais da corrente de carga, e além disso, minimizar o THD (“total harmonic distortion”). Existe um tempo de retardo entre a detecção de uma mudança na corrente harmônica e a aplicação do novo conjunto de ângulos de chaveamento obtidos a partir do procedimento de otimização. Este tipo de técnica é adequado principalmente para cargas constantes ou que variam lentamente.

c) Técnica de Controle Linear de Tensão

Este método é adequado apenas para filtros ativos do tipo regulador de tensão. A tensão de saída do filtro é controlada linearmente. A variação contínua e suave da tensão no capacitor, em contraste com as súbitas mudanças nas formas de onda de tensão do inversor, garante que a mudança de corrente na alimentação/malha do filtro seja controlada e, portanto a freqüência de chaveamento seja, além disso, reduzida.

d) Outras Técnicas

Existem outras técnicas de controle. Elas simplesmente incluem pequenas mudanças às técnicas acima mencionadas fornecendo simplesmente melhor desempenho sobre suas antecessoras. Estas técnicas podem incluir o estado da arte sobre controladores adaptativos, preditivos e modo deslizante, que são normalmente difíceis de serem implementados sem o uso de DSP's. Estas técnicas podem ser implementadas tanto no domínio do tempo quanto no domínio da freqüência.

1.2.3.2 - Técnicas de Determinação da Referência

Como mostrado na Fig. 1.1, a referência de tensão/corrente a ser processada pelas malhas de controle constitui uma medida crucial e importante para subdividir as técnicas de filtragem ativa. Desse modo, surgem as seguintes três categorias, a saber.

a) Filtros Analógicos

Esta técnica utiliza um filtro de sinal analógico para determinar os harmônicos contidos na corrente de alimentação (fonte). Uma grande vantagem desta técnica, é a simplicidade de sua implementação, o que favorece o seu uso. Entretanto, ela apresenta desvantagens, como, erros de magnitude e de fase introduzidos pelo filtro ativo de sinal empregado na estimativa do sinal de referência.

É importante ressaltar que, caso o erro de magnitude e de fase associados a esta técnica seja apenas transitório e não em regime permanente, não haverá comprometimento da compensação. Isto é algo perfeitamente possível dependendo da forma como esta técnica é empregada no circuito de controle.

b) Técnicas no Domínio do Tempo

O cálculo de harmônicos é adotado principalmente por causa da principal desvantagem da técnica anterior, que incorpora erros de magnitude e ângulo de fase.

Existem várias técnicas tais como, o algoritmo de potência reativa instantânea, o algoritmo de potência ativa instantânea constante, o algoritmo do fator de potência unitário, e é claro, a análise síncrona de sistema de eixos girantes. Cada uma destas técnicas funciona bem sob a condição de tensões de alimentação senoidais, mas tem o seu desempenho deteriorado sob a condição de tensões de suprimento não-senoidais.

c) Técnicas no Domínio da Freqüência

Métodos no domínio da freqüência são adequados tanto para sistemas monofásicos, quanto trifásicos. Eles são derivados principalmente a partir da análise convencional de Fourier. A principal desvantagem deste sistema é o tempo de retardo introduzido para amostragem e cálculos. Existem outras técnicas de Fourier modificadas, que utilizam controle de modo deslizante, cálculos simplificados utilizando vetores circulares, e ainda outras técnicas matemáticas que tornam os cálculos mais rápidos e reduzem o tempo de retardo de resposta.

d) Outros Algoritmos

Existem inúmeras outras técnicas de avaliação e otimização, e todas as ferramentas e bibliotecas podem ser utilizadas para desempenhar esta tarefa. Entretanto alguns novos métodos surgiram, tais como redes neurais e técnicas de avaliação adaptativa que são bastante

precisas e têm resposta muito melhor. Infelizmente, o “hardware” de controle disponível atualmente não está adequado para a implementação destas técnicas.

1.3 – CONSIDERAÇÕES FINAIS

Neste capítulo foi apresentada uma breve visão geral sobre os diversos tipos de condicionadores ativos de energia relatados na literatura.

O diagrama de blocos utilizado neste capítulo permite resumir as várias técnicas possíveis de filtros ativos e compensadores de potência reativa.

Este capítulo contribui para auxiliar pesquisadores, engenheiros e concessionárias a obterem uma revisão e uma inspiração para pesquisas adicionais sobre o tema filtros ativos e compensadores de potência reativa, ou seja, servir como uma das diretrizes básicas para nortear estudos sobre o assunto em questão.

Dentre os tipos de condicionadores ativos de energia reportados neste capítulo, neste trabalho será abordado o filtro ativo de potência trifásico paralelo. A técnica de controle utilizada será a técnica de tensão constante no capacitor, e a técnica de determinação da referência baseada no uso de filtros analógicos.

CAPÍTULO II

ANÁLISE DA OPERAÇÃO DE UM FILTRO ATIVO DE POTÊNCIA TRIFÁSICO OPERANDO COM FREQÜÊNCIA DE CHAVEAMENTO FIXA

Este capítulo descreve uma análise da operação de um filtro ativo de potência trifásico operando com freqüência de chaveamento fixa. São apresentados alguns detalhes de operação dos circuitos de potência e de controle, assim como alguns resultados de simulação.

2.1 – CONSIDERAÇÕES INICIAIS

Sabe-se que as pontes retificadoras trifásicas são cargas não lineares muito encontradas nas redes de energia elétrica, seja em carregadores de bateria, no estágio de entrada de um sistema UPS (“uninterruptable power supply”), em controladores de velocidade (“ASD’s – Ajustable Speed Drivers”), no setor de telecomunicações, enfim, inúmeras são as aplicações em que este tipo de carga se faz presente e necessária. Por outro lado, este tipo de carga é indesejável para o sistema elétrico no que diz respeito às correntes harmônicas e a potência reativa requerida.

Em função do aumento generalizado de tais cargas não-lineares nas redes elétricas, bem como, do surgimento de regulamentações afins cada vez mais rigorosas, tem-se buscado, insistentemente, formas alternativas de se melhorar a interface deste tipo de carga com o sistema supridor (concessionária). É neste contexto que se inserem os chamados filtros ativos de potência trifásicos paralelos como uma forma eficiente de melhoria deste interfaceamento, sendo que, a função dos mesmos é estabelecer a compensação das correntes harmônicas, assim como, da potência reativa fundamental inerente à operação desse tipo de carga. Ambas, potência reativa e correntes harmônicas, são indesejáveis devido aos problemas (distúrbios)

acarretados pelas mesmas ao sistema elétrico. Dentre eles, destacam-se, sobrecarga nas redes, interferência nos sistemas de comunicação, erro na leitura de medidores de energia convencionais, geração de torques oscilatórios em máquinas rotativas, sobreaquecimento de geradores, transformadores e cabos, com consequente redução de vida útil, possibilidade de ressonância paralela entre bancos de capacitores e a reatância série equivalente do sistema elétrico, podendo provocar danificação total ou parcial dos mesmos, por sobretensão.

Além disso, basicamente todo equipamento (geradores, transformadores, motores, cabos, capacitores, etc) quando submetido a tensões harmônicas e/ou à circulação de correntes harmônicas apresenta uma elevação em suas perdas.

No que diz respeito ao controle de compensadores, a teoria de potência ativa e reativa instantânea, apresentada por Akagi e outros [1], é extremamente abrangente, sendo que, um inversor do tipo VSI com um capacitor no lado CC e indutor de interligação no lado CA pode funcionar de várias maneiras atendendo ao chamado condicionamento da energia elétrica, dependendo simplesmente da referência de corrente de compensação desejada, a qual deve ser gerada pelo circuito de controle do compensador.

O uso desta teoria no controle de filtros ativos fornece uma grande flexibilidade de operação dos mesmos. Eles podem operar, por exemplo, apenas na compensação de potência reativa instantânea, o que não significa compensação harmônica total conforme apresentado em [1], ou na compensação das potências ativa e reativa instantânea conforme apresentado em [2] e [3]. O uso desta teoria independe da presença ou não de distorção harmônica de tensão (proveniente da interação entre as componentes harmônicas da corrente de carga e a impedância equivalente da rede elétrica) no PAC (ponto de acoplamento comum) da carga não-linear e do filtro ativo ao sistema elétrico. Diferente do que ocorre em outras estratégias de controle utilizadas que admitem a tensão no PAC puramente senoidal. Tal consideração pode afetar sensivelmente a obtenção da referência de corrente de compensação, para a

operação do filtro ativo paralelo. Entretanto, existem outras estratégias de controle eficientes como, por exemplo, aquelas apresentadas em [3] e [4]. Embora não propiciem a mesma flexibilidade que a teoria de potência ativa e reativa instantânea, elas são mais facilmente implementadas.

O estudo de filtros ativos é bem geral, onde além dos filtros ativos paralelos e suas configurações híbridas, estão incluídos os filtros ativos série e suas combinações, que são mais indicados para solucionar problemas relativos ao balanceamento e/ou regulação de tensão. Apesar disso, neste capítulo, apenas os filtros ativos de potência paralelos serão estudados.

Embora o estudo e a utilização de filtros ativos de potência esteja bastante difundido [1]-[24], ainda são encontradas dificuldades no processo de análise, projeto e implementação dos mesmos. Com o objetivo de se reduzir tais dificuldades, neste capítulo é apresentada uma análise, com detalhes da operação de um filtro ativo paralelo, cuja função é compensar tanto correntes harmônicas, quanto potência reativa fundamental. Indiretamente, ele contribui também para a eliminação da distorção harmônica de tensão no PAC, decorrente da interação entre a impedância equivalente do sistema elétrico e as componentes harmônicas da corrente de carga.

2.2 - PRINCIPIO DE FUNCIONAMENTO

O filtro ativo paralelo, cujo diagrama de blocos por fase é apresentado na Fig. 2.1, é constituído basicamente de uma fonte de corrente controlada conectada em paralelo com a carga a ser compensada. A função do filtro é gerar as correntes harmônicas e a componente reativa fundamental requerida pela carga, de acordo com o expresso pelas equações (2.1), (2.2) e (2.3), permitindo desta maneira que apenas a componente ativa fundamental da

corrente de carga seja suprida pela rede elétrica, caracterizando dessa maneira um fator de potência unitário para o conjunto, carga CA mais filtro ativo paralelo.

$$i_{Li} = i_{Pli} + i_{Qli} + i_{Hi} \quad (2.1)$$

$$i_{Li} - i_{Pli} = i_{Qli} + i_{Hi} \quad (2.2)$$

$$i_{Fi} = -(i_{Qli} + i_{Hi}) = i_{Pli} - i_{Li} \quad (2.3)$$

Onde:

$i = a, b, c$;

i_{Li} – Corrente de carga na fase i ;

i_{Pli} – Componente ativa fundamental da corrente de carga na fase i ;

i_{Qli} – Componente reativa fundamental da corrente de carga na fase i ;

i_{Hi} – Parcela relativa às correntes harmônicas da corrente de carga na fase i ;

i_{Fi} – Corrente do filtro na fase i .

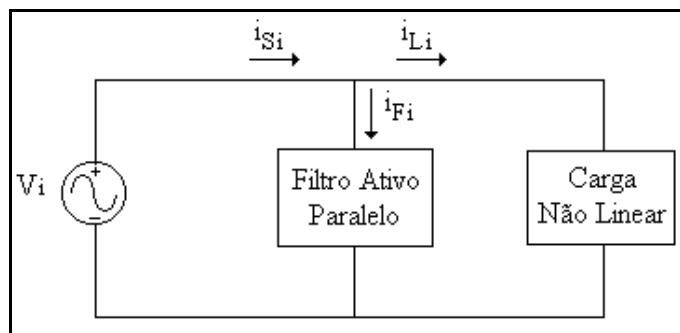


Fig. 2.1 - Diagrama de blocos de um filtro ativo paralelo.

Classicamente a topologia básica do circuito de potência empregada para desempenhar a função de filtro ativo paralelo, está baseada no uso de um inversor do tipo VSI, ao invés do inversor do tipo CSI, conforme indicado na Fig. 2.2. Tal sistema consiste de seis chaves totalmente controladas, seis diodos, um capacitor do lado CC, e ainda três indutores de interligação no lado CA.

O circuito, na configuração apresentada na Fig. 2.2, pode ser acionado para compensar não apenas correntes harmônicas, mas também potência reativa fundamental. O seu princípio básico de operação consiste em comandar as chaves do inversor de modo que as correntes no lado CA sigam uma dada referência de corrente de compensação gerada adequadamente para a aplicação em questão, ou seja, operação como filtro ativo paralelo.

Considerando a referência de corrente de compensação a ser gerada pelo filtro ativo, conforme indicado na Fig. 2.3, num dado instante, se i_{Fa} (corrente do filtro na fase A) é positiva (de acordo com o sentido indicado na Fig. 2.2) e menor que a referência, T_{R2} fecha e i_{Fa} aumenta linearmente admitindo-se a tensão fase-fase de entrada constante ao longo de um ciclo de chaveamento. Caso contrário, se i_{Fa} é maior que a referência, T_{R2} abre, impondo a desmagnetização de L_a através de D_1 . Para isto, obviamente a tensão v_{dc} no capacitor do lado CC, deve ser maior que a tensão fase-fase da rede (valor de pico). Nas circunstâncias acima mencionadas, o retorno da corrente i_{Fa} ocorre via diodo D_4 e/ou D_6 .

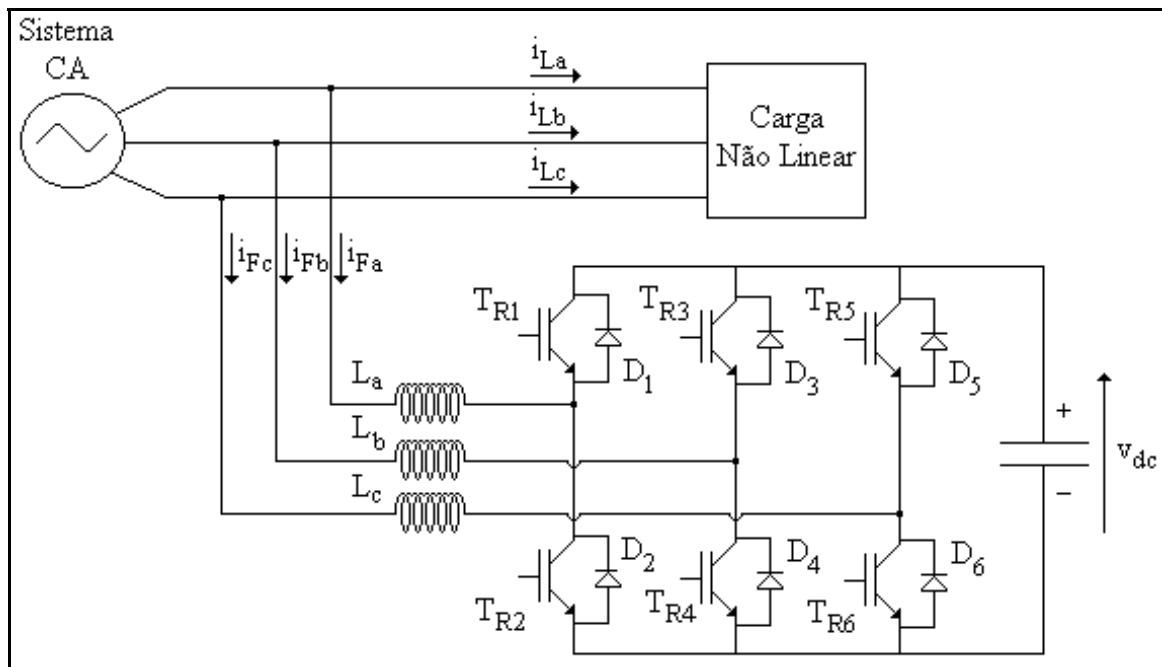


Fig. 2.2 - Circuito de potência do filtro ativo analisado.

Em resumo, as chaves inferiores do inversor operam quando as respectivas referências de correntes de compensação, e os respectivos sinais de erro são positivos. Ao contrário, as chaves superiores operam quando os mesmos são negativos. Assim T_{R1} e D_2 , T_{R2} e D_1 , T_{R3} e D_4 , T_{R4} e D_3 , T_{R5} e D_6 e T_{R6} e D_5 operam de maneira complementar ao longo de um ciclo de chaveamento, promovendo desta forma a magnetização e desmagnetização dos indutores no lado CA, forçando as correntes de linha do filtro ativo paralelo (i_{Fa} , i_{Fb} e i_{Fc}), ou as correntes de compensação, a seguirem as respectivas referências de corrente associadas a cada fase ($i_{Ref.a}$, $i_{Ref.b}$ e $i_{Ref.c}$).

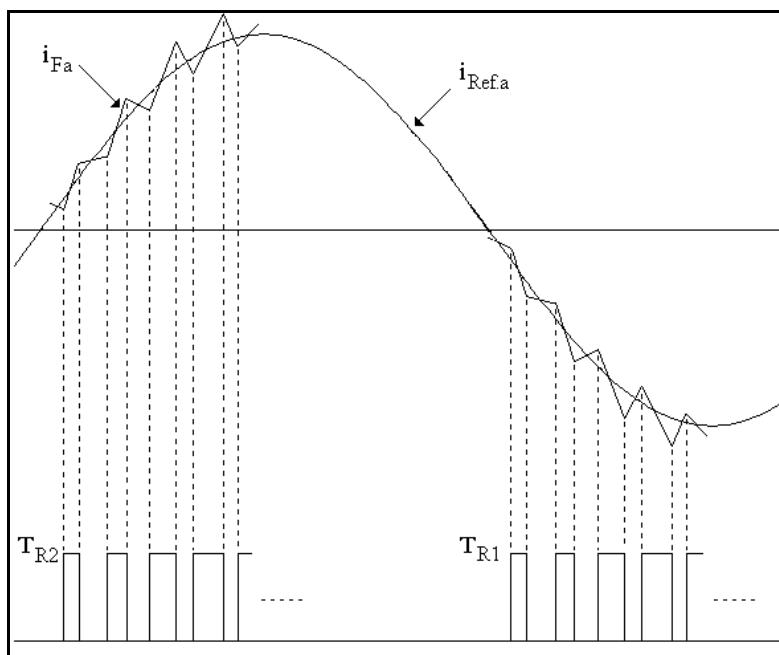


Fig. 2.3 - Esquema de chaveamento dos transistores de potência.

No início do processo de compensação, o controle de corrente por parte do filtro ativo, de acordo com uma dada referência de corrente de compensação, é obtido somente a partir do momento em que a tensão no capacitor do lado CC atinge o valor de pico da tensão fase-fase da rede. Antes disso, por exemplo, supondo a tensão fase-fase v_{ab} mais positiva, durante uma possível condução da chave T_{R2} , o diodo em anti-paralelo com a respectiva chave superior do mesmo braço, D_1 , estaria bloqueado, propiciando um crescimento de

corrente na fase A. Entretanto, após a abertura desta chave, a corrente associada a esta mesma fase continuaria crescendo, enquanto a relação, $v_{ab} > v_{dc}$, for satisfeita, uma vez que neste caso não é possível a inversão de tensão no indutor correspondente (L_a), o que impede o controle de corrente. É extremamente importante ressaltar que o nível de tensão no capacitor do lado CC afeta diretamente o desempenho de filtragem. O fato desta tensão ser maior que o valor de pico da tensão fase-fase da rede, é que garante a desmagnetização dos indutores L_a , L_b e L_c . Portanto, caso esta tensão seja apenas pouco maior que o valor de pico da tensão fase-fase, por mais que o controle seja rápido, as correntes de linha do filtro ativo não serão capazes de seguir as respectivas referências de corrente de maneira eficiente. Este problema é mais significativo, principalmente nos pontos onde se requer uma maior derivada de corrente, como pode ser observado, por exemplo, na Fig. 2.4, onde é apresentado um exemplo de referências de corrente associadas à compensação total de um retificador trifásico não-controlado, no caso, com filtro indutivo na saída.

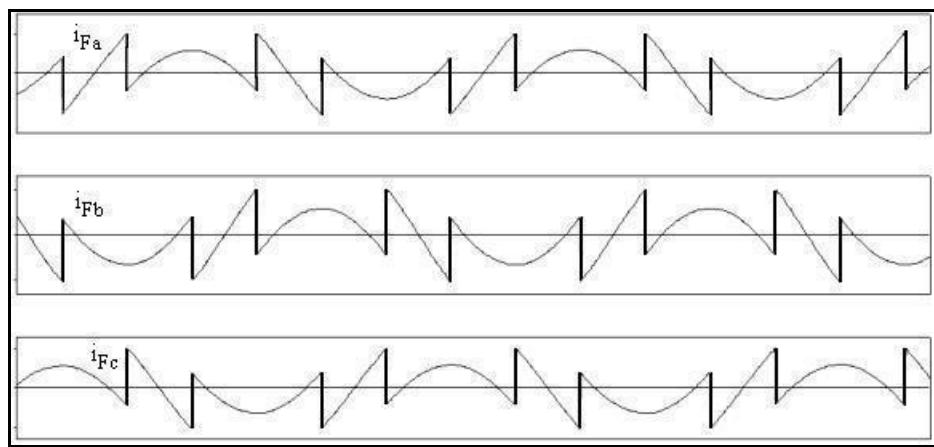


Fig. 2.4 - Exemplo de correntes de compensação total de um retificador não-controlado com filtro indutivo na saída.

É importante lembrar que, no caso de cargas trifásicas平衡adas, como os retificadores trifásicos, as suas formas de onda de correntes de linha são iguais, diferindo entre si apenas em ângulo de fase. Conseqüentemente, as correntes de linha do condicionador

ativo de energia conectado em paralelo, também serão iguais em termos de forma de onda, e diferentes apenas em ângulo de fase, conforme pode ser observado na Fig. 2.4.

2.3 - ESTRATÉGIA DE CONTROLE

A estratégia de controle do filtro ativo, adotada neste trabalho é aquela apresentada na referência [3], cujo diagrama de blocos é mostrado na Fig. 2.5. É importante observar que este diagrama representa um controle independente por fase.

Na seqüência, serão enfatizados aspectos teóricos considerados importantes acerca do processo de implementação de um circuito de controle baseado no diagrama de blocos da Fig. 2.5.

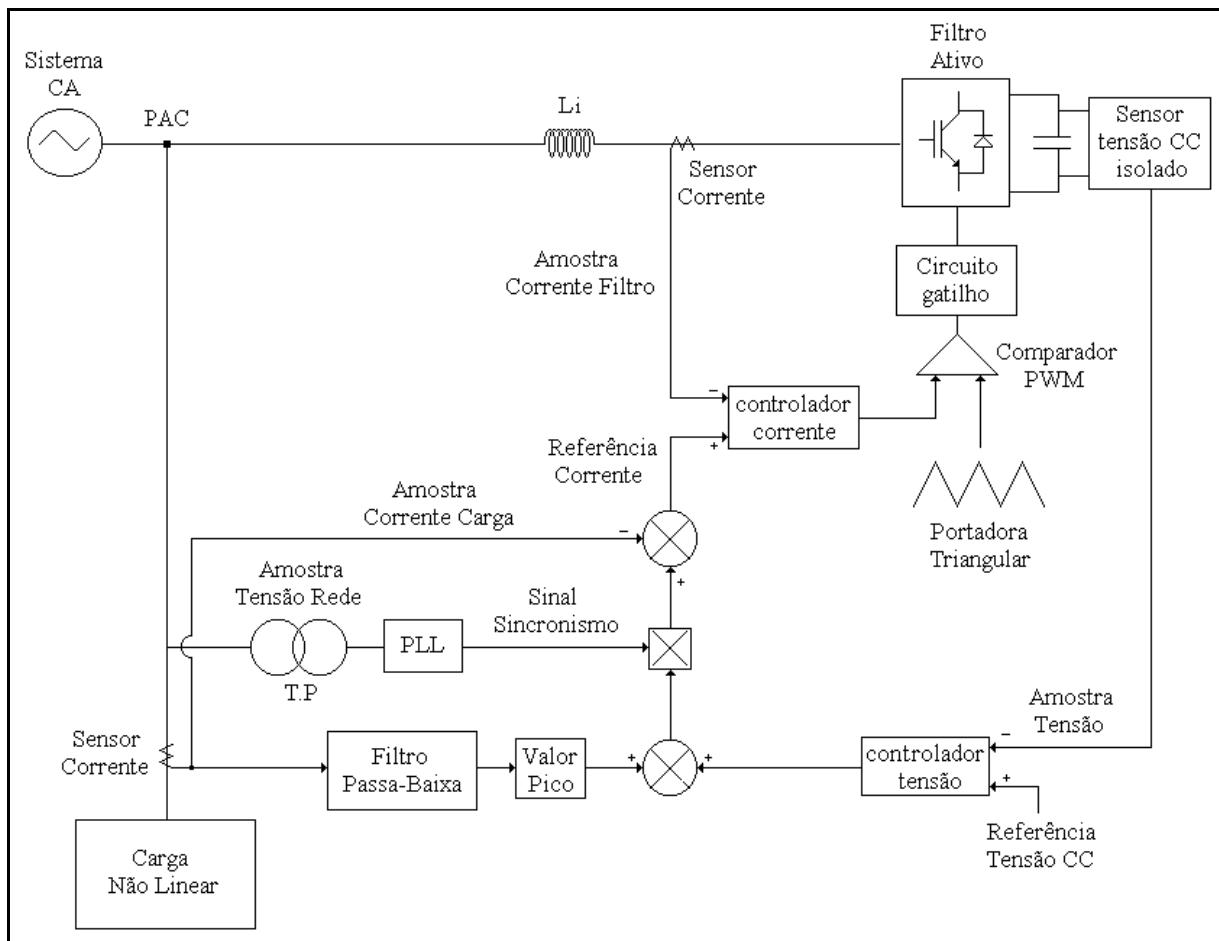


Fig. 2.5 - Diagrama de blocos da estratégia de controle do filtro ativo.

2.3.1 – Filtro Passa-Baixa (60 Hz)

A obtenção da componente fundamental da corrente de carga pode ser feita com um filtro passa-baixa (butterworth) de dois pólos, Fig. 2.6, cuja freqüência de corte é dada pela equação (2.4).

$$f_c = \frac{1}{2\pi RC} \quad (2.4)$$

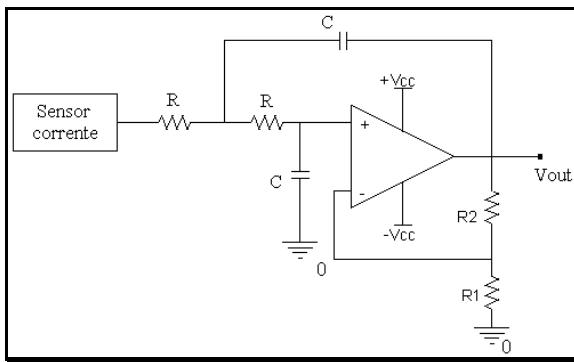


Fig. 2.6 - Filtro passa-baixa para obtenção da componente fundamental da corrente de carga.

2.3.2 – Valor de Pico

A partir do circuito da Fig. 2.6, a detecção do valor de pico da componente fundamental da corrente de carga pode ser feita utilizando-se um retificador de precisão com um circuito RC conectado à sua saída, com uma constante de tempo (carga e descarga) devidamente ajustada, como indicado na Fig. 2.7. É indispensável que o nível de tensão na saída deste circuito seja mantido praticamente constante para uma dada condição de carga. Entretanto, é necessário também que o circuito responda satisfatoriamente às variações da carga CA, ou seja, da componente fundamental da corrente de carga. Neste sentido, o ajuste desta constante de tempo é obtido a partir de um compromisso entre uma detecção de valor de pico eficiente (com baixo “ripple”), bem como uma boa resposta dinâmica. É importante lembrar que para um aumento da corrente de carga não há problemas, tendo em vista que, a carga do capacitor é feita através da impedância de saída do amplificador operacional, que é baixa, diferentemente do que ocorre para uma redução da corrente de carga, pois neste caso, a

descarga do capacitor C_p é feita através de R_p , ou seja, bem mais lenta, retardando, portanto o tempo de resposta do circuito de controle para esta condição. Porém neste caso, a malha de controle da tensão no barramento CC atua favoravelmente na melhoria do desempenho deste circuito. Isto ocorre porque, um retardo na detecção de uma eventual redução na potência da carga CA, implica em um aumento na potência ativa absorvida pelo filtro ativo, e consequente no nível de tensão em seu barramento CC, o que por sua vez sensibiliza a atuação da malha de controle de tensão, no sentido de corrigir este erro.

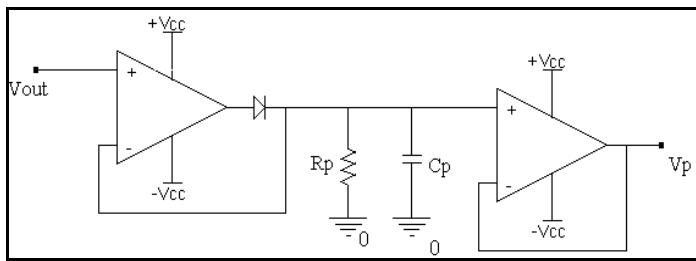


Fig. 2.7 - Detecção do valor de pico da componente fundamental da corrente de carga.

2.3.3 – Controlador de Tensão

A malha de controle da tensão no capacitor do barramento CC do inversor VSI trabalhando como compensador de potência reativa, e correntes harmônicas, tem como objetivo, no caso da estratégia de controle utilizada, não apenas cobrir as perdas de chaveamento, como também permitir implicitamente o cálculo da componente ativa fundamental da corrente de carga. Isto porque o filtro passa-baixa que atua na amostra da corrente de carga (Fig. 2.6), não é capaz de separar a componente reativa fundamental da componente ativa fundamental. Diferente do que ocorre em outras estratégias de controle, onde se pode obter esta separação diretamente, como por exemplo, no caso do uso da teoria de potência ativa e reativa instantânea apresentada por Akagi e outros [1], [2], ou mesmo, a estratégia de controle apresentada em [4]. O controlador de tensão, como aquele da Fig. 2.8, é composto basicamente de um PI (controlador proporcional-integral) que processa o erro entre

uma amostra da tensão no capacitor do barramento CC do inversor, e um valor de referência previamente ajustado.

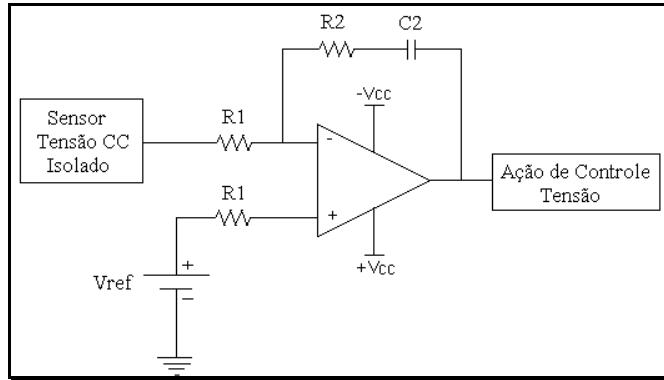


Fig. 2.8 – Esquema do controlador de tensão.

2.3.4 – Amostra da Tensão de Linha

Para se obter um bom sinal de referência para a corrente de alimentação (saída do multiplicador), ou seja, com baixo conteúdo harmônico, é necessária a utilização de uma senóide pura, livre de distorção, sincronizada com a respectiva tensão fase-neutro de alimentação. Esta senóide pode ser obtida, por exemplo, a partir de um circuito PLL (do inglês “*phase-locked loop*”), que é descrito a seguir.

Um PLL é um dispositivo que mantém um sinal de saída sincronizado com um sinal de referência de entrada, tanto em freqüência como em fase [10]. O diagrama de blocos funcional de um PLL é mostrado na Fig. 2.9. Ele consiste de um detetor de fase, um filtro de malha e um oscilador controlado por tensão (VCO). Este dispositivo permite a obtenção de uma amostra de tensão livre de distorção harmônica, que pode ser utilizada para sincronizar a componente fundamental da corrente de carga com a respectiva tensão fase-neutro, permitindo também dessa maneira a compensação de potência reativa fundamental.

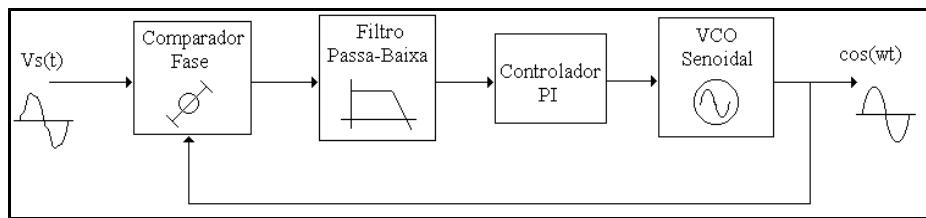


Fig. 2.9 - Diagrama de blocos de um PLL.

2.3.5 - Referência de Corrente de Compensação

A ação de controle processada pelo controlador de tensão é somada ao valor de pico da componente fundamental da corrente de carga, fornecendo um sinal que multiplicado por uma forma de onda senoidal pura, forma uma referência de corrente para a alimentação. Esta por sua vez é subtraída de uma amostra da corrente de carga, o que resulta finalmente na referência de corrente de compensação que deve ser gerada pelo inversor operando como filtro ativo paralelo, de acordo com (2.3).

2.3.6 - Controlador de Corrente

Um controlador PI pode ser utilizado para processar a ação de controle resultante da comparação entre a referência de corrente de compensação e a respectiva amostra de corrente gerada pelo filtro ativo paralelo, sendo este sinal posteriormente comparado com uma portadora triangular, caracterizando, portanto o controle do tipo PWM (*pulse width modulation*) das chaves do inversor, conforme apresentado nas Figs. 2.10 e 2.11. O objetivo de se introduzir uma forma de onda triangular é estabilizar a freqüência de chaveamento do conversor forçando-a ser constante e igual à freqüência do sinal da portadora triangular.

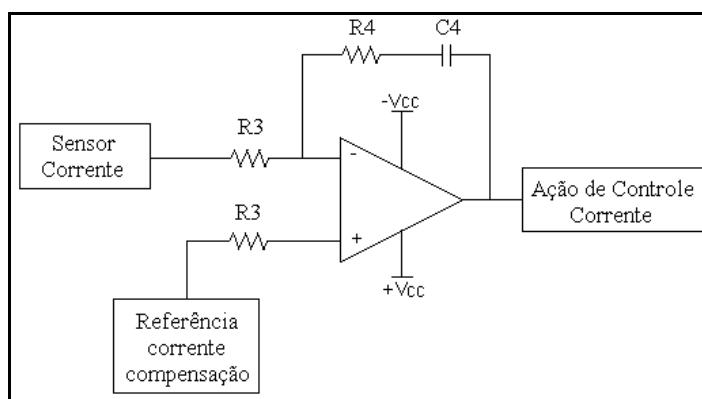


Fig. 2.10 – Esquema do controlador de corrente.

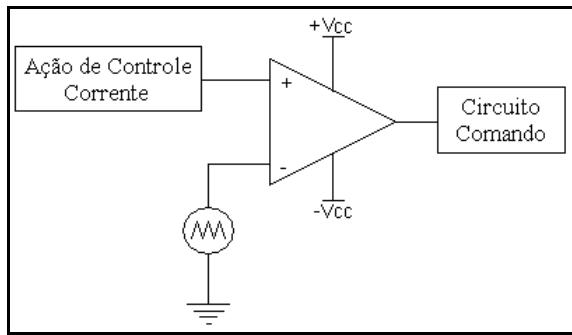


Fig. 2.11 - Circuito comparador PWM.

2.3.7 - Circuito de Comando

Na Fig. 2.12 é apresentado o esquema lógico de comando das chaves do inversor PWM do tipo VSI operando como compensador, adotado neste trabalho. O primeiro bloco de comparadores será utilizado para gerar os pulsos que determinam se a referência de corrente de compensação em cada fase é positiva ou negativa. O segundo bloco de comparadores tem a função de distinguir erro positivo e erro negativo, pois quando a referência de corrente de compensação é negativa, o erro negativo é que deve atuar no chaveamento e vice-versa, conforme pode ser constatado na Fig. 2.3. Em seguida, é realizada a operação lógica “E” dos respectivos sinais de saída de ambos os blocos de comparadores, determinando assim o sinal de controle de cada uma das chaves do inversor, para o braço correspondente. Por último tem-se um estágio de amplificação e isolamento dos pulsos, gerando o sinal de gatilho propriamente dito para as respectivas chaves.

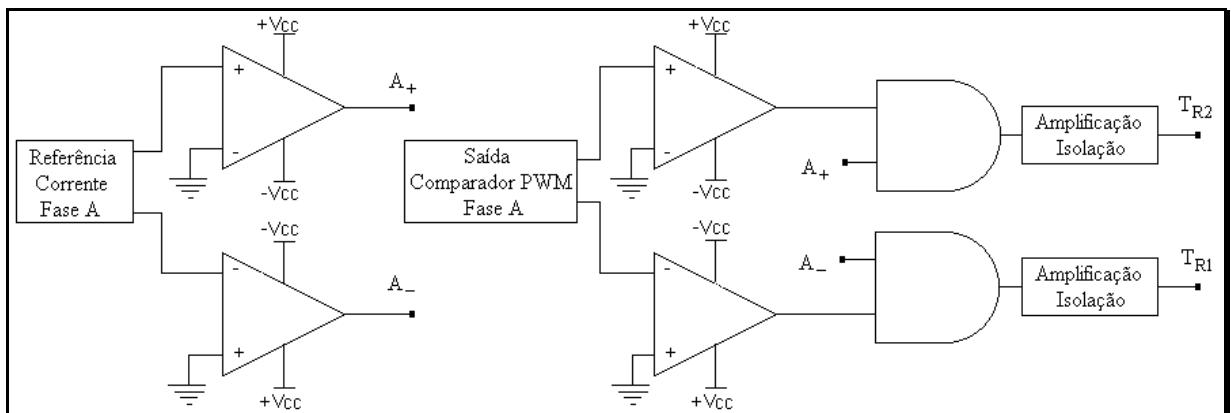


Fig. 2.12 - Esquema lógico de comando das chaves do filtro ativo paralelo.

2.4 – DIAGRAMA ESQUEMÁTICO DO CIRCUITO DE POTÊNCIA E DE CONTROLE

Na seqüência será apresentado o diagrama esquemático utilizado na simulação, referente ao circuito de potência e a cada um dos blocos do circuito de controle, afim de desempenharem as suas respectivas funções, conforme apresentados e discutidos anteriormente.

2.4.1 – Circuito de Potência

Na Fig. 2.13 é mostrado o diagrama esquemático completo do circuito de potência utilizado na simulação, para fins de modelagem do circuito de controle, considerando a operação do sistema em estudo como filtro ativo paralelo. Neste diagrama está inserido o equivalente de Thevenin da rede elétrica, o circuito de potência do filtro ativo paralelo e um retificador não-controlado como carga.

Os parâmetros adotados para a fonte e para o conversor na simulação, foram os descritos a seguir. Fonte: $V_{LL}=220V(\text{rms})$; $f_S=60\text{Hz}$; $L_S=2\text{mH}$; $R_S=0,4\Omega$; $S_{CC} = 57\text{kVA}$ (nível de curto-circuito local). Conversor: $L_i=10\text{mH}$; $C_{dc}=800\mu\text{F}$; $V_{dc}=500\text{V}$ e $f_t=3\text{kHz}$.

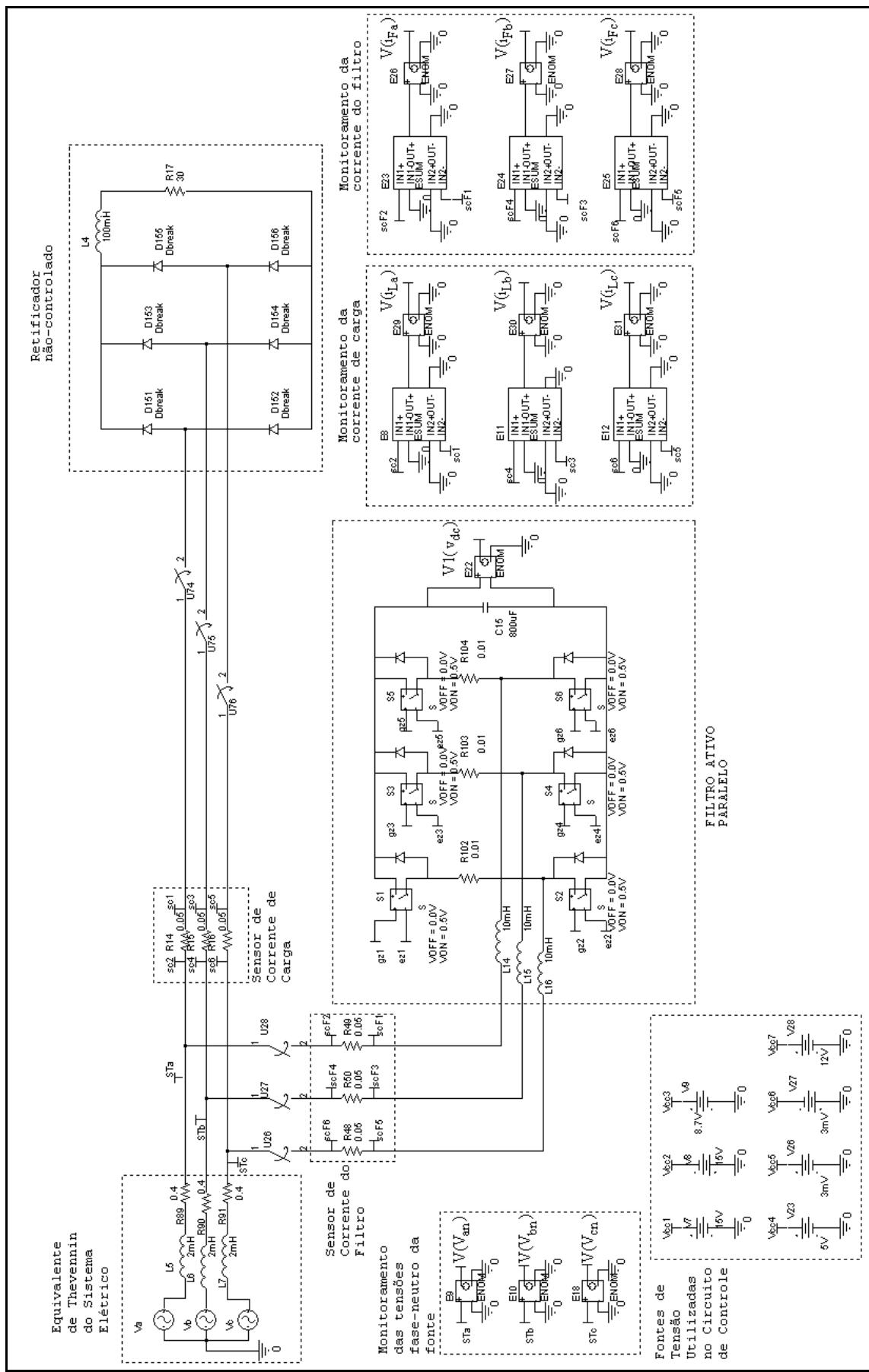


Fig. 2.13 – Diagrama esquemático do circuito de potência do sistema analisado.

2.4.2 - Circuito de Controle

O objetivo deste item é apresentar de forma detalhada o circuito de controle por fase, utilizado na simulação. Ele foi projetado a partir do diagrama de blocos da Fig. 2.5, das considerações teóricas feitas anteriormente, e também análises por meio de simulação. A freqüência de chaveamento adotada é de 3kHz. Esta freqüência foi escolhida por ser múltiplo inteiro da freqüência da rede, e também o fato de que, aplicações com filtro ativo de potência no geral empregam uma baixa freqüência de chaveamento devido ao nível de potência processada.

2.4.2.1 – Circuito Detector do Valor de Pico

Na Fig. 2.14 é apresentado o diagrama esquemático do circuito utilizado para fazer a detecção do valor de pico da componente fundamental da corrente de carga, a nível de circuito de controle, em uma das fases. Ele consiste de um filtro ativo do tipo *butterworth* de 2^a ordem (dois pólos e taxa de atenuação 40dB/década) e um retificador de precisão com um filtro passa-baixa conectado à sua saída. $V(i_{La})$ é o sinal de tensão relativo à amostra da corrente de carga na fase A, obtido conforme indicado no circuito da Fig. 2.13. Foi admitido na simulação $V(i_{La}) = 0,05 * i_{La}$. O sinal de tensão na saída deste circuito, $V(i_{La})_{lp}$, corresponde ao valor de pico da componente fundamental de $V(i_{La})$.

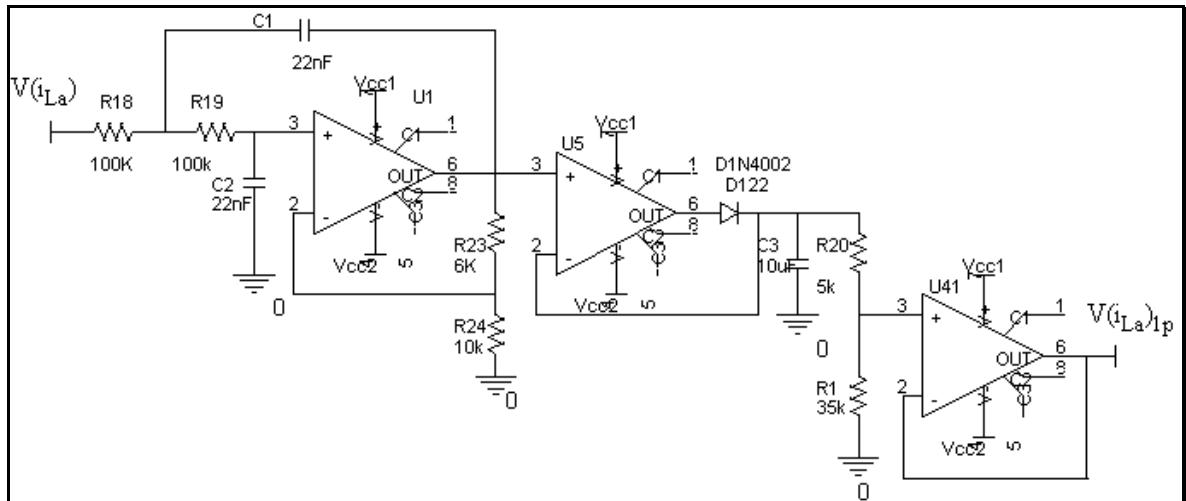


Fig. 2.14 – Circuito de detecção do valor de pico.

De maneira geral este circuito apresenta um baixo desempenho em termos de tempo de resposta, com relação à redução de carga no circuito de potência. Entretanto, conforme mencionado anteriormente, o próprio sinal proveniente da malha de controle de tensão atua de maneira favorável na melhoria deste desempenho.

A freqüência de corte do filtro de entrada é obtida a partir da expressão (2.5).

$$f_c = \frac{1}{2\pi R_{18}C_1} = \frac{1}{2\pi R_{19}C_2} = \frac{1}{2\pi \cdot 100 \cdot 10^3 \cdot 22 \cdot 10^{-9}} = 72,3\text{Hz} \quad (2.5)$$

A Fig. 2.15 mostra as principais formas de onda associadas à operação deste circuito. Conforme pode ser observado, o filtro de entrada altera a amplitude e a fase de $V(i_{La})_1$, porém isto não influencia a aquisição do seu valor de pico, ou $V(i_{La})_{1p}$. Um ajuste de ganho do circuito da Fig. 2.14 é feito através do divisor resistivo formado por $R1$ e $R20$.

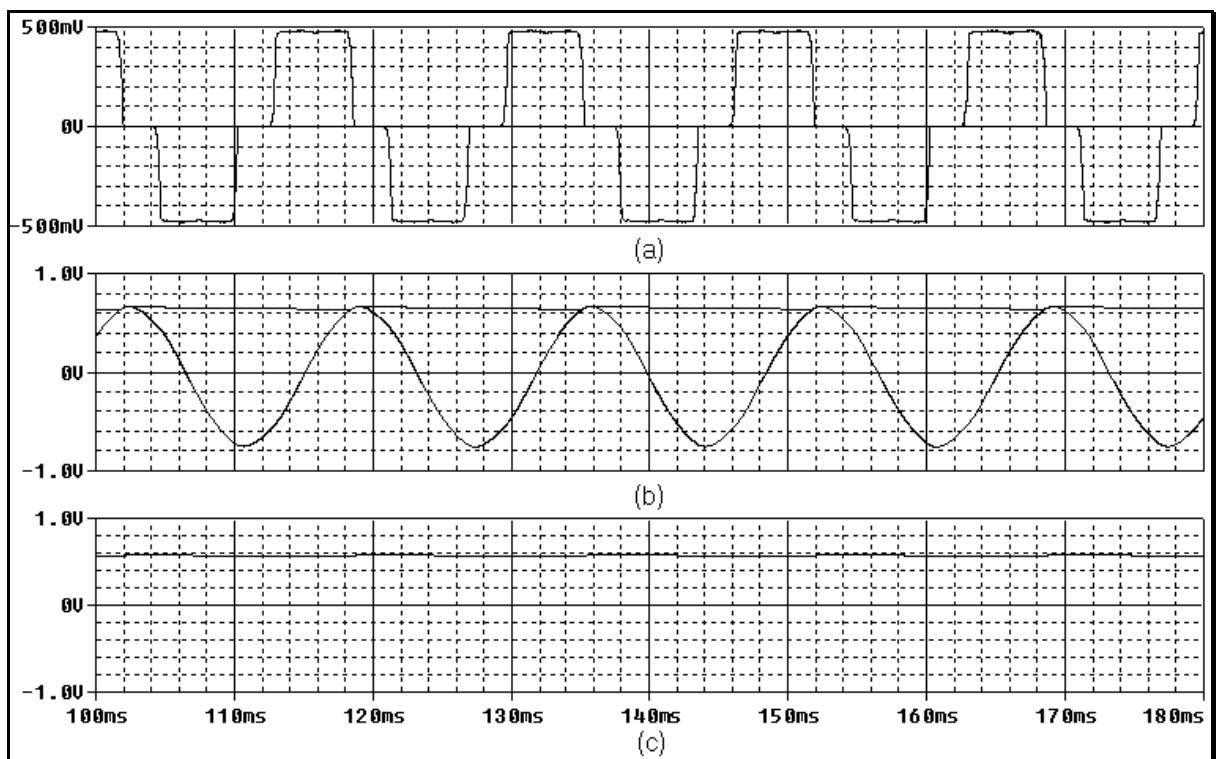


Fig. 2.15 – Principais formas de onda associadas ao circuito detector do valor de pico:
 (a) amostra da corrente de carga, $V(i_{La})$;
 (b) sinal de saída do filtro de entrada e respectivo valor de pico;
 (c) valor de pico da componente fundamental de $V(i_{La})$.

2.4.2.2 – Circuito de Sincronização

O circuito utilizado para sincronizar o valor de pico da componente fundamental de $V(i_{La})$, mais o sinal proveniente da malha de controle de tensão no barramento CC do filtro ativo, $V(v_c)$, com a respectiva tensão fase-neutro do circuito de potência é mostrado na Fig. 2.16. Ele consiste basicamente de um circuito somador e um circuito multiplicador.

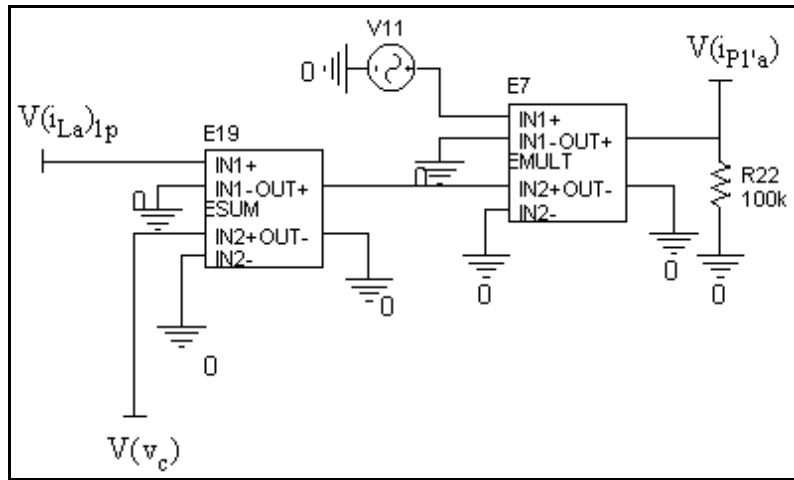


Fig. 2.16 – Circuito de sincronização.

A fonte de tensão $V11$ representa uma amostra $V(v_{an})$ da tensão fase-neutro correspondente, v_{an} , livre de distorção harmônica, sendo esta passível de ser obtida na prática, por exemplo, através de um circuito PLL.

O sinal associado à $V(i_{Pl'a})$ representa a componente ativa fundamental de corrente gerada pelo circuito de controle na fase A. No caso, é importante observar que esta componente é obtida de forma indireta pelo circuito de controle, através da atuação do sinal, $V(v_c)$, que é proporcional a ação de controle da malha de tensão. Esta mesma componente, porém referida ao circuito de potência, pode ser calculada com base no ganho utilizado no monitoramento das correntes de linha, ou seja, $V(i_{Pl'a}) = 0,05 * i_{Pl'a}$.

Consequentemente, em regime permanente, admitindo-se a operação “ideal ou sem perdas” do filtro ativo paralelo, $i_{Pl'a}$ deve ser igual à $i_{Pl'a}$.

O sinal associado à $V(v_c)$ foi obtido a partir do circuito da Fig. 2.17. Conforme pode ser observado, na malha de controle de tensão foi utilizado um controlador PI. O seu sinal de saída, v_c , foi grampeado positivamente e negativamente, entre $\pm 10V$. Além disso, foi utilizado um divisor resistivo na saída do controlador. Assim, o sinal $V(v_c)$ é grampeado entre $\pm 10 * (3/103)$ Volts. Esta medida tem como objetivo compatibilizar os valores máximo e mínimo do sinal processado pela malha de tensão, com aqueles relativos à malha de controle de corrente.

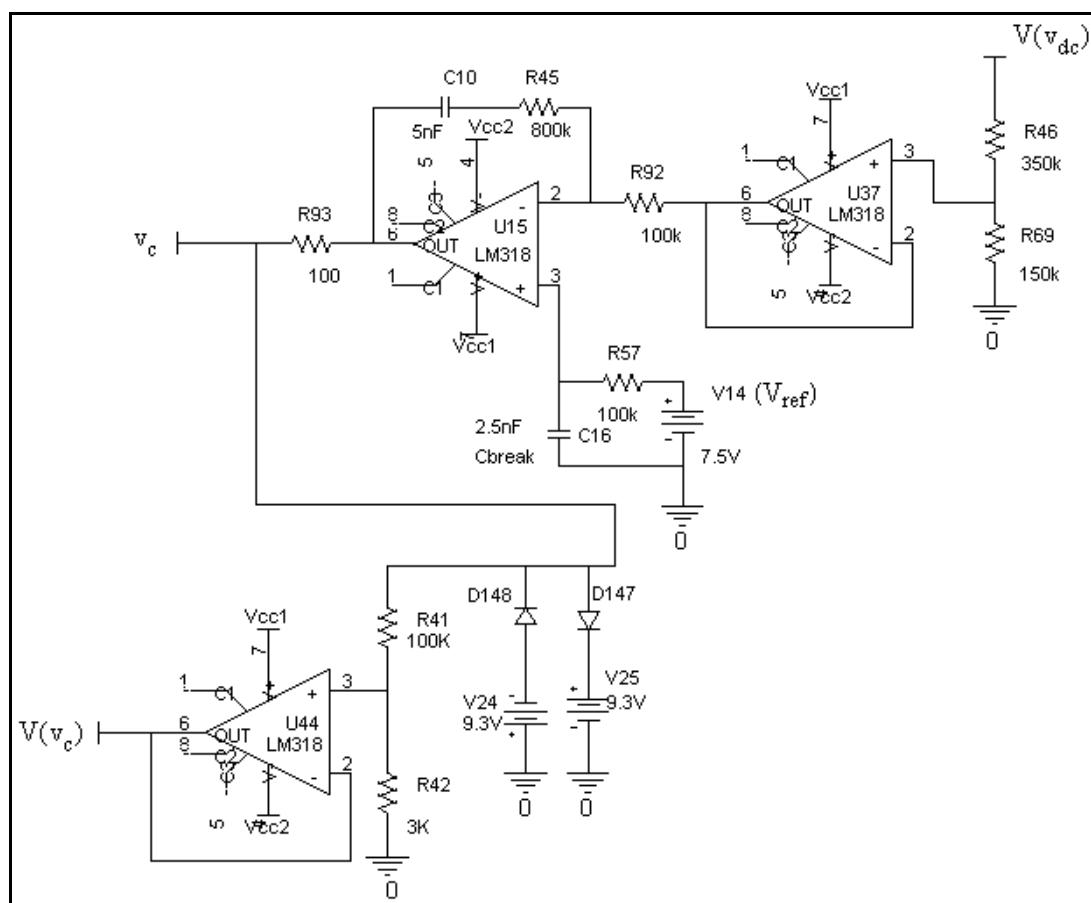


Fig. 2.17 – Circuito relativo à malha de controle da tensão no barramento CC.

No caso, admitindo a operação ideal do conversor, ou desprezando-se suas perdas operacionais, a amplitude adequada do sinal $V(v_c)$ de regime permanente é aquela que permite calcular indiretamente, a componente ativa fundamental da corrente de carga,

conforme indicado no circuito da Fig. 2.16. Porque somente assim o sistema permanecerá estável, ou seja, com a tensão no barramento CC constante, a menos de um pequeno “ripple”.

De acordo com a Fig. 2.17, pode ser verificado também que os ganhos proporcional (K_p) e integral (K_i) do controlador PI utilizado nesta malha, foram respectivamente:

$$K_p = \frac{R_{45}}{R_{92}} = \frac{800K}{100K} = 8 \quad (2.6)$$

$$K_i = \frac{1}{R_{92} \cdot C_{10}} = \frac{1}{100 \cdot 10^3 \cdot 5 \cdot 10^{-9}} = 2000 \text{ rad/s}. \quad (2.7)$$

Vale lembrar que essas expressões de ganho são obtidas a partir da função de transferência do controlador.

Uma vez modelado o sistema como um todo (PSpice), os valores de ganho para K_p e K_i mencionados anteriormente foram ajustados de maneira interativa e não aleatória por meio de simulação. Além disso, foram consideradas nesta análise algumas premissas, como o fato de que a parte proporcional do controlador é responsável por sua resposta de alta freqüência, e a parte integral por sua resposta de baixa freqüência, ou o erro de regime permanente. Também, de certa forma, quanto maiores esses ganhos, maior a sensibilidade do controlador. Tais fatos podem ser averiguados a partir da análise da função de transferência do controlador em questão.

Na simulação foi adotada uma amostra de tensão no barramento CC de $V(v_{dc}) = 0,05 * v_{dc}$. Consequentemente, o valor da tensão de referência (V_{Ref}) para o circuito de controle, referente ao valor médio requerido para v_{dc} em regime permanente, V_{dc} , é dado por $V_{Ref} = (150 / 500) * V(V_{dc})$, ou $V_{Ref} = (150 / 500) * 0,05 * V_{dc}$.

As principais formas de onda associadas a esta parte do circuito de controle são apresentadas na Fig. 2.18.

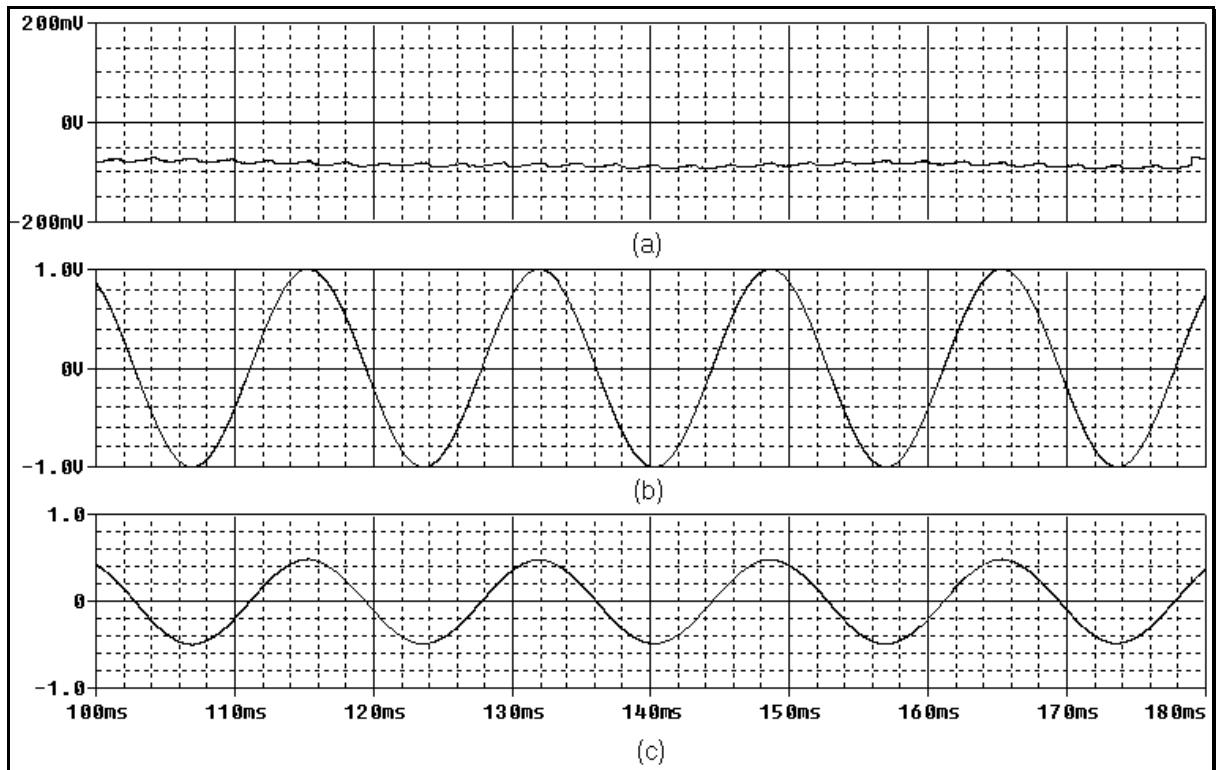


Fig. 2.18 – Formas de onda associadas ao circuito de sincronismo:

- (a) sinal proveniente da malha de controle de tensão;
- (b) sinal senoidal sincronizado com a respectiva tensão fase-neutro (V_{11});
- (c) componente ativa fundamental da corrente de carga gerada pelo circuito de controle.

2.4.2.3 – Determinação da Referência de Corrente de Compensação

O circuito utilizado para determinar a referência de corrente na fase A, para o filtro ativo, $V(i_{Ref.a})$, Fig. 2.19, é fundamentado na equação (2.3). No final desta etapa é incluído um bloco de comparadores, cuja finalidade é auxiliar a lógica de comando das chaves do inversor, de acordo com o sinal da respectiva referência de corrente no tempo. Assim, $V(i_{Ref.a})_+$ e $V(i_{Ref.a})_-$ representam o sinal de tensão relativo à parte positiva e negativa de $V(i_{Ref.a})$, respectivamente. Em outras palavras, esses níveis lógicos provenientes dos comparadores são importantes, pois, o que determina se é a chave superior ou inferior de um dado braço do inversor que deve operar, é exatamente o sinal da referência de corrente associada à fase que se encontra conectada neste mesmo braço. As formas de onda relativas a esta parte do circuito de controle são mostradas na Fig. 2.20.

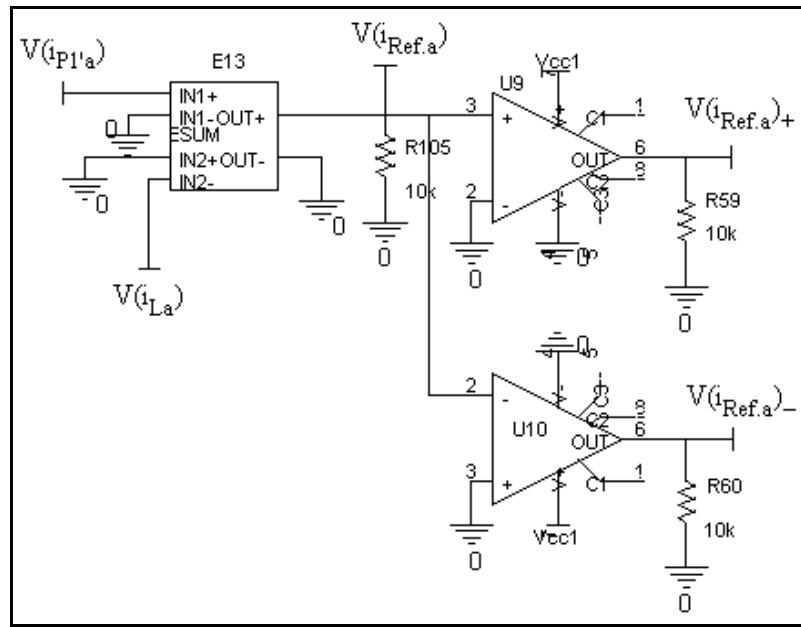


Fig. 2.19 – Circuito para determinação da referência de corrente para o filtro ativo.

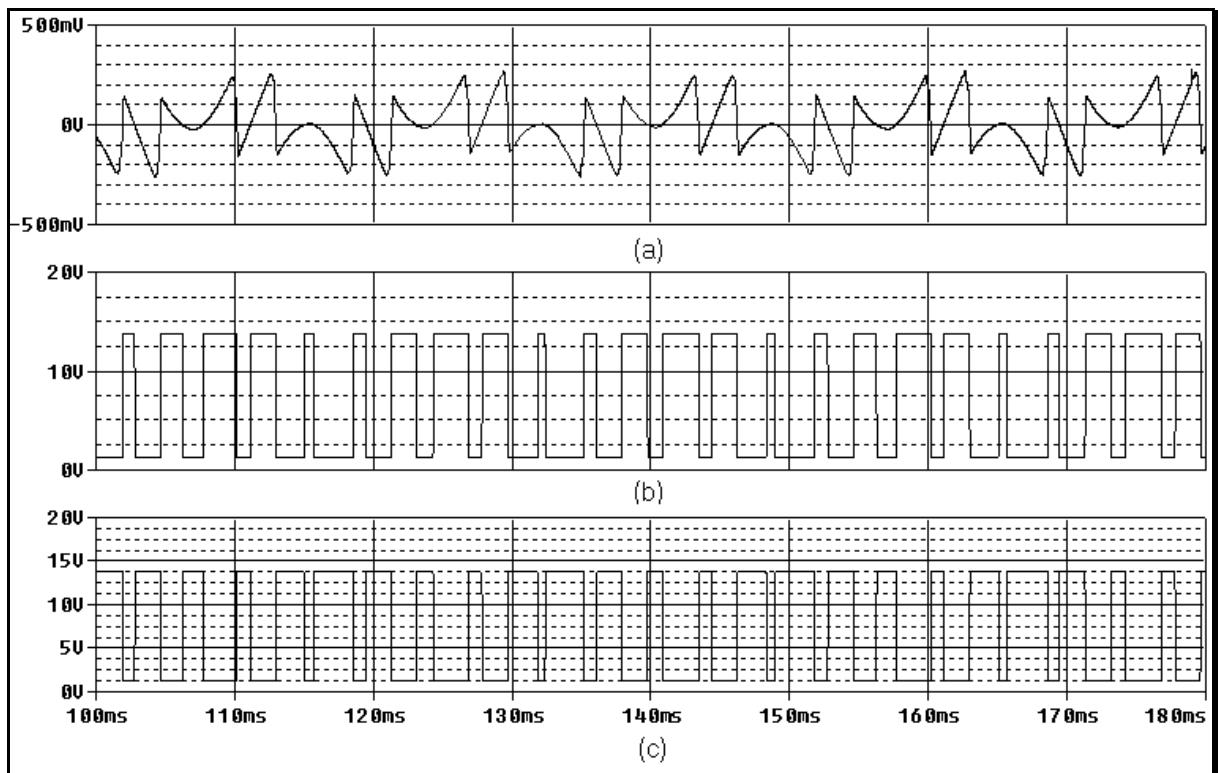


Fig. 2.20 – Formas de onda inerentes ao circuito para obtenção da referência de corrente para o filtro ativo:

- (a) referência de corrente na fase A;
- (b) sinal de tensão relativo à parte positiva da referência de corrente na fase A;
- (c) sinal de tensão relativo à parte negativa da referência de corrente na fase A.

2.4.2.4 – Circuito Controlador de Corrente e Circuito Comparador

Conforme apresentado na Fig. 2.21, o controle de corrente é obtido pela comparação de uma amostra da corrente a ser imposta com a respectiva referência de corrente, no caso, $V(i_{Fa})$ e $V(i_{Ref.a})$, através de um controlador PI. O sinal de tensão relativo à ação de controle da malha de corrente na fase A, $V[V(i_{Ref.a}) - V(i_{Fa})]$, é comparado com uma portadora triangular, diferente do que ocorre na estratégia de controle PWM convencional, onde o próprio sinal de referência é comparado com a portadora triangular. Desse modo, $V_{PWM.a}$ é o sinal de controle PWM para as chaves do braço do conversor conectado à fase “a”.

Com base na Fig. 2.21, pode ser verificado que os ganhos proporcional e integral do controlador PI utilizado na malha de controle de corrente, são respectivamente:

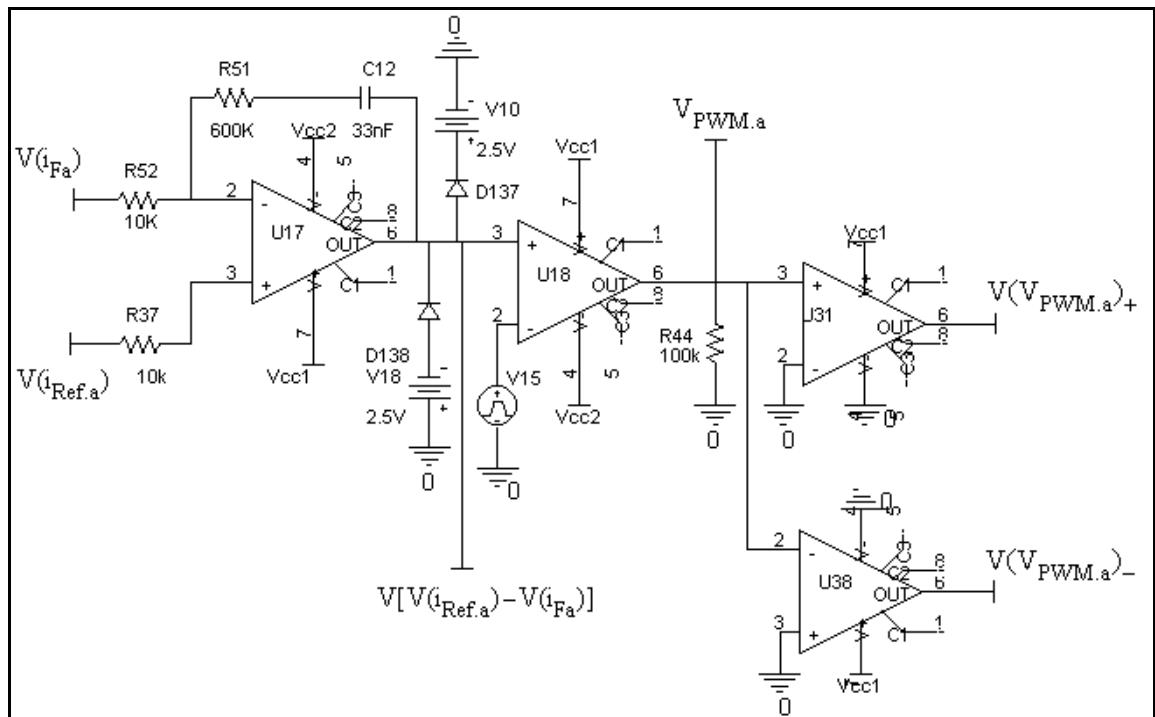


Fig. 2.21 – Circuito controlador de corrente e circuito comparador.

$$K_p = \frac{R51}{R52} = \frac{600K}{10K} = 60 \quad (2.8)$$

$$K_i = \frac{1}{R52 \cdot C12} = \frac{1}{10 \cdot 10^3 \cdot 33 \cdot 10^{-9}} = 3000 \text{ rad/s} \quad (2.9)$$

Os ganhos K_p e K_i do controlador de corrente citados anteriormente foram escolhidos de maneira análoga ao realizado para a malha de controle de tensão, até que a variável controlada apresentasse uma resposta satisfatória para a aplicação em questão.

$V(V_{PWM.a})_+$ e $V(V_{PWM.a})_-$ são os sinais de tensão relativo à parte positiva e negativa de $V_{PWM.a}$, respectivamente.

As formas de onda relevantes são mostradas na Fig. 2.22. Pode ser observado que a amplitude da portadora triangular utilizada neste caso é de 3,5V.

A limitação da amplitude máxima (positiva e negativa) do sinal na saída do controlador PI tem como objetivo neste caso, limitar a razão cíclica (D) máxima das chaves, sendo que neste caso a mesma foi limitada em $D=3,2/3,5=0,91$, com base na Fig. 2.21. Ainda na Fig. 2.21, o bloco de comparadores utilizado na saída do circuito controlador de corrente tem como objetivo distinguir erro positivo e erro negativo, uma vez que, conforme análise da Fig. 2.3, caso a referência de corrente seja positiva, o erro positivo é que deve atuar no chaveamento, caso contrário, ou seja, referência negativa, o erro negativo é que deve atuar.

A portadora triangular pode ser obtida, por exemplo, através do circuito apresentado na Fig. 2.24. Ele é composto por um oscilador de relaxação mais um circuito integrador em série. Adicionalmente, poderia ser utilizado um amplificador inversor como estágio de saída deste circuito para ajustar corretamente a amplitude do sinal de saída no valor requerido pela aplicação. As principais formas de onda associadas à operação deste circuito são também apresentadas na Fig. 2.24. A freqüência de operação dele é definida pela equação (2.10). Ela depende da fração de realimentação da tensão de saída do oscilador (B), determinada pelos resistores R_5 e R_6 de acordo com a equação (2.11), bem como, da constante de tempo de carga e descarga do capacitor C_1 via resistor R_1 , como mostrado na Fig. 2.24.

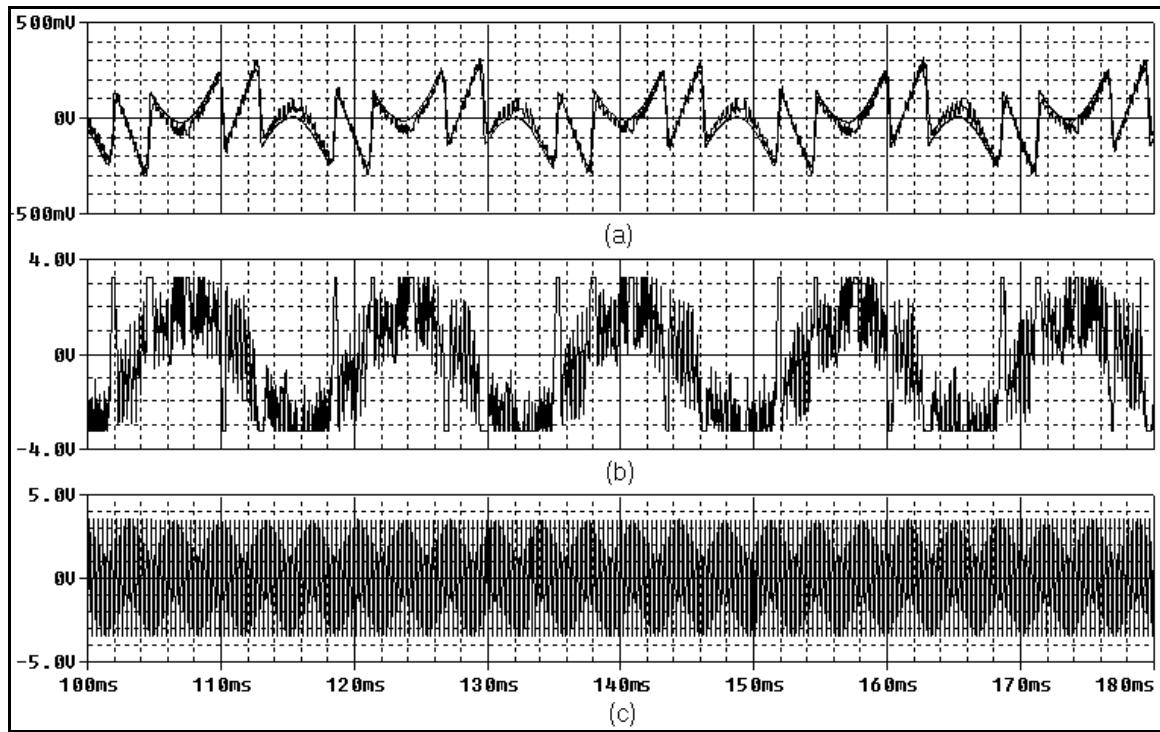


Fig. 2.22 – Formas de ondas associadas ao circuito controlador de corrente:
 (a) superposição de uma amostra de corrente do filtro e da respectiva referência de corrente;
 (b) sinal na saída do controlador PI correspondente;
 (c) portadora triangular.

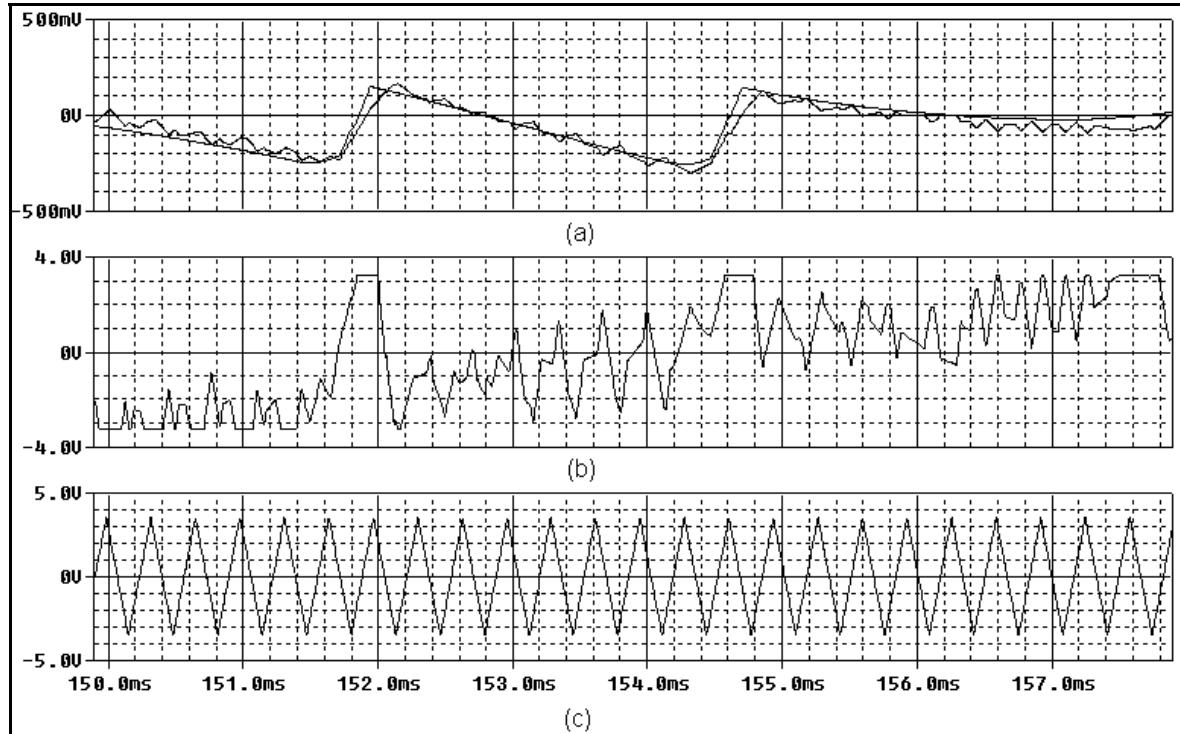


Fig. 2.23 – Detalhamento relativo à Fig. 2.22.

$$f_t = \frac{1}{2R_1C_1 \ln\left(\frac{1+B}{1-B}\right)} \quad (2.10)$$

$$B = \frac{R_5}{R_5 + R_6} \quad (2.11)$$

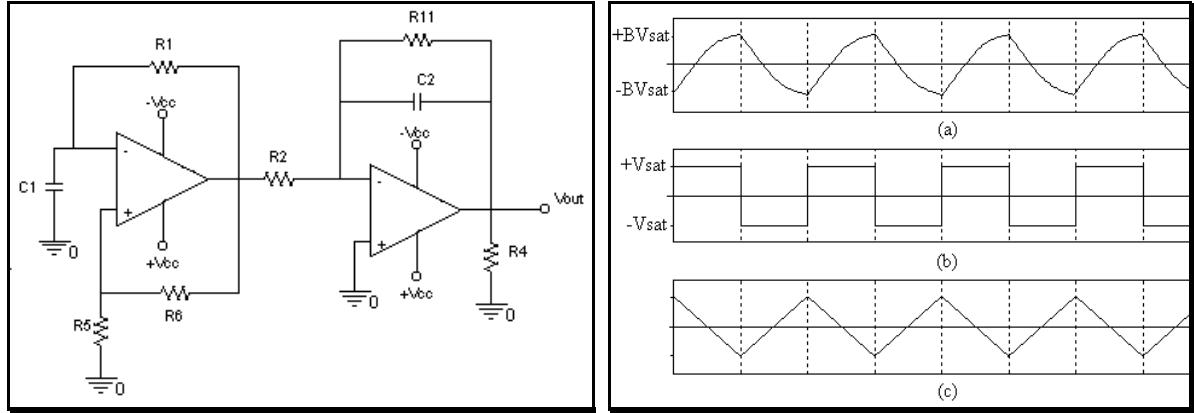


Fig. 2.24 – Exemplo circuito gerador de onda triangular:

- (a) forma de onda de tensão em C1;
- (b) forma de onda de tensão na saída do oscilador de relaxação;
- (c) forma de onda de tensão na saída do integrador.

2.4.2.5 – Determinação do Sinal de Comando das Chaves

Na Fig. 2.25 é apresentado o diagrama esquemático do circuito utilizado para determinação do sinal de comando das chaves de um dado braço do compensador, neste caso, as chaves 5 e 6, de acordo com o diagrama esquemático mostrado na Fig. 2.13.

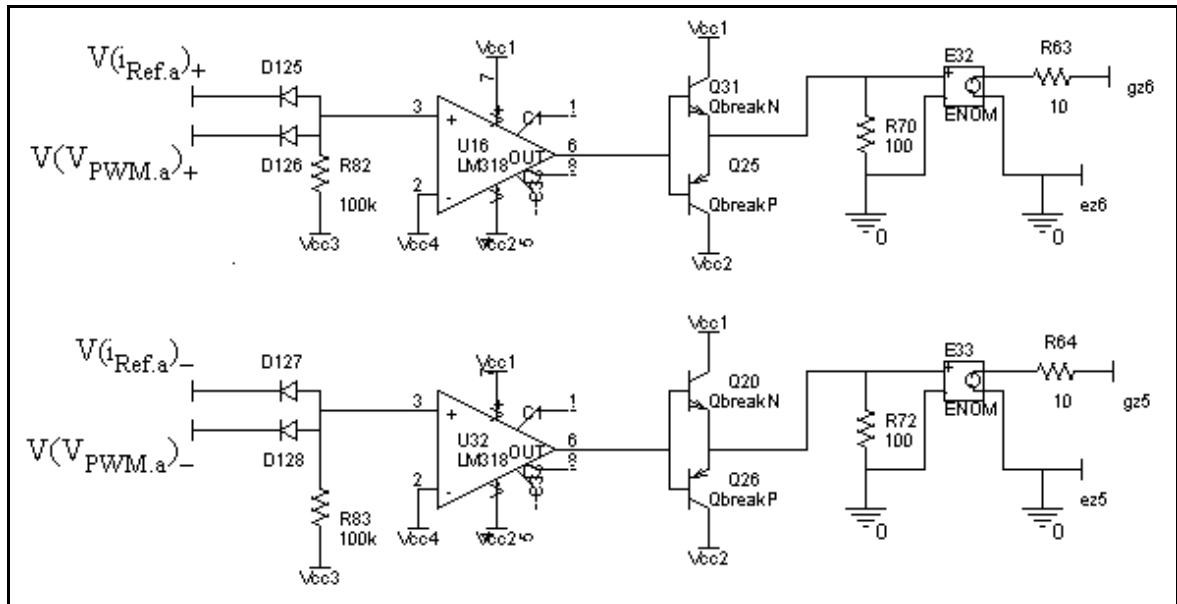


Fig. 2.25 – Circuito para determinação do sinal de comando das chaves de um braço do filtro ativo paralelo.

Conforme pode ser observado, o mesmo é obtido a partir da operação lógica “E” entre o sinal de tensão que determina se a referência de corrente de compensação é positiva ou negativa, e o correspondente sinal de tensão referente ao controle PWM das chaves, apresentado no item anterior.

2.5 – ALGUMAS CONSIDERAÇÕES DE PROJETO

2.5.1 - Capacitor no Lado CC

O valor do capacitor a ser utilizado no lado CC do inversor é extremamente dependente da aplicação em questão, bem como, do tempo de resposta da malha de controle de tensão, devendo ambos ser considerados em combinação. Exemplos de projeto deste capacitor podem ser encontrados, por exemplo, nas referências [2] e [3].

2.5.2 - Indutor de Interligação

A determinação do valor do indutor de interligação do inversor com a rede elétrica (L_i), como indicado na (Fig. 2.2), para a fase i ($i=a, b, c$), pode ser feita com base na equação (2.12), apresentada em [3]. Esta equação é obtida baseada na consideração de que a derivada máxima de corrente em L_i , deve ser inferior à inclinação da forma de onda triangular.

$$L_i > \frac{V_{in} + 0,5V_{dc}}{4\xi f_t} \quad (2.12)$$

Onde:

f_t - freqüência de chaveamento;

ξ - amplitude da forma de onda triangular;

V_{in} – valor de pico da tensão fase-neutro na fonte;

V_{dc} - valor médio de v_{dc} em regime permanente.

Admitindo-se os valores dos parâmetros adotados na simulação, pode ser encontrado um valor de 10mH, conforme já indicado no item 2.4.1.

2.5.3 - Malha de Controle de Tensão e Corrente

Controladores do tipo proporcional-integral foram utilizados nas malhas de controle de tensão e corrente por apresentarem uma boa resposta dinâmica e também erro de regime permanente nulo.

Tipicamente a malha de corrente é rápida, porque é ela que define a resposta transitória do filtro ativo. Por outro lado o tempo de resposta da malha de controle de tensão não precisa ser rápido, sendo ajustada para ser pelo menos dez vezes mais lenta que a malha de corrente. Assim, estas duas malhas de controle podem ser desacopladas e projetadas como dois sistemas independentes.

2.6 - RESULTADOS DE SIMULAÇÃO

Neste item são apresentados vários resultados obtidos por simulação.

O objetivo é avaliar o desempenho do sistema em estudo considerando-se sua operação como filtro ativo paralelo, cujo circuito de potência em questão é aquele da Fig. 2.13, e o circuito de controle aquele discutido e apresentado anteriormente. Neste caso são utilizados como carga CA, retificadores trifásicos a diodos de seis pulsos, incluindo os diferentes tipos de filtro conectados à sua saída, por ser esta a carga não-linear de potência mais comumente encontrada nas redes elétricas. As ordens harmônicas inerentes à corrente de alimentação destas cargas são expressas de acordo com a equação (2.13).

$$h = 6K \pm 1 \quad (2.13)$$

Onde:

h – ordem harmônica;

K – inteiro (1, 2, 3...).

A distorção harmônica total percentual de corrente ou tensão (do inglês “*total harmonic distortion*”) em um dado ponto de um sistema elétrico é definida de acordo com a equação (2.14).

$$\% \text{THD} = \frac{\sqrt{\sum X_h^2}}{X_1} \cdot 100 \quad (2.14)$$

Onde:

X_h – componente harmônica de corrente ou tensão de ordem h (valor de pico ou eficaz);

X_1 – componente fundamental de corrente ou tensão (valor de pico ou eficaz).

O fator de potência de uma dada carga genérica presente no sistema elétrico é definido de acordo com a equação (2.15), admitindo-se a sua tensão de alimentação puramente senoidal.

$$FP = \frac{\cos \phi_1}{\sqrt{1 + THD_i^2}} \quad (2.15)$$

Onde:

$\cos \phi_1$ – fator de deslocamento (defasagem entre tensão e corrente fundamental);

THD_i – distorção harmônica total de corrente definida a partir da equação (2.14).

O estágio de saída de um retificador pode apresentar característica de fonte de tensão ou de fonte de corrente, dependendo das exigências da aplicação em questão. A caracterização do estágio de saída é feita a partir do tipo de filtro utilizado. Por exemplo, se é desejada característica de fonte de corrente na saída, utiliza-se um indutor como filtro de saída, de forma que a corrente seja praticamente constante, conforme apresentado na Fig. 2.26. Por outro lado, se é desejada característica de fonte de tensão na saída, utiliza-se um capacitor em paralelo com a carga, de forma que a tensão de saída seja praticamente constante, conforme apresentado na Fig. 2.27.

Um outro tipo de filtro encontrado na prática é a combinação dos dois tipos anteriores, ou seja, um filtro LC, conforme apresentado na Fig. 2.28. Este tipo de filtro é muito comum, por exemplo, em aplicações como UPS's (do inglês “*uninterruptible power*

“supplies”) do tipo “on-line” e “off-line”, e controladores de velocidade variável (ASD’s) (do inglês “adjustable speed drivers”).

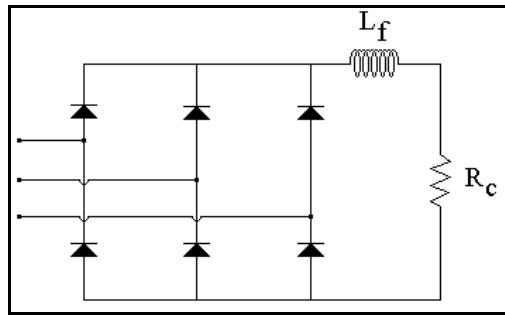


Fig. 2.26 – Retificador não-controlado com filtro indutivo.

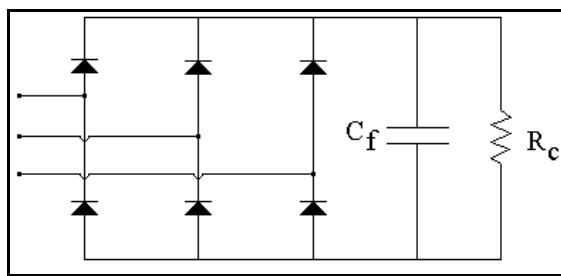


Fig. 2.27 – Retificador não-controlado com filtro capacitivo.

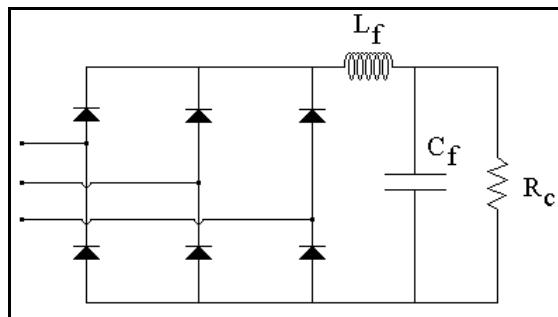


Fig. 2.28 – Retificador não-controlado com filtro LC.

É importante ressaltar que as especificações dos valores dos elementos do filtro de saída variam de acordo com a potência máxima da carga conectada à saída do retificador, bem como dos limites máximos de “ripple” de tensão e/ou corrente admissíveis para a aplicação em questão.

Em todos os casos analisados neste item, foi utilizada uma mesma carga resistiva ($R_c=20$ ohms) conectada à saída do retificador, ocorrendo diferenciação apenas no tipo de filtro utilizado na sua saída. A potência associada a esta carga é da ordem de 3kW.

2.6.1 - Filtro Indutivo ($L_f=100\text{mH}$)

Considerando a utilização de um filtro indutivo na saída do retificador, na Fig. 2.29 são apresentadas as principais formas de ondas associadas à operação do conjunto carga+filtro. Nas Figs. 2.30, 2.31 e 2.32, são apresentados o espectro harmônico da corrente de carga, da corrente na fonte, bem como, da respectiva tensão fase-neutro no PAC, obtidas a partir da aplicação da FFT (do inglês “*Fast Fourier Transformer*”) às respectivas formas de ondas. Com base nestes dados, e ainda, na equação (2.14), pode ser verificado que as taxas de distorção harmônica total (THD_i) de corrente na carga e na fonte foram de 27,38% e 7,19% respectivamente. Por exemplo, com relação à 5^a harmônica houve uma redução de 86,4% em sua magnitude, já a 7^a harmônica, a redução foi de 81,93%. Com relação à tensão de fase, o nível de distorção harmônica total (THD_v) foi de 7,97%.

Conforme pode ser constatado, é notável a redução das componentes harmônicas de corrente na fonte se comparado à corrente de carga.

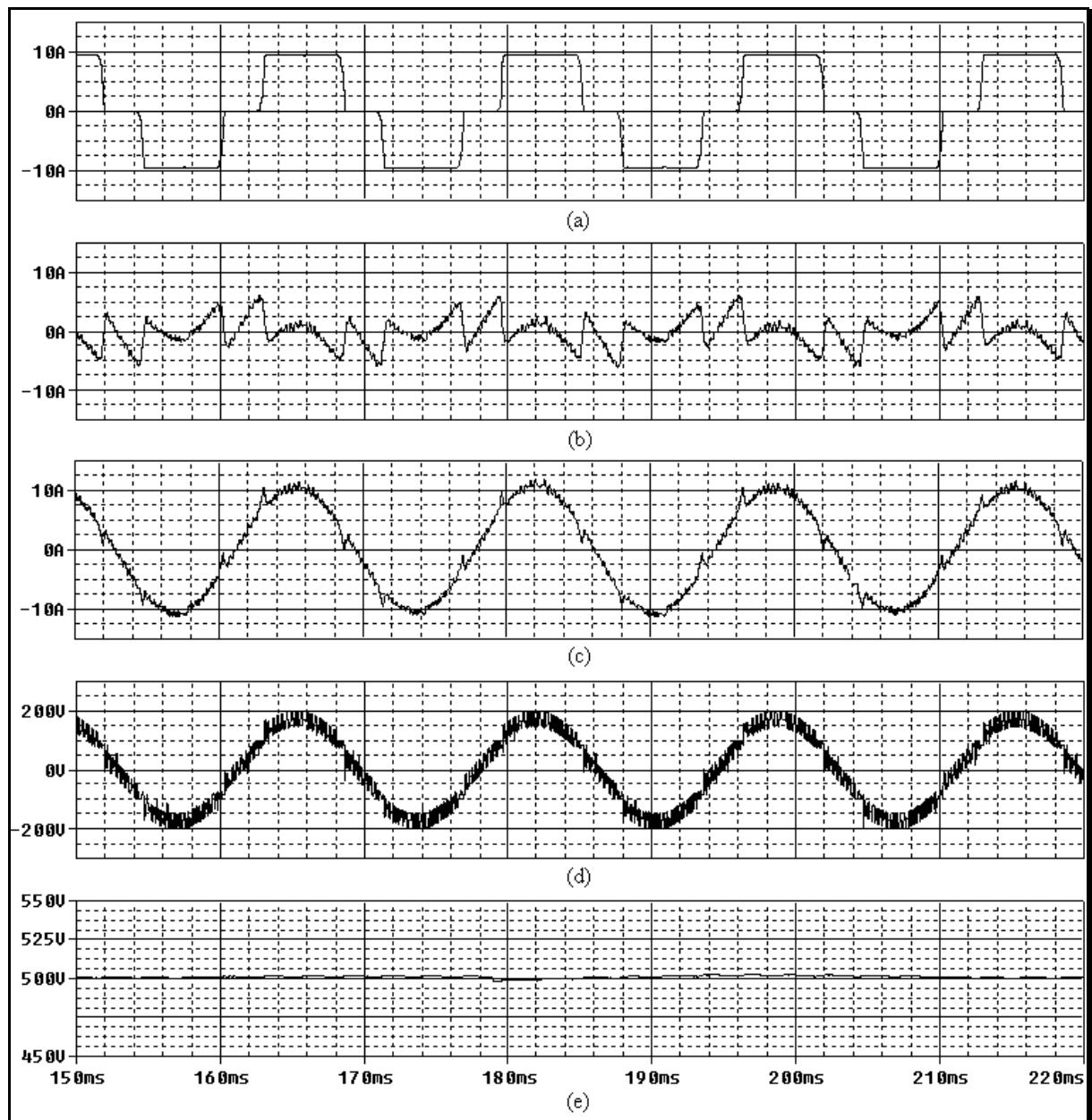


Fig. 2.29 – Formas de onda de tensão e corrente considerando um filtro indutivo na saída do retificador:

- (a) corrente de linha na carga;
- (b) corrente de linha do compensador;
- (c) corrente de linha na fonte;
- (d) tensão fase-neutro correspondente;
- (e) tensão no barramento CC do filtro ativo.

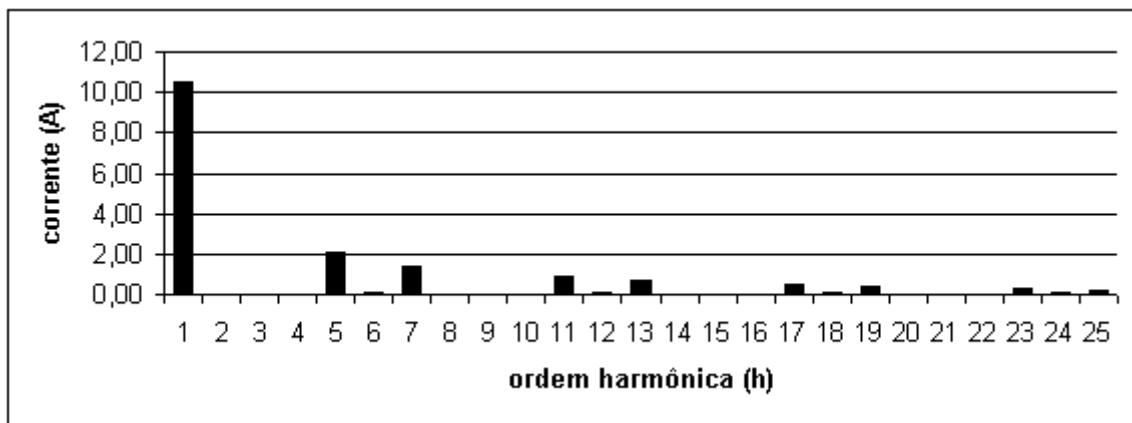


Fig. 2.30 – Espectro harmônico relativo à corrente de linha do retificador (Fig.2.29).

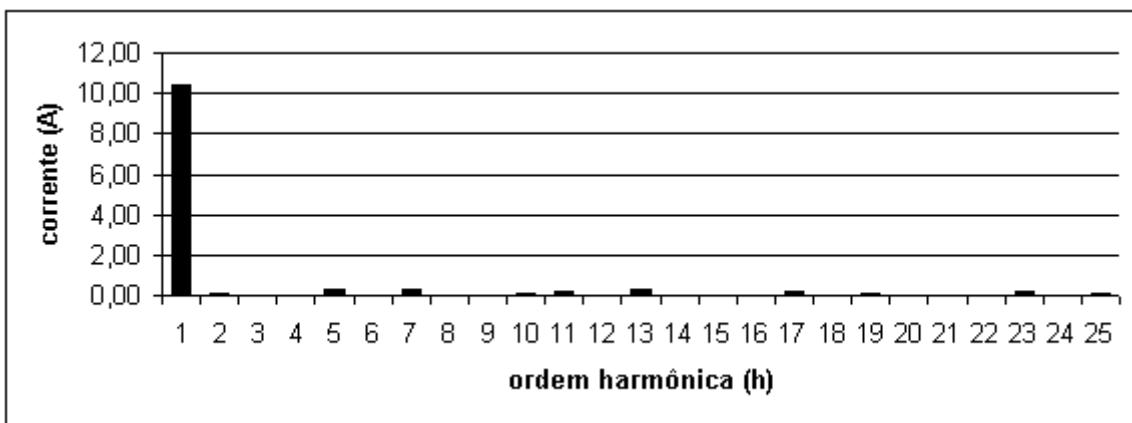


Fig. 2.31 – Espectro harmônico relativo à corrente de linha na fonte (Fig.2.29).

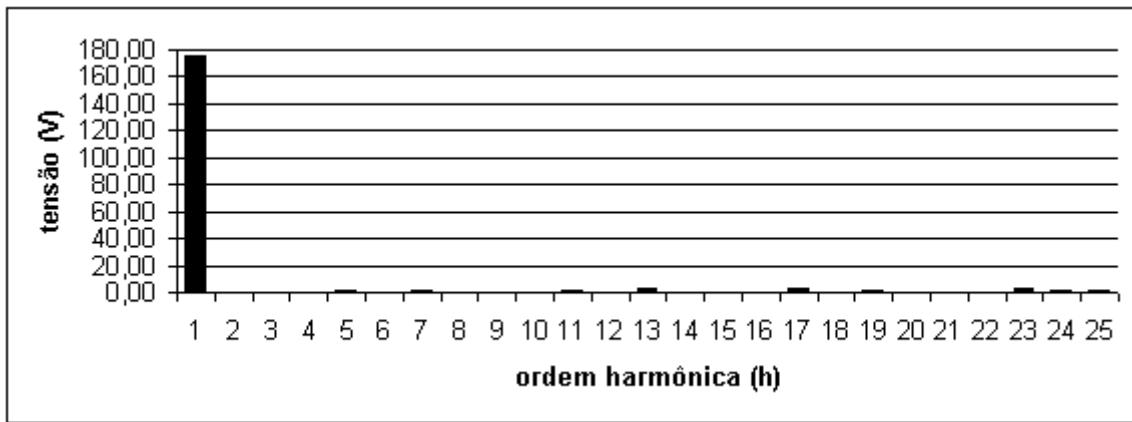


Fig. 2.32 – Espectro harmônico relativo à tensão fase-neutro na fonte (Fig.2.29).

As formas de onda apresentadas na Fig. 2.33 visam elucidar a entrada em operação do compensador, sendo que, conforme pode ser observado, foi considerado o capacitor no lado CC pré-carregado, ou seja, $V_{dc}=485V$. O “ripple” de tensão em alta freqüência observado na tensão da fonte, após a entrada em operação do compensador, é decorrente da interação

entre o “ripple” de corrente existente na parcela ativa fundamental de corrente absorvida pelo compensador, necessária para suprir as suas perdas, com a impedância equivalente do sistema, que devido à presença da indutância apresenta valores significativos em alta freqüência. Este fenômeno é agravado quanto maior o “ripple” de corrente e/ou menor o nível de curto-círcuito local, no ponto de instalação do equipamento.

É importante salientar que, em menor escala, há também o aparecimento de componentes harmônicas de tensão no PAC nas freqüências características associadas à operação da carga, conforme pode ser observado na Fig. 2.32. Isto ocorre devido à operação não ideal do compensador, ou em outras palavras, o conversor não consegue compensar 100% das componentes harmônicas da corrente de carga (veja Figs. 2.30 e 2.31), sendo desta forma inevitável a interação de uma dada parcela de componente harmônica da corrente de carga que não foi passível de ser compensada, com a impedância equivalente da rede.

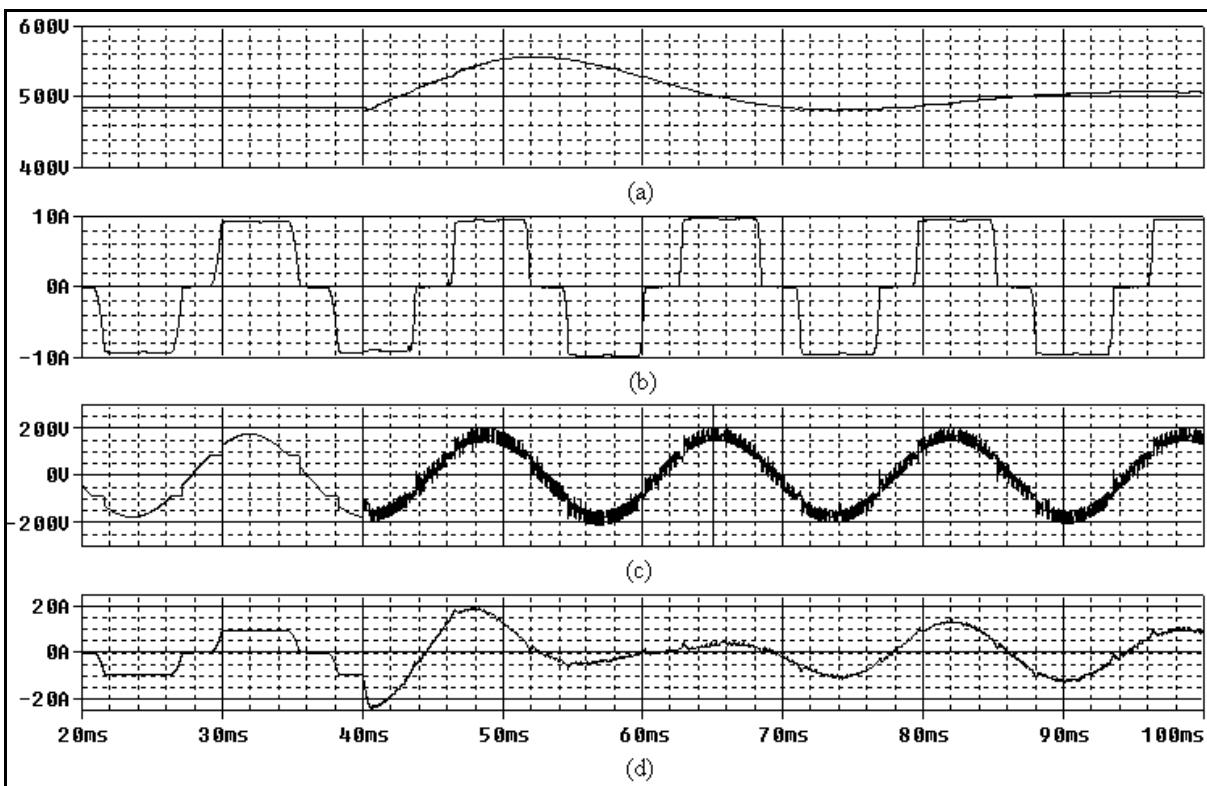


Fig. 2.33 – Resposta transitória do filtro ativo paralelo considerando a sua entrada em operação:

- (a) tensão no barramento CC;
- (b) corrente de linha na carga;
- (c) tensão fase-neutro correspondente;
- (d) corrente de linha na fonte.

Na Fig. 2.34 e 2.35 é mostrada a resposta dinâmica do sistema analisado, considerando-se um degrau de carga positivo e negativo, respectivamente, aplicado na saída do retificador não-controlado ($t=120\text{ms}$ e $t=230\text{ms}$). Em ambos os casos é possível constatar um bom desempenho da malha de controle de tensão e corrente do conversor, para os valores de ganhos utilizados nos mesmos.

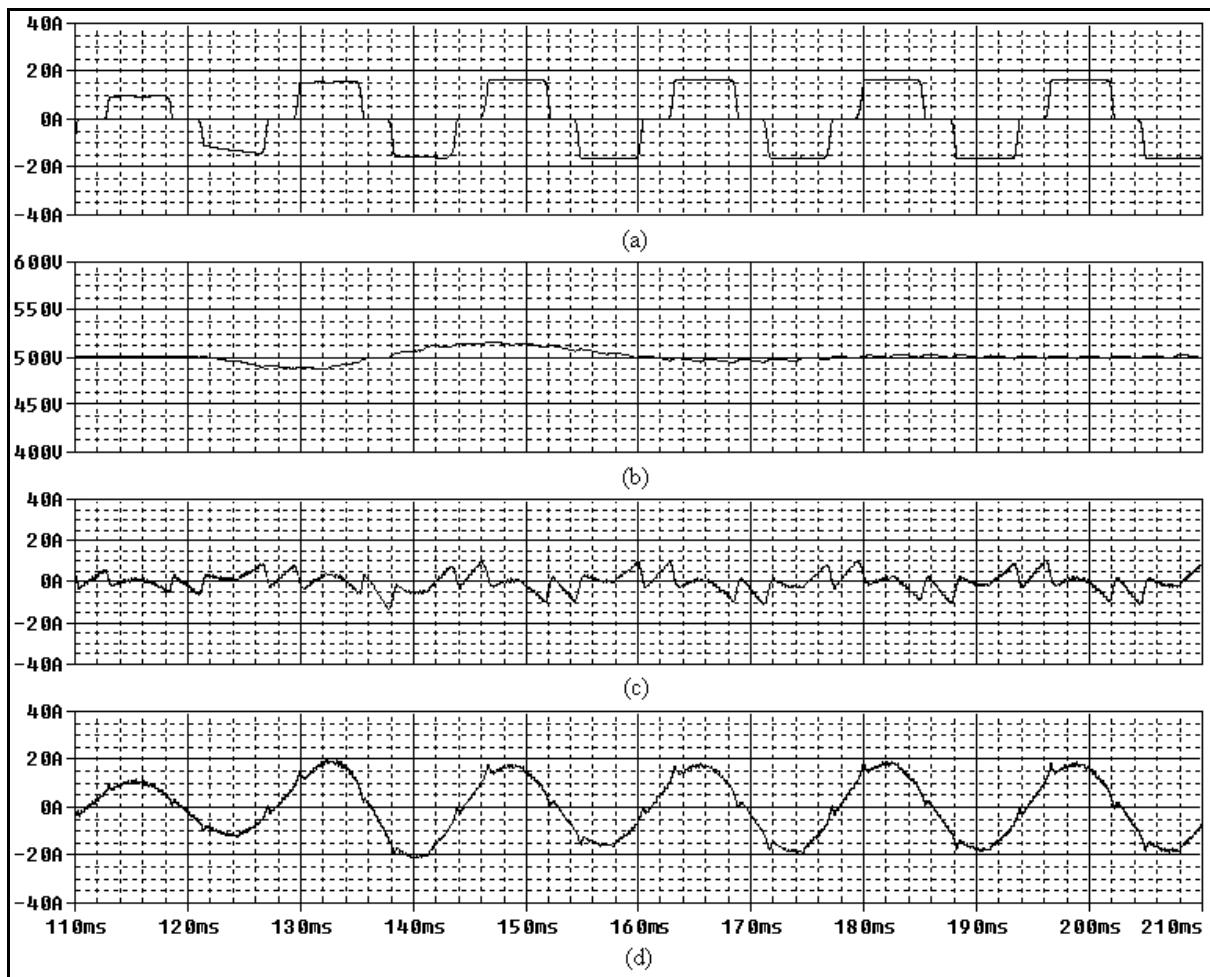


Fig. 2.34 – Resposta dinâmica do sistema para um degrau de carga CA positivo:
 (a) corrente de linha na carga CA;

- (b) tensão no barramento CC do conversor;
- (c) corrente de linha do conversor;
- (d) corrente de linha na fonte.

2.6.2 – Filtro Capacitivo ($C_f=700\mu\text{F}$)

Considerando o uso de um filtro capacitivo na saída do retificador, na Fig. 2.36 são apresentadas as principais formas de ondas obtidas. O espectro harmônico relativo à corrente de carga, corrente na fonte, bem como da tensão fase-neutro correspondente no PAC é

mostrado nas Figs. 2.37, 2.38 e 2.39, respectivamente. Com base nestes dados e na equação (2.14), pode ser verificado que os níveis de THD_i de corrente na carga e na fonte foram de 67,68% e 20,31% respectivamente. Como exemplo, a 5^a e 7^a harmônica sofreram uma redução de 74,8% e 62,9% respectivamente em suas amplitudes. Com relação à tensão no PAC, o nível de distorção harmônica total (THD_v) foi de 7,99%.

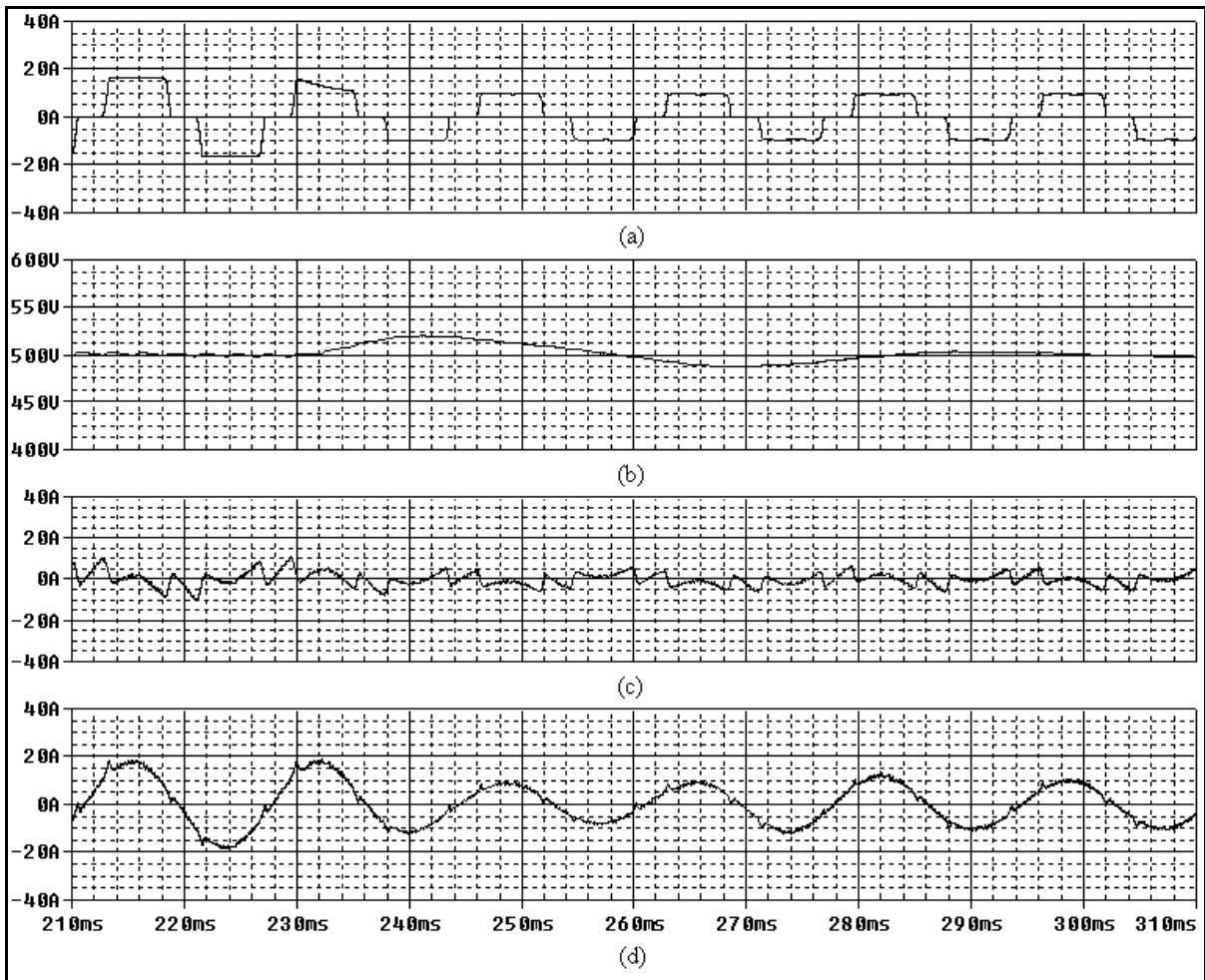


Fig. 2.35 – Resposta dinâmica do sistema para um degrau de carga CA negativo:
 (a) corrente de linha na carga CA;
 (b) tensão no barramento CC do conversor;
 (c) corrente de linha do conversor;
 (d) corrente de linha na fonte.

As considerações a serem feitas neste caso são basicamente as mesmas do caso anterior. Contudo, com base nos resultados apresentados, o filtro ativo paralelo analisado apresentou uma eficiência bem menor na compensação deste tipo de carga, sendo que, não foi

realizado nenhum tipo de modificação em seus parâmetros, tanto do circuito de potência quanto do circuito de controle, se comparado com o caso anterior.

Pode-se concluir, portanto, que um retificador com filtro puramente capacitivo na saída, representa uma situação bem mais crítica de compensação, para um filtro ativo de potência paralelo.

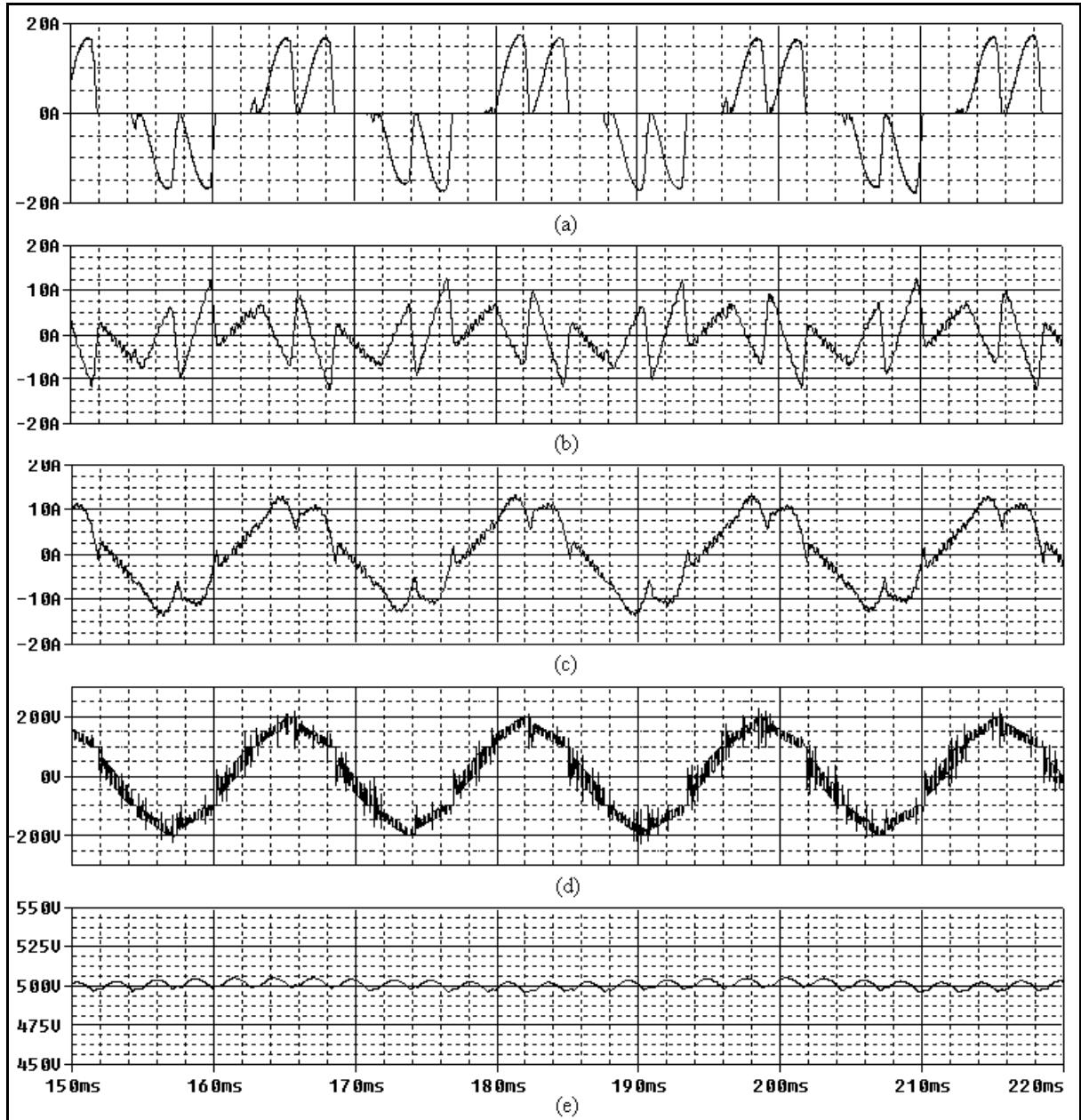


Fig. 2.36 – Formas de onda de tensão e corrente considerando um filtro capacitivo na saída do retificador:

- (a) corrente de linha na carga;
- (b) corrente de linha do compensador;
- (c) corrente linha na fonte;
- (d) tensão fase-neutro correspondente;
- (e) tensão no barramento CC do filtro ativo paralelo.

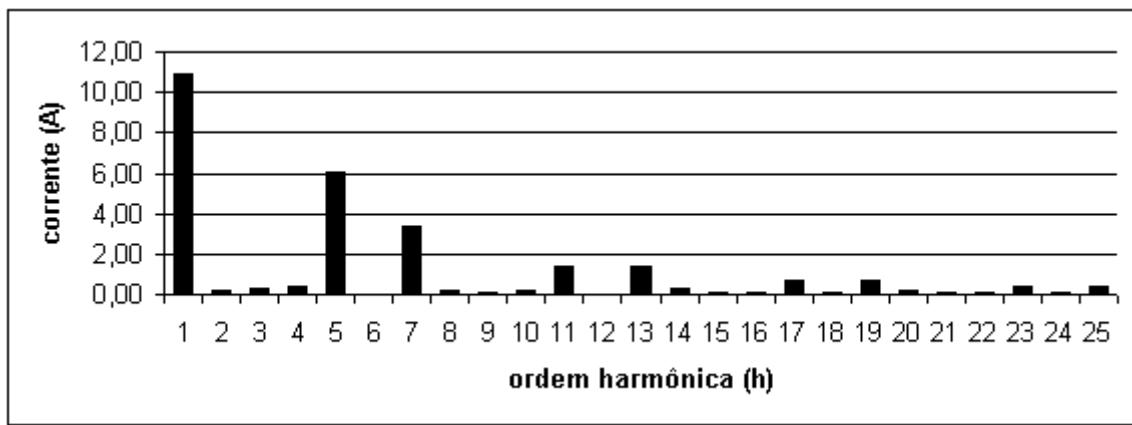


Fig. 2.37 - Espectro harmônico relativo à corrente de linha na carga (Fig.2.36).

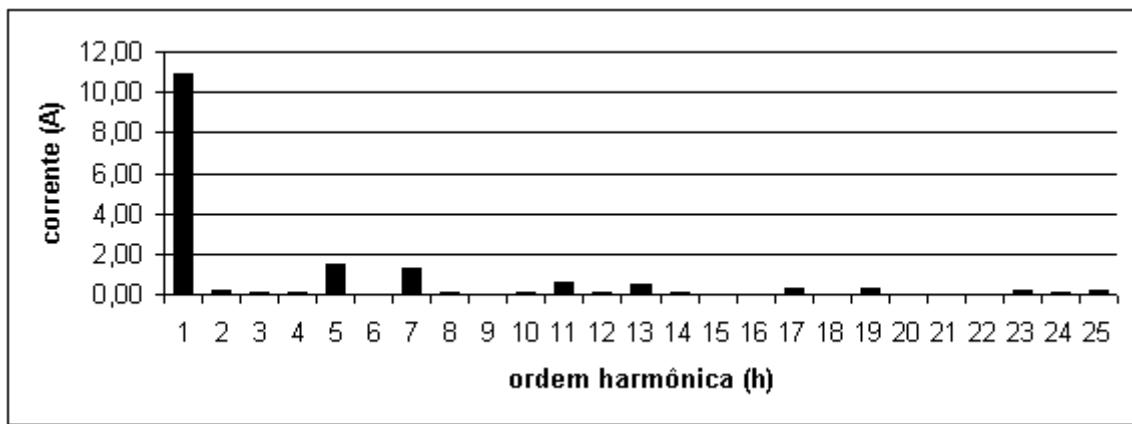


Fig. 2.38 - Espectro harmônico relativo à corrente de linha na fonte (Fig.2.36).

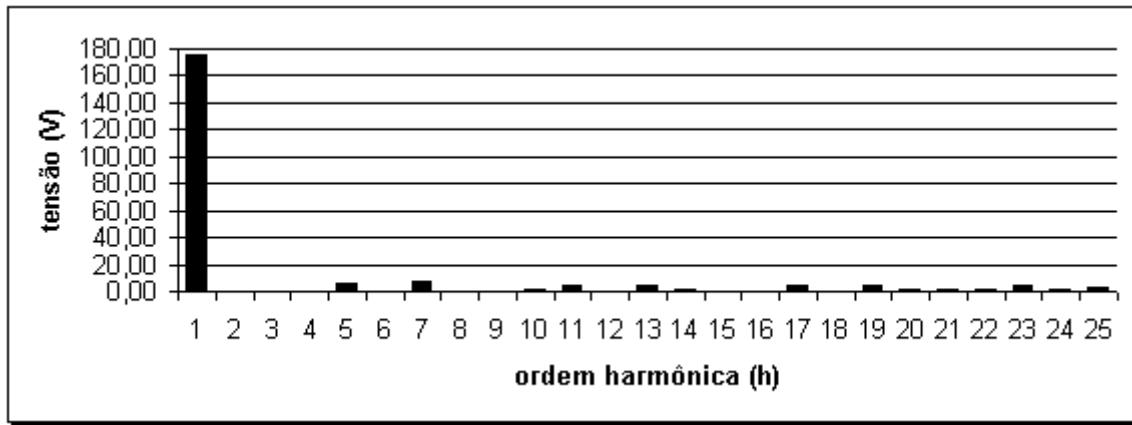


Fig. 2.39 – Espectro harmônico relativo à tensão fase-neutro na fonte (Fig.2.36).

2.6.3 - Filtro Indutivo/Capacitivo ($L_f=10\text{mH}$ e $C_f=700\mu\text{F}$)

Considerando a utilização de um filtro indutivo/capacitivo na saída do retificador, na Fig. 2.40, são apresentadas as principais formas de onda associadas ao sistema em estudo.

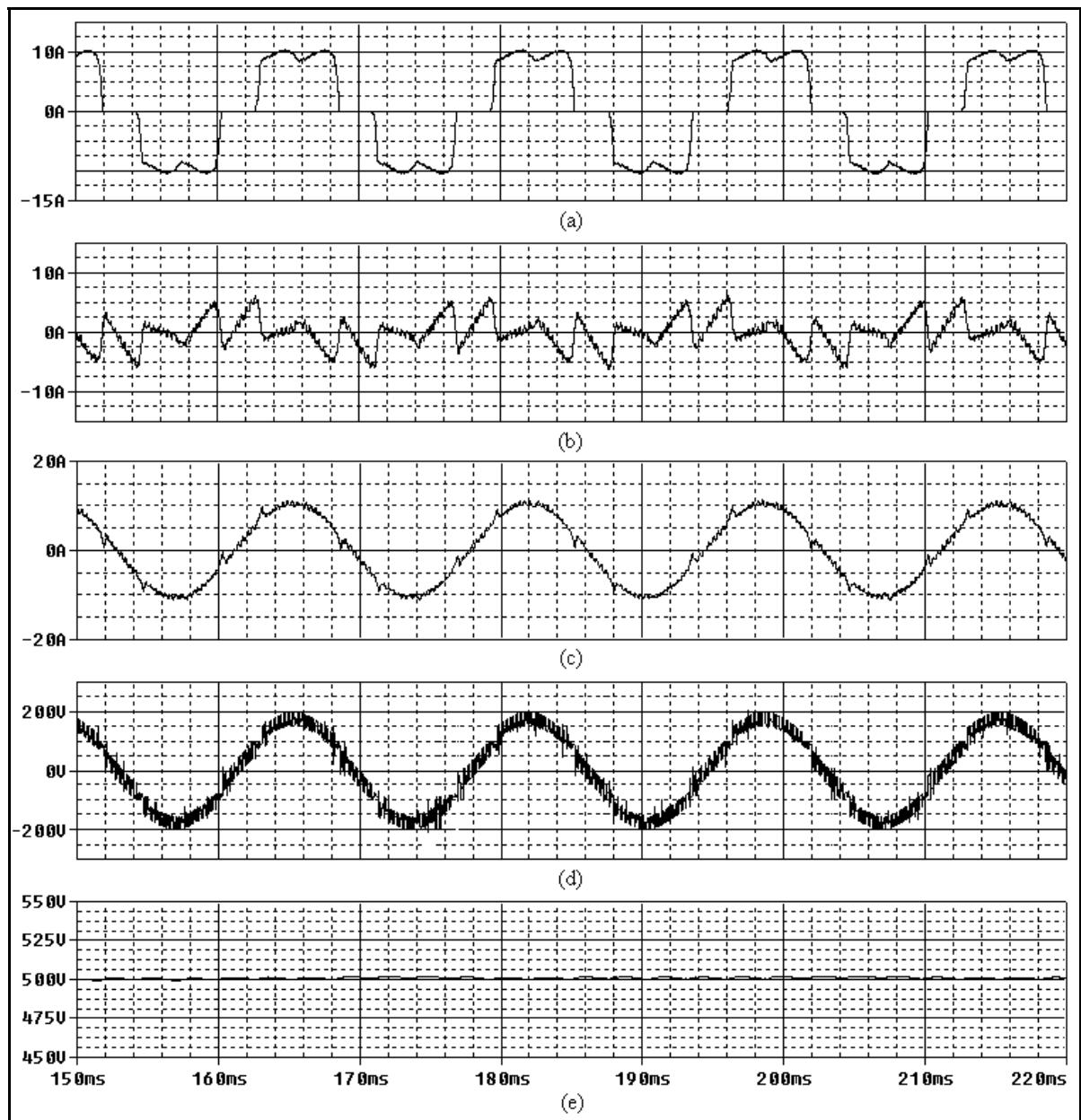


Fig. 2.40 – Forms de onda de tensão e corrente considerando um filtro indutivo/capacitivo na saída do retificador:

- (a) corrente de linha na carga;
- (b) corrente de linha do compensador;
- (c) corrente de linha na fonte;
- (d) tensão fase-neutro correspondente;
- (e) tensão no barramento CC do filtro ativo.

As Figs. 2.41, 2.42 e 2.43, mostram o espectro harmônico correspondente à corrente de carga, à corrente na fonte, bem como, à respectiva tensão fase-neutro no PAC, obtidos com base na FFT das formas de ondas correspondentes da Fig. 2.40. A partir desses dados e da equação (2.14), pode ser verificado que os níveis de THD_i de corrente na carga e na fonte

foram de 28,03% e 6,65% respectivamente. Por exemplo, com relação à 5^a e 7^a harmônica, pode ser constatado um decréscimo de 88,6% e 83,4% respectivamente em suas magnitudes. Com relação à tensão, o nível de distorção harmônica total (THD_v) foi de 7,63%.

Novamente pode ser verificada uma significativa redução das componentes harmônicas de corrente na fonte se comparado à corrente de carga. As demais considerações pertinentes aos resultados apresentados neste caso são muito semelhantes às dos dois casos anteriormente analisados. Pode ser constatado ainda que a utilização de um filtro do tipo indutivo/capacitivo na saída de um retificador fornece uma característica, em termos de compensação, muita similar àquela considerando o uso de um filtro puramente indutivo. Isto pode ser constatado pelo fato do perfil relativo ao espectro harmônico da corrente de carga (veja Figs. 2.30 e 2.41), bem como do nível de desempenho alcançado pelo filtro ativo paralelo analisado, nos dois casos em questão, terem sido praticamente os mesmos.

Assim, convém ressaltar que a utilização de um filtro do tipo indutivo/capacitivo na saída de um retificador ao invés de um filtro puramente capacitivo, representa uma forma alternativa muito interessante, no que diz respeito à redução da poluição harmônica injetada na rede, bem como, da melhoria no nível de desempenho alcançado por um equipamento destinado à compensação, sem, entretanto perder a característica de fonte de tensão na saída do retificador.

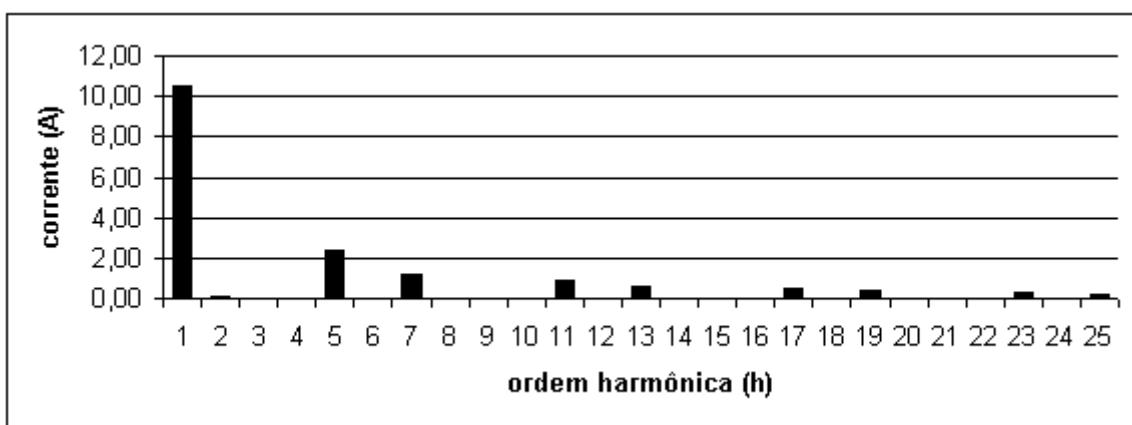


Fig. 2.41 - Espectro harmônico relativo à corrente de linha na carga (Fig.2.40).

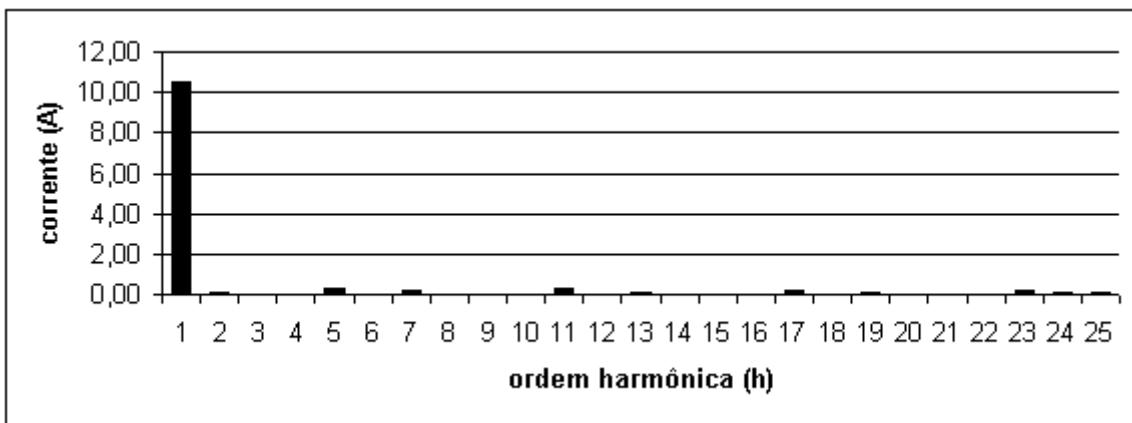


Fig. 2.42 - Espectro harmônico relativo à corrente de linha na fonte (Fig.2.40).

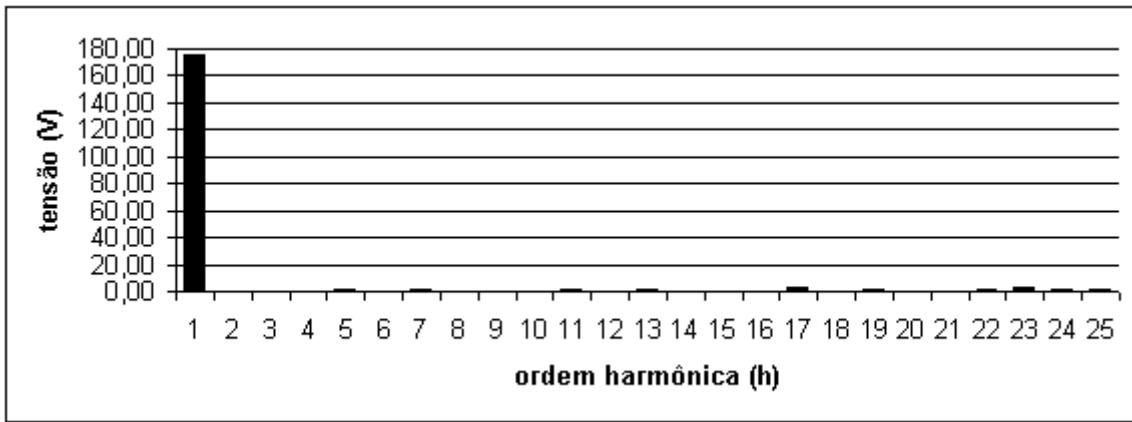


Fig. 2.43 - Espectro harmônico relativo à tensão fase-neutro na fonte (Fig.2.40).

2.6.4 - Carga RL em paralelo com um Retificador Trifásico com Filtro Indutivo na Saída

Neste item são apresentados os resultados de compensação de uma carga RL em paralelo com um retificador não-controlado com filtro indutivo conectado à sua saída, com o objetivo de enfatizar a capacidade de compensação por parte deste equipamento, não apenas de correntes harmônicas, mas também de potência reativa fundamental associada a uma dada carga. A idéia neste caso é simular o comportamento de um retificador controlado, que seria um caso mais genérico de carga não linear. Os parâmetros da carga neste caso são os seguintes:

Retificador: $L_f=100mH$; $R_c=30\text{ohms}$ (carga);

Carga RL: $R=40\text{ohms}$; $L=106mH$ (Y).

Na Fig. 2.44 são apresentadas as principais formas de ondas para o caso em questão.

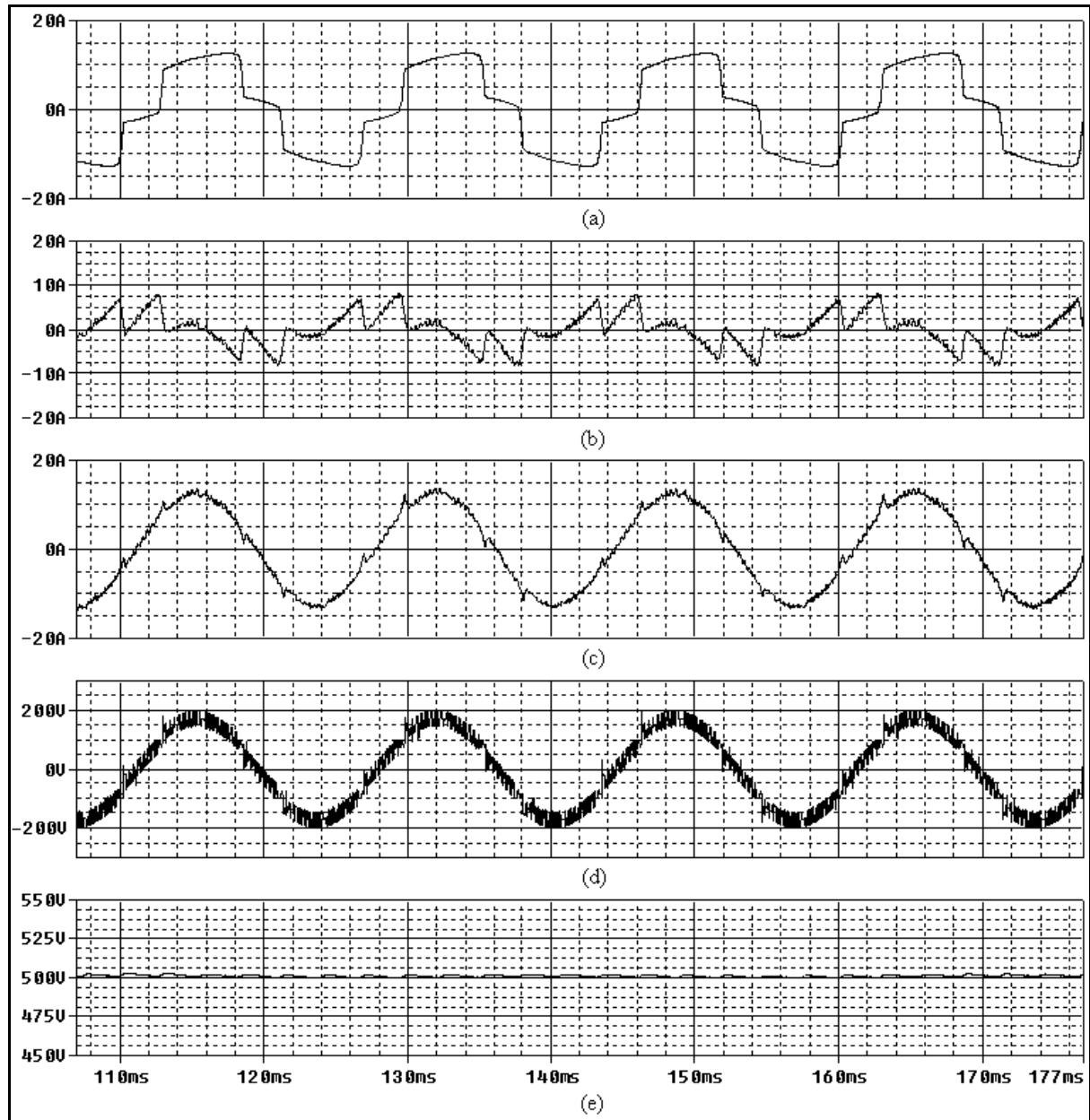


Fig. 2.44 – Formas de onda de tensão e corrente considerando como carga um retificador trifásico não-controlado e uma carga RL em paralelo:

- (a) corrente de linha na carga;
- (b) corrente de linha do compensador;
- (c) corrente linha na fonte;
- (d) tensão fase-neutro correspondente;
- (e) tensão no barramento CC do filtro ativo.

Nas Figs. 2.45, 2.46 e 2.47, são apresentados o espectro harmônico referente à corrente de carga, à corrente na fonte, bem como, à respectiva tensão fase-neutro no PAC. Com base nestes dados, e ainda, na equação (2.14), pode ser verificado que os níveis de THD_i

de corrente na carga e na fonte foram de 22,11% e 5,82%, respectivamente. Com relação à tensão no PAC, o nível de distorção harmônica total (THD_v) é de 7,74%.

A partir destas figuras pode ser constatada uma significativa redução das componentes harmônicas de corrente na fonte, assim como a compensação da componente reativa fundamental associada à carga em questão. Isto porque, a componente fundamental de corrente na fonte é menor que a de carga, ou seja, sua componente reativa é fornecida pelo compensador, e ainda à partir do fato de que a componente fundamental da corrente de linha na fonte está em fase com a respectiva tensão fase-neutro, conforme pode ser observado na Fig. 2.44. O conteúdo harmônico relativo à tensão no PAC pode ser explicado da mesma maneira que nos casos anteriormente analisados.

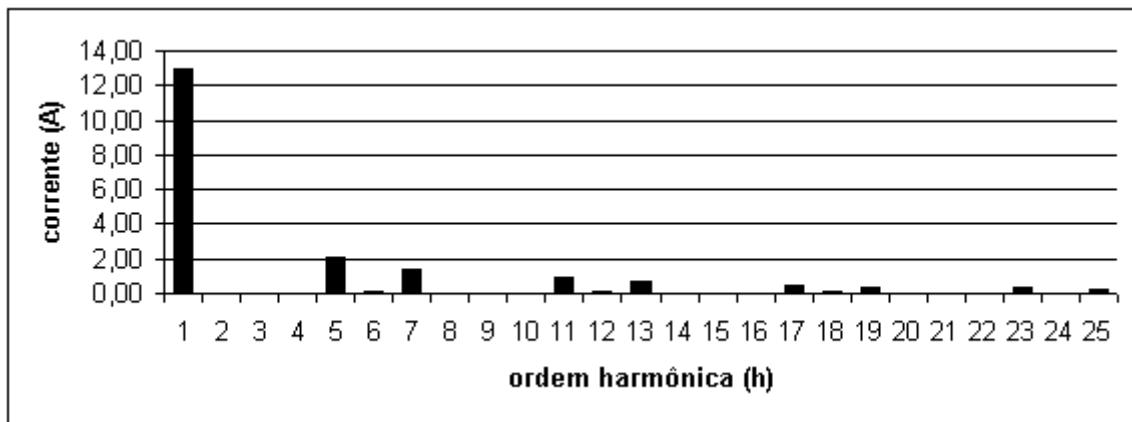


Fig. 2.45 – Espectro harmônico referente à corrente de carga (Fig.2.44).

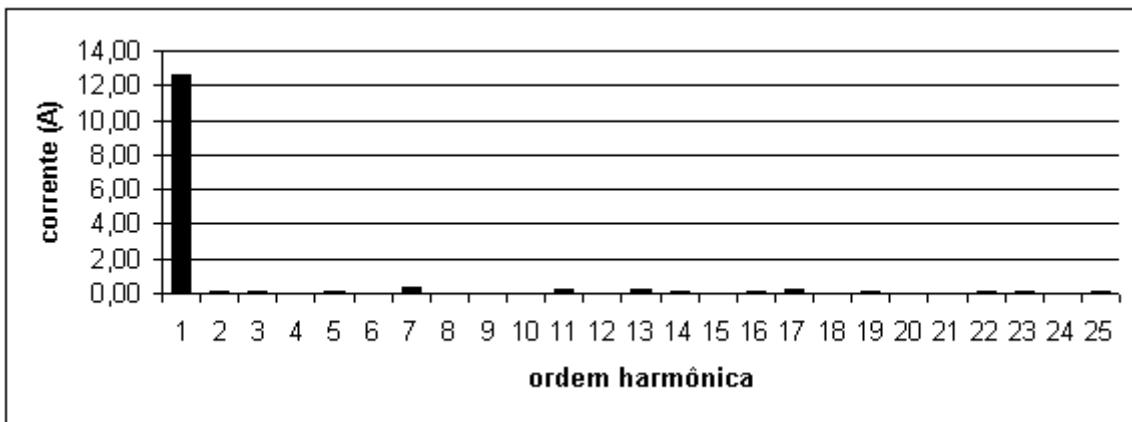


Fig. 2.46 - Espectro harmônico referente à corrente na fonte (Fig.2.44).

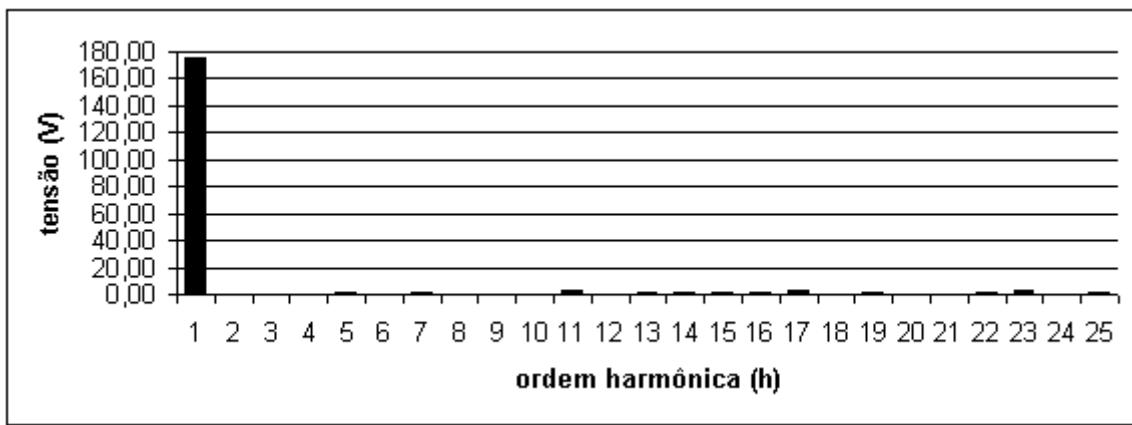


Fig. 2.47 - Espectro harmônico referente à tensão fase-neutro na fonte (Fig.2.44).

2.7 – CONSIDERAÇÕES FINAIS

Neste capítulo, foi apresentada uma análise da operação de um filtro ativo de potência trifásico paralelo, enfatizando detalhes de operação do circuito de potência e do processo de implementação, em nível de simulação, de um circuito de controle apropriado.

A escolha dos parâmetros de cada uma das partes do circuito de controle ocorreu de forma interativa e não aleatória, em conjunto ou em separado, sempre levando em conta a influência da escolha de um determinado parâmetro na resposta do circuito como um todo.

Os resultados de simulação apresentados confirmam que um inversor PWM do tipo VSI, operando como compensador, é capaz de compensar ambas correntes harmônicas e potência reativa fundamental, não apenas em regime permanente, mas também em regime transitório.

Para um dado sistema, pode-se dizer também que a compensação ou eliminação de correntes harmônicas e da parcela reativa da componente fundamental de corrente de uma dada carga implica em um aumento da eficiência energética nesse sistema, ou seja, menores perdas, graças à redução do valor rms da corrente de carga vista pela fonte. Isto é válido para a rede elétrica como um todo, uma vez que neste caso é possível suprir um mesmo valor de potência útil com um menor valor rms de corrente na fonte.

CAPÍTULO III

CONVERSOR BIDIRECIONAL EM PONTE TRIFÁSICA COMANDADO PARA VÁRIAS FUNÇÕES

Este capítulo apresenta uma investigação sobre os vários modos de operação possíveis da topologia de circuito baseada no inversor PWM do tipo VSI conectado em paralelo com a rede elétrica, e operando como fonte de corrente [24]. Conforme será mostrado, através do uso de uma estratégia de controle relativamente simples, este sistema pode apresentar características técnicas e econômicas interessantes.

3.1 – CONSIDERAÇÕES INICIAIS

Nos últimos anos tem sido observado um crescente aumento no número de cargas não lineares nas redes elétricas. Dentre elas, merecem destaque as pontes trifásicas e monofásicas a diodos. Entretanto, embora elas apresentem várias aplicações, principalmente na indústria, é bem conhecido o impacto causado por elas no que se refere à qualidade da energia da própria planta, ou mesmo, em plantas industriais vizinhas. O nível de perturbação resultante num determinado ponto do sistema elétrico é função da potência da carga não linear e do nível de curto-círcuito respectivo. Este fato ocorre principalmente, devido à interação entre as correntes harmônicas inerentes à operação deste tipo de carga com a impedância equivalente do sistema.

Para mitigar os problemas associados à utilização deste tipo de carga na rede elétrica, várias formas de condicionamento ativo de energia têm sido pesquisadas, desenvolvidas e implementadas, principalmente em países mais desenvolvidos, ou com um maior grau de avanço tecnológico [12], [13].

Dentre os equipamentos designados como condicionadores ativos de energia, merecem destaque os filtros ativos de potência paralelos. Eles têm sido apresentados como uma eficiente alternativa no que diz respeito à compensação harmônica e reativa de sistemas com cargas não-lineares.

É importante também lembrar que muitas vezes as cargas eletrônicas são muito mais sensíveis a problemas de qualidade de energia, como por exemplo, afundamentos temporários de tensão ou variações de tensão de curta duração (voltage sag), distorção harmônica da forma de onda de tensão, etc.

Outra mudança observada no setor elétrico nos últimos anos tem sido o rápido avanço no crescimento da demanda de energia, resultando consequentemente na necessidade também de um rápido aumento na oferta de energia, considerando o desenvolvimento sustentável. Isto tem motivado vários pesquisadores a trabalharem no estudo e desenvolvimento das chamadas fontes alternativas de energia. Podem ser citadas como principais fontes de energia desta categoria: *células combustíveis, sistemas fotovoltaicos, sistemas eólicos, microturbinas, entre outras.*

Todavia, é importante lembrar que a conexão destas fontes alternativas de energia à rede elétrica, em geral, requer algum tipo de interface, não podendo ser conectadas diretamente.

Um inversor do tipo VSI pode ser visto pela rede como uma fonte de tensão ou como uma fonte de corrente, dependendo da posição do indutor de acoplamento [15], [16]. Conforme será mostrado, sua operação como fonte de corrente em paralelo com a rede pode apresentar algumas vantagens. Embora o estudo deste sistema esteja bastante explorado, ainda se encontram dificuldades na visualização e utilização de todas as suas potencialidades.

Neste contexto, este capítulo tem como objetivo o estudo e análise da operação de um conversor PWM bidirecional trifásico paralelo, que está baseado na topologia do inversor

PWM do tipo VSI, incluindo ambos, circuito de potência e de controle. Como será visto, através de um comando apropriado deste conversor é possível controlar o fluxo de potência ativa em ambos os sentidos CA/CC e CC/CA. Com o objetivo de atender situações comumente encontradas na prática, um estudo do comportamento deste conversor, operando com diferentes funções, constitui o principal objeto deste capítulo, onde se encontra uma importante contribuição deste trabalho que resultaram em publicações significativas como indicado na bibliografia [19], [24]. A sua operação de forma híbrida, ou com multi-funções, permite obter uma melhoria da relação custo/benefício na sua implantação. Esta medida é especialmente interessante, considerando que o filtro ativo de potência paralelo apresenta custo relativamente elevado quando comparado às técnicas convencionais de compensação harmônica de corrente, como por exemplo, filtros passivos, retificadores multipulsos, etc.

Para tanto foi elaborada uma modelagem computacional deste condicionador ativo, utilizando o programa de simulação PSpice.

3.2 – ESTRUTURA DO SISTEMA E PRINCÍPIO DE OPERAÇÃO

Na Fig. 3.1 é apresentado o diagrama de blocos do sistema analisado.

A corrente na fonte, na fase i ($i=a, b, c$), i_{Si} , pode ser expressa como sendo a corrente de carga, i_{Li} , mais a corrente do conversor i_{Ci} , como na equação (3.1).

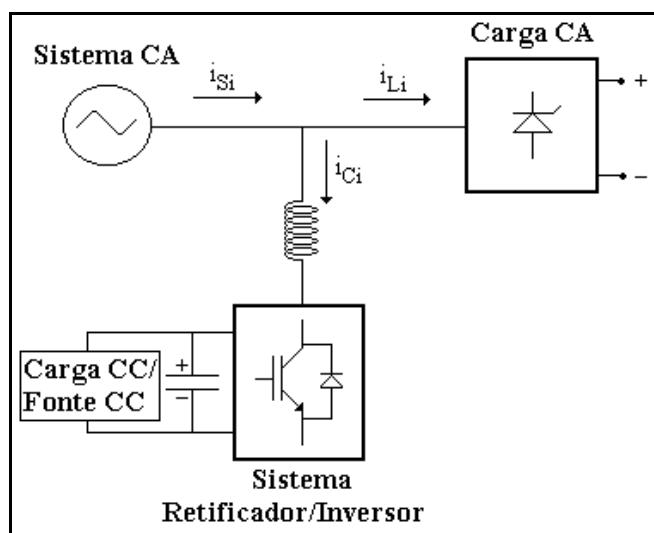


Fig. 3.1 – Diagrama de blocos do sistema em estudo.

$$i_{Si} = i_{Li} + i_{Ci} \quad (3.1)$$

A corrente de carga, i_{Li} , pode ser decomposta em três componentes, conforme apresentado na equação (3.1), e reescrita como (3.2).

$$i_{Li} = i_{Pli} + i_{Qli} + i_{Hi} \quad (3.2)$$

Onde:

i_{Pli} = componente ativa fundamental de i_{Li} ;

i_{Qli} = componente reativa fundamental i_{Li} ;

i_{Hi} = parcela relativa às correntes harmônicas.

A equação (3.2) pode ser escrita na forma da equação (2.2), reescrita como (3.3).

$$i_{Li} - i_{Pli} = i_{Qli} + i_{Hi} \quad (3.3)$$

Esta equação mostra que, em termos ideais, a compensação em módulo e ângulo da componente reativa fundamental e das correntes harmônicas associadas à operação da carga não-linear, requer que a corrente do conversor na fase i , i_{Ci} , seja dada por:

$$i_{Ci} = -(i_{Qli} + i_{Hi}) = i_{Pli} - i_{Li} \quad (3.4)$$

Em outras palavras, esta é a parcela da corrente de carga CA considerada indesejável do ponto vista da rede elétrica.

O inversor do tipo VSI com um capacitor no lado CC e indutor de acoplamento do lado CA, na posição indicada na Fig. 3.1, opera como uma fonte de corrente controlada para impor uma dada forma de onda de corrente no lado CA. Entretanto é necessário manter um certo nível de tensão em seu barramento CC, independente de suas condições de carga, para garantir uma operação apropriada. Isto significa forçar as correntes no lado CA a seguirem as respectivas referências. O valor desse nível de tensão deve ser consideravelmente maior que a tensão fase-fase da rede (valor de pico), para propiciar a desmagnetização dos indutores de

acoplamento no lado CA de maneira mais eficiente, permitindo assim um melhor controle de corrente pelo conversor.

Esta condição pode facilmente ser obtida através da inclusão de uma malha de controle da tensão no barramento CC devidamente projetada, cujo objetivo seria, portanto controlar a potência ativa processada pelo conversor, mantendo assim a tensão em seu barramento CC em um certo nível. A malha de controle da tensão neste caso garante não apenas condição de funcionamento, mas também, a estabilidade do conversor, uma vez que a quantidade de potência ativa processada por ele afeta diretamente o nível de tensão no barramento CC, dependendo das condições de carga neste barramento.

Assim, diante do exposto anteriormente, e baseado na equação (3.4), a corrente a ser processada pelo conversor na fase i , i_{Ci} , pode ser melhor expressa com base na equação (3.5).

$$i_{Ci} = i_{Pl'i} - i_{Li} \quad (3.5)$$

Onde $i_{Pl'i}$, é a componente ativa fundamental de corrente processada pelo circuito de controle na fase i , referida ao circuito de potência. Obviamente ela deve ser gerada em fase com a respectiva tensão fase-neutro. Sua magnitude dependerá essencialmente do sinal de erro proveniente da malha de controle da tensão no barramento CC. Desse modo podem ocorrer as seguintes situações: $i_{Pl'i} > i_{Pl'i}$, $i_{Pl'i} = i_{Pl'i}$ ou $i_{Pl'i} < i_{Pl'i}$, dependendo da aplicação. Substituindo-se (3.2) em (3.5), tem-se a equação (3.6).

$$i_{Ci} = i_{Pl'i} - (i_{Pl'i} + i_{Qli} + i_{Hi}) \quad (3.6)$$

Rearranjando a equação (3.6), tem-se (3.7):

$$i_{Ci} = (i_{Pl'i} - i_{Pl'i}) - (i_{Qli} + i_{Hi}) \Rightarrow i_{Ci} = \Delta i_{Pi} - (i_{Qli} + i_{Hi}) \quad (3.7)$$

A parcela resultante da diferença $(i_{Pl'i} - i_{Pl'i})$, definida como Δi_{Pi} , representa portanto a corrente associada à potência ativa processada pelo conversor. Se $i_{Pl'i} > i_{Pl'i}$, tem-se $\Delta i_{Pi} > 0$, o que significa que o conversor está absorvendo potência ativa. Caso contrário,

se $i_{Pl,i} < i_{Pl,i}$, então $\Delta i_{Pi} < 0$, ou seja, o conversor está injetando potência ativa na rede elétrica. Nas circunstâncias acima mencionadas, a componente Δi_{Pi} , embora obtida a partir da operação de chaveamento dos transistores de potência, a menos de um “ripple”, apresenta uma forma de onda senoidal. Ela pode estar em fase ou defasada de 180° em relação à respectiva tensão fase-neutro na fonte, dependendo se $\Delta i_{Pi} > 0$ ou $\Delta i_{Pi} < 0$, respectivamente. A segunda parcela do lado direito da equação (3.7), representa a corrente de compensação da carga CA propriamente dita. Obviamente que neste caso a composição da componente Δi_{Pi} e da corrente de compensação na fase i , dada por $-(i_{Qli} + i_{Hi})$, não compromete a operação do sistema como compensador nas circunstâncias acima mencionadas.

Esta situação pode ser mais bem visualizada a partir da equação (3.8), obtida com a substituição das equações (3.2) e (3.7) em (3.1).

$$i_{Si} = i_{Pl,i} + i_{Qli} + i_{Hi} + \Delta i_{Pi} - (i_{Qli} + i_{Hi}) \quad (3.8)$$

$$i_{Si} = i_{Pl,i} + \Delta i_{Pi}$$

A separação utilizada na equação (3.8), tem como objetivo distinguir a parcela de potência ativa absorvida ou fornecida pelo conversor (sistema retificador/inversor), daquela relativa à carga CA. Em termos ideais, para $\Delta i_{Pi} = 0$, o sistema analisado estaria operando apenas como filtro ativo paralelo (Cap. II).

Conforme será visto, o aproveitamento do barramento CC nas circunstâncias acima mencionadas não compromete a correção de fator de potência na fonte, ou a montante do PAC. Ao contrário, esta medida favorece a implantação deste tipo de sistema, devido à melhoria da sua relação custo-benefício desde que o mesmo possa ser comandado para várias funções, sem a necessidade de alterações na topologia do circuito de controle e de potência. Exceto o fato de que seja necessário o uso de chaves com maior capacidade de condução para

atender a possibilidade de circulação de um maior fluxo de potência ativa (Δi_{pi}), através do conversor, além daquele necessário para suprir as suas perdas operacionais.

Na Fig. 3.2 é apresentada a topologia básica do circuito de potência empregada para desempenhar a função supracitada. Assim como no caso da operação apenas como filtro ativo paralelo, também neste caso, admitindo-se simultaneamente ou não o controle do fluxo de potência ativa em ambas as direções CA/CC e CC/CA, a topologia básica do circuito de potência empregada para desempenhar tal função será o inversor do tipo VSI operando como fonte de corrente.

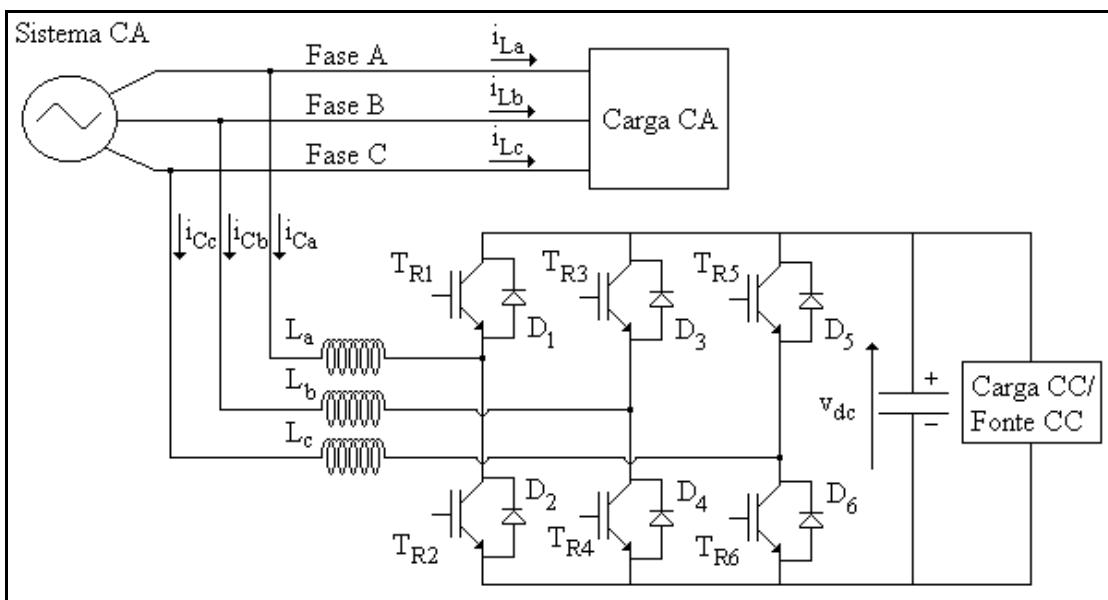


Fig. 3.2 – Circuito de potência do sistema em estudo.

O princípio básico de operação consiste no acionamento das chaves do conversor de modo que a corrente do lado CA siga uma dada referência de corrente gerada pelo circuito de controle, neste caso podendo estar associada à compensação da carga CA e/ou às condições de carga do barramento CC.

Uma breve análise da Fig. 3.2 revela que a máxima tensão que aparece em cada chave é a própria tensão do barramento CC.

O esquema de chaveamento empregado neste caso é o mesmo daquele ilustrado na Fig. 2.3, ou seja, admitindo-se o circuito da Fig. 2.2 operando apenas como filtro ativo

paralelo. Em suma, a chave inferior de cada braço do conversor é acionada apenas quando a referência de corrente, e o respectivo sinal de erro são positivos. Por outro lado, a chave superior opera quando a referência de corrente, e o respectivo sinal de erro são negativos, conforme sentido de corrente adotado na Fig. 3.1. Isto permite promover a magnetização e desmagnetização dos indutores de acoplamento, ou a imposição de corrente através deles, forçando as correntes de linha do conversor a seguirem as respectivas referências associadas a cada fase.

Operando como fonte de corrente, o conversor apresentado na Fig. 3.2 apresenta vantagens como: facilidade de conexão de módulos em paralelo, Fig. 3.3; proteção contra sobrecorrente a partir do próprio circuito de controle através da limitação do máximo valor para referência de corrente; eliminação da necessidade de filtro LC (passa-baixa) no lado CA, devido ao fato de que a tensão no lado CA do conversor é desacoplada da rede através dos indutores, L_a , L_b e L_c .

Na configuração de módulos conversores em paralelo, ambos, barramento CC e circuito de controle utilizados por cada módulo são os mesmos. Todavia, para um mesmo nível de potência, considerando, por exemplo, dois módulos em paralelo, as chaves devem ser especificadas para o mesmo nível de tensão e metade da capacidade de condução se comparadas àquelas da estrutura com um módulo apenas. Isto acontece por que a corrente total a ser imposta pelo conjunto é dividida igualmente entre os módulos. A simetria na distribuição do fluxo de potência entre os módulos em paralelo é obtida facilmente graças à operação do sistema analisado como fonte de corrente. Em se tratando da sua operação como fonte de tensão, tal paralelismo seria dificultado.

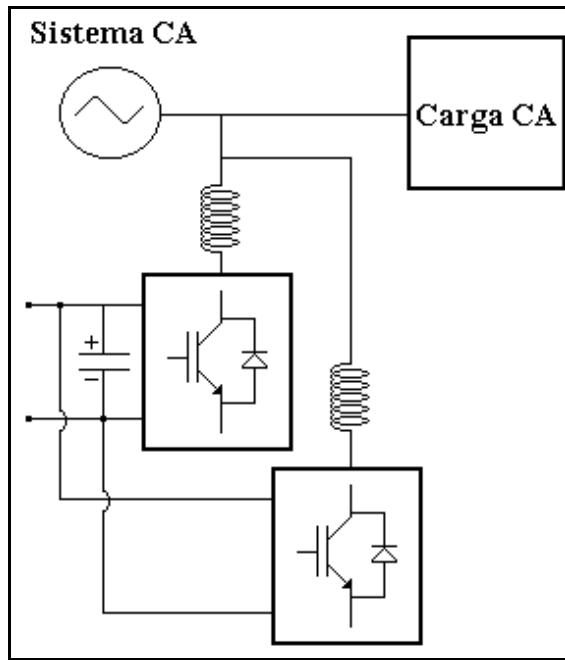


Fig. 3.3 – Configuração paralela do conversor analisado.

3.3 - ESTRATÉGIA DE CONTROLE

A estratégia de controle do conversor utilizada neste caso é muito similar aquela apresentada na referência [3], e cuja implementação de um circuito de controle em nível de simulação foi analisada no capítulo II. O diagrama de blocos correspondente é mostrado novamente na Fig. 3.4.

Diferente de [3], aqui é considerada a operação do sistema baseado no inversor PWM do tipo VSI, operando como fonte de corrente, sendo comandado para várias funções.

Para o caso da operação do circuito da Fig. 3.2 de maneira híbrida, ou seja, não apenas como filtro ativo paralelo, e empregando a estratégia de controle de [3], a diferença no circuito de controle está no dimensionamento do sinal de erro (máximo) proveniente da malha de controle de tensão no barramento CC. Ele deve ser estipulado para atender inclusive à condição de máximo fluxo de potência ativa (positivo ou negativo) através do conversor. Isto se torna, portanto um importante critério de projeto a ser considerado, a fim de garantir a operação adequada do conversor no nível de tensão previamente estabelecido.

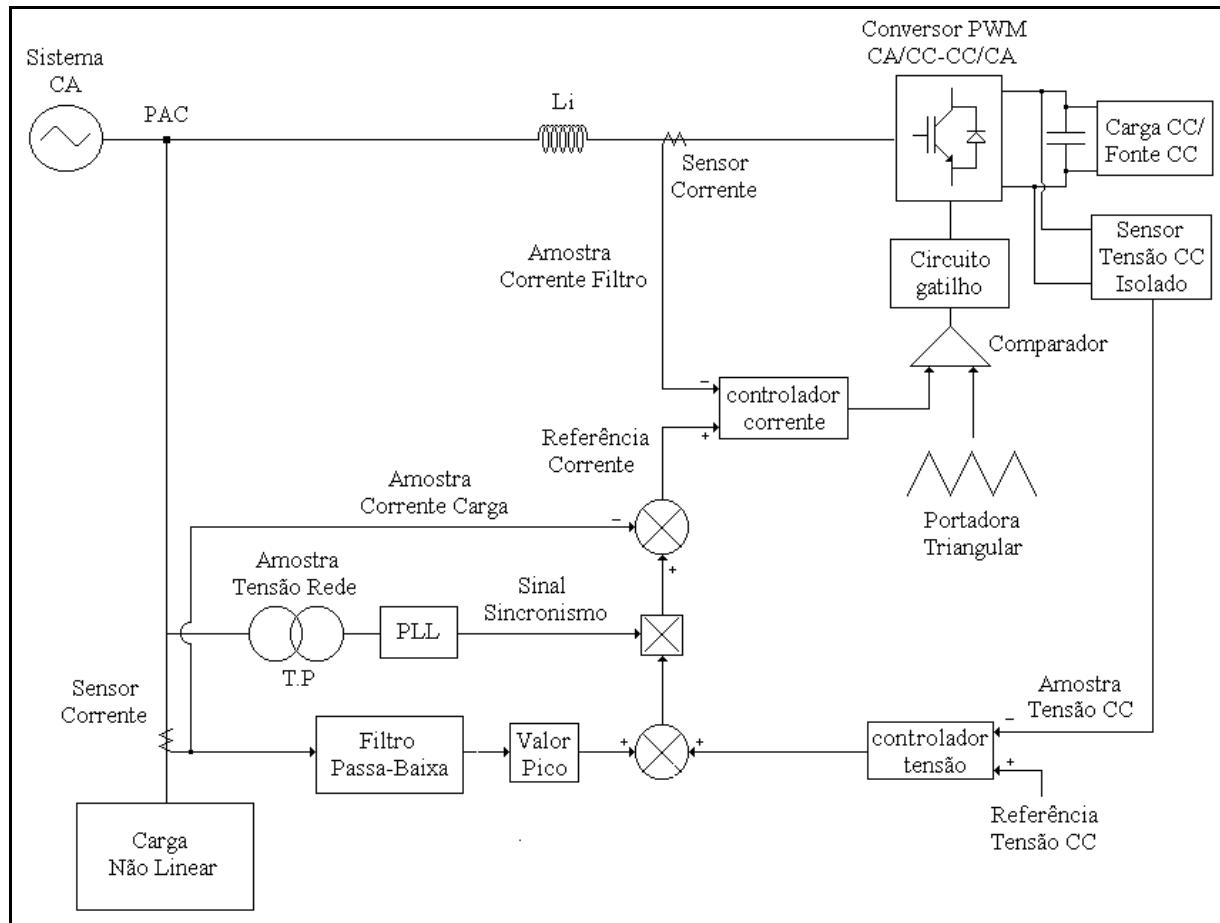


Fig. 3.4 – Diagrama de blocos da estratégia de controle.

O controle do fluxo de potência ativa através do conversor é obtido exclusivamente pela malha de controle de tensão em seu barramento CC, que em geral é lenta quando comparada à sua malha de controle de corrente. Assim, a dinâmica de transferência de potência ativa (CA/CC-CC/CA), ou a regulação de tensão no capacitor no lado CC, ocorre em baixa freqüência. Ela pode ser função apenas da variação da amplitude da componente ativa fundamental de corrente na fonte, que naturalmente deve ser lenta, uma vez que o sistema opera visando atender a correção de fator de potência na fonte, não sendo, portanto permitidas variações rápidas e em grande escala da corrente de alimentação.

Devido à característica elevadora de tensão (sentido CA/CC) deste conversor, existe restrição apenas quanto ao valor mínimo do nível de operação do seu elo CC. Alternativamente, o uso de um transformador abaixador antes do conversor (lado CA)

permitiria reduzir o nível de tensão de operação do seu elo CC. Consequentemente, esta medida poderia propiciar o aproveitamento de fontes CC menores, ou com menores níveis de tensão e/ou corrente, como sistemas fotovoltaicos ou sistemas a base de células combustível. Adicionalmente, isto significa eliminar a necessidade de um conversor CC/CC adicional para fazer a interface da fonte CC com o elo CC do sistema retificador/inversor analisado.

É importante também enfatizar que o aproveitamento do barramento CC do filtro ativo de potência paralelo, no que diz respeito à interface de uma fonte CC de energia com a rede elétrica, contribui em termos adicionais, diretamente para melhoria da eficiência energética e da regulação de tensão do sistema elétrico no local de instalação do conversor, dentro do contexto da chamada geração distribuída de energia. Isto ocorre em função da possibilidade de geração de energia local.

3.4 – RESULTADOS DE SIMULAÇÃO

Com o objetivo de mostrar algumas aplicações práticas possíveis de serem implementadas utilizando o mesmo conversor estático de potência, na seqüência serão apresentados alguns resultados de simulação, considerando vários modos de operação distintos. Em todos os modos de operação não foi realizada nenhuma modificação no circuito de controle, exceto ajustar inicialmente o valor máximo do sinal de erro da malha de controle da tensão no “link” CC do conversor, para a situação de máximo fluxo de potência ativa a ser processado (pior caso). Os parâmetros da rede e do conversor, adotados neste estudo são os mesmos do capítulo anterior.

3.4.1 - Modo Retificador com Alto fator de Potência ou Pré-Regulador Boost

Carga CC: Resistor 50 ohms – 5kW

Conversor: 1 Módulo e $V_{dc}=500V$

Neste caso a corrente da carga CA é nula e a referência de corrente é obtida através da multiplicação do sinal de erro de tensão pela senóide oriunda da rede elétrica. O conversor está absorvendo potência ativa da rede ($\Delta i_{pi} > 0$), através da imposição de corrente trifásica senoidal e em fase com a respectiva tensão fase-neutro na fonte, conforme apresentado na Fig. 3.5. Observa-se que a tensão no barramento CC é praticamente constante e a corrente de alimentação a menos de um pequeno “ripple” de alta frequência, é uma senóide em fase com a respectiva tensão fase-neutro.

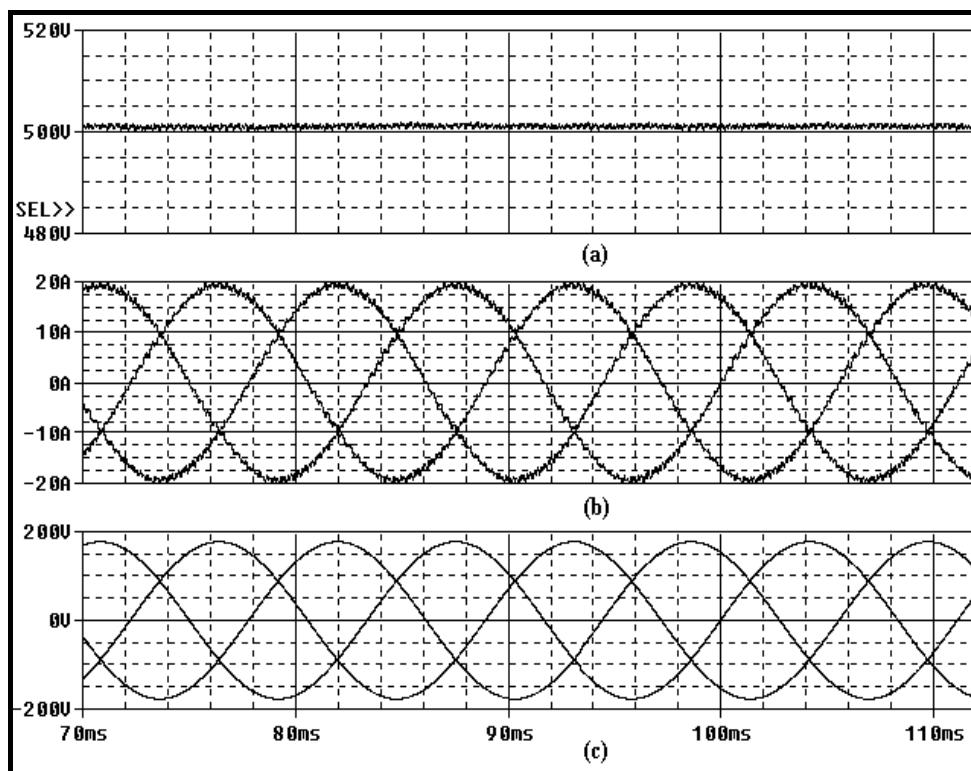


Fig. 3.5 - Operação como um retificador com alto fator de potência.
 (a) tensão no barramento CC; (b) corrente trifásica do conversor; (c) tensão trifásica fase-neutro na fonte.

3.4.2 - Modo Fonte Auxiliar

Carga CA: Resistor 5 ohms – 9,7kW (Y)

Elo CC: 10A/500V - 5kW

Conversor: 1 Módulo e $V_{dc}=500V$

Na Fig. 3.6 é mostrado o resultado da operação do conversor como fonte auxiliar (injeção de potência ativa na rede). Foi considerado neste caso uma carga CA (trifásica em

estrela) resistiva e a inclusão de uma fonte de corrente em paralelo com o capacitor no elo CC, buscando-se simular o comportamento de um sistema fotovoltaico.

Além de uma tensão no barramento CC constante, o conversor impõe corrente trifásica senoidal e defasada de 180° em relação à respectiva tensão fase-neutro na fonte, conforme Fig. 3.6.

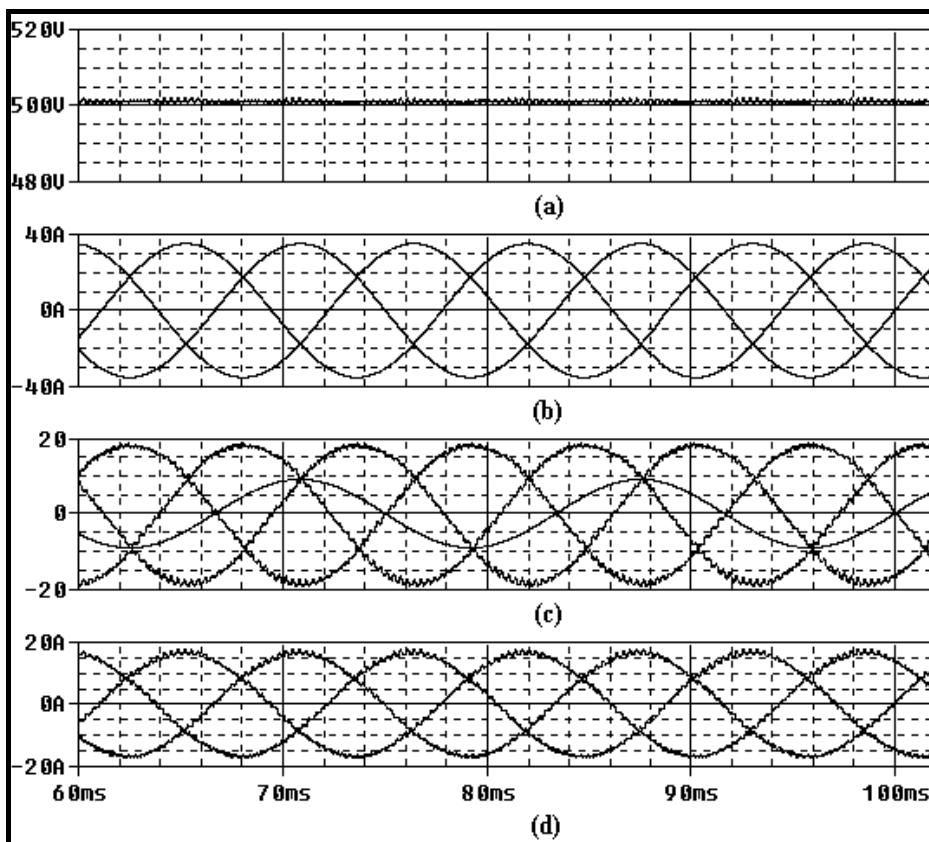


Fig. 3.6 – Operação como fonte auxiliar.
 (a) tensão no barramento CC; (b) corrente trifásica da carga CA; (c) corrente trifásica do conversor e tensão fase-neutro ($V_{an} \cdot 0,05$); (d) corrente trifásica na fonte.

3.4.3 - Modo Filtro Ativo de Potência Paralelo

Neste modo de operação são abordados quatro casos distintos, visando verificar a influência de alterações na carga CA e nas características do circuito de potência do conversor.

Caso 1

Carga CA: Retificador 3kVA e Carga RL 0,9kVA (Y)

Conversor: 1 Módulo e $V_{dc}=500V$

Caso 2

Carga CA: Retificador 9kVA

Conversor: 1 Módulo e $V_{dc}=500V$

Caso 3

Carga CA: Retificador 9kVA

Conversor: 1 Módulo e $V_{dc}=700V$

Caso 4

Carga CA: Retificador 9kVA

Conversor: 2 Módulos em paralelo e $V_{dc}=500V$

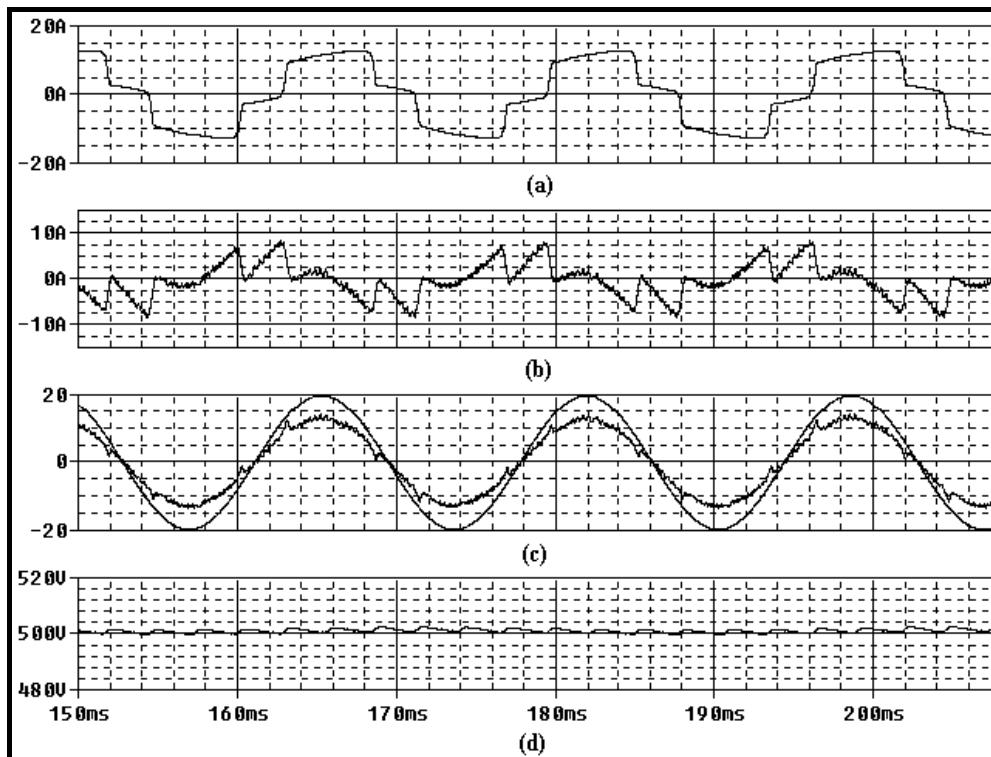


Fig. 3.7 – Operação apenas como filtro ativo paralelo (*Caso 1*).

(a) corrente de linha da carga CA; (b) corrente de linha do conversor; (c) corrente de linha na fonte e respectiva tensão fase-neutro ($V_{cn} * 0,11$); (d) tensão no barramento CC.

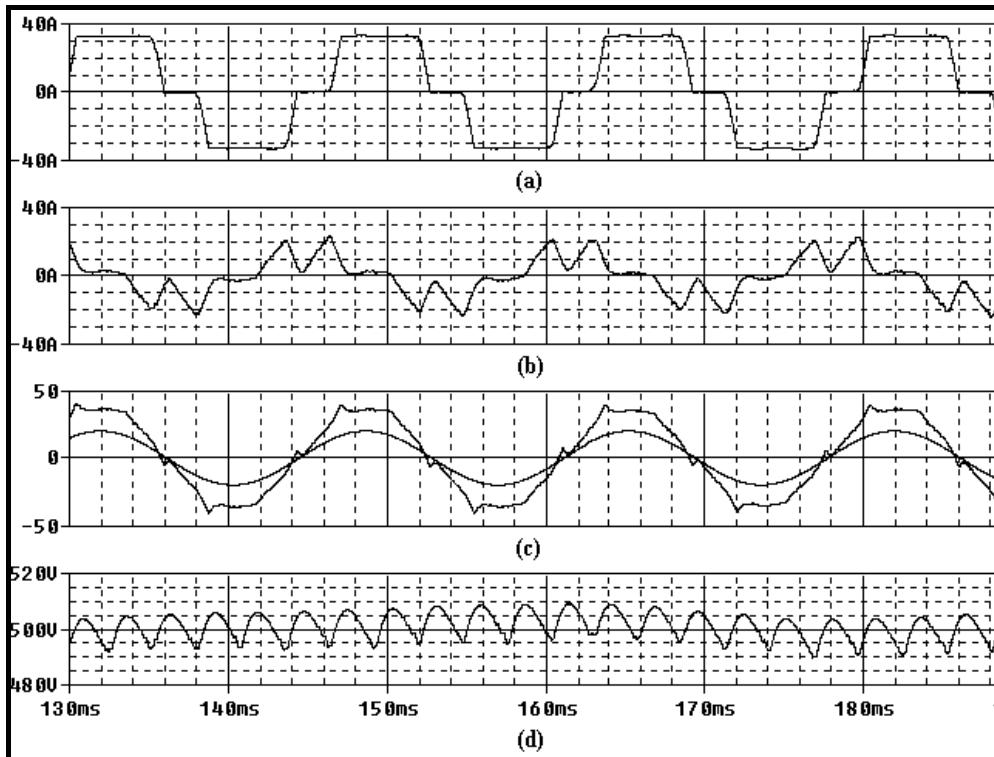


Fig. 3.8 – Operação apenas como filtro ativo paralelo (Caso2).
 (a) corrente de linha da carga CA; (b) corrente de linha do conversor; (c) corrente de linha na fonte e respectiva tensão fase-neutro ($V_{cn} \cdot 0,11$); (d) tensão no barramento CC.

Uma análise dos resultados apresentados nas Figs. 3.7 e 3.8, revela que um aumento considerável na potência da carga CA a ser compensada, por exemplo, de 3kVA (Fig. 3.7) para 9kVA (Fig. 3.8), afeta significativamente a performance do conversor. Entretanto um aumento no nível de tensão de operação do elo CC e/ou o uso de módulos conversores em paralelo permitem melhorar a eficiência de compensação do conversor, conforme Fig. 3.9 e Fig. 3.10 respectivamente. Uma outra possibilidade seria o aumento da freqüência de chaveamento. É importante enfatizar que este é o modo de operação mais crítico para o conversor analisado. Isto por causa da existência de variações bruscas, ou elevados valores de derivada de corrente, na forma de onda da referência de corrente a ser imposta no lado CA.

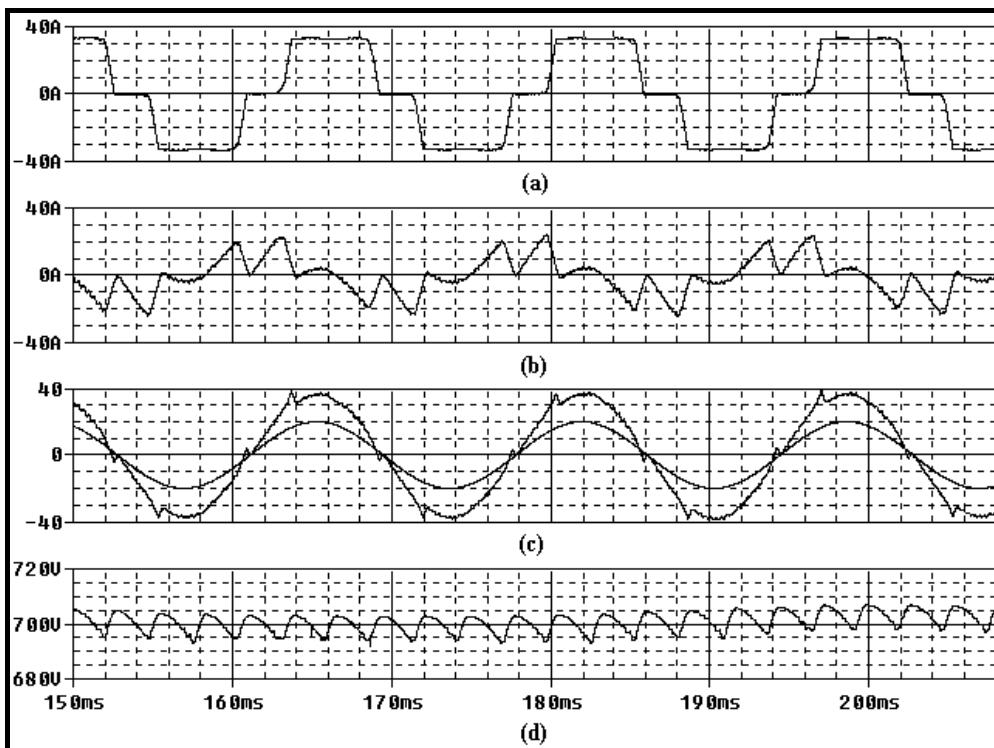


Fig. 3.9 – Operação apenas como filtro ativo paralelo (Caso 3).

- (a) Corrente de linha da carga CA; (b) corrente de linha do conversor; (c) corrente de linha na fonte e respectiva tensão fase-neutro ($V_{cn} * 0,11$); (d) tensão no barramento CC.

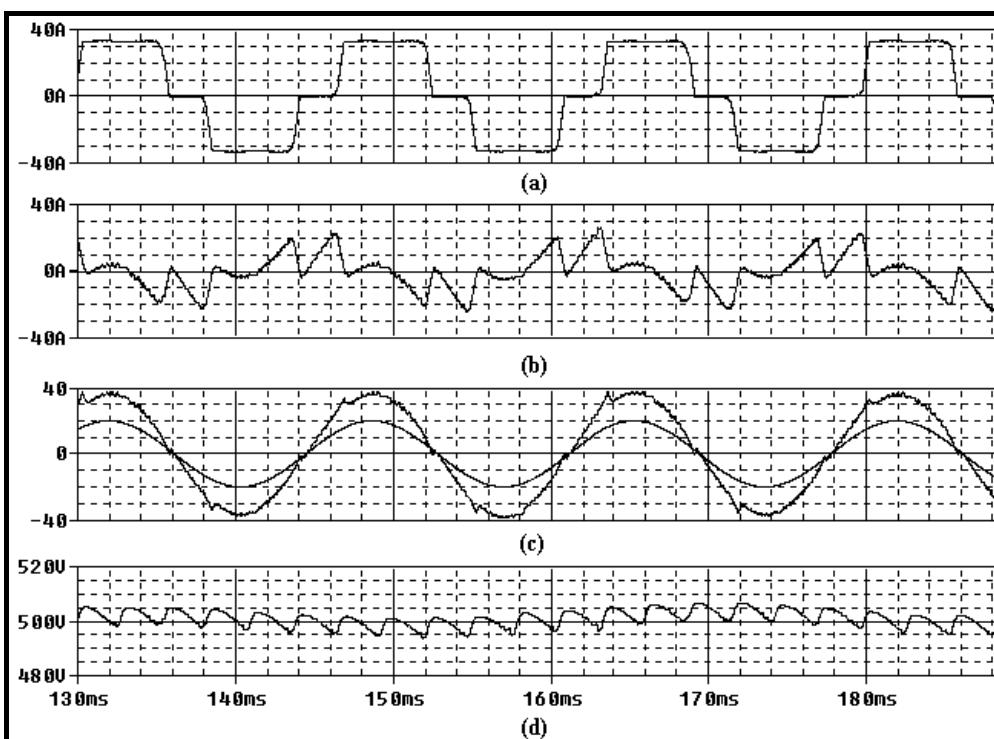


Fig. 3.10 – Operação apenas como filtro ativo paralelo (Caso 4).

- (a) corrente de linha da carga CA; (b) corrente de linha do conversor; (c) corrente de linha na fonte e respectiva tensão fase-neutro ($V_{cn} * 0,11$); (d) tensão no barramento CC.

3.4.4 - Modo Filtro Ativo Paralelo e Fonte Auxiliar

Carga CA: Retificador 4,5kVA

Elo CC: 5A/500V – 2,5kW

Conversor: 1 Módulo e $V_{dc}=500V$

Na Fig. 3.11 são apresentados alguns resultados da operação do conversor como filtro ativo paralelo e fonte auxiliar. A corrente imposta pelo conversor em cada fase é o resultado da superposição de uma componente senoidal defasada de 180° em relação à respectiva tensão fase-neutro na fonte, com a corrente de compensação harmônica do retificador. Neste caso apenas uma parcela de potência ativa absorvida pelo retificador é fornecida pela rede. O restante é suprido pela fonte de energia conectada no “link” CC do conversor.

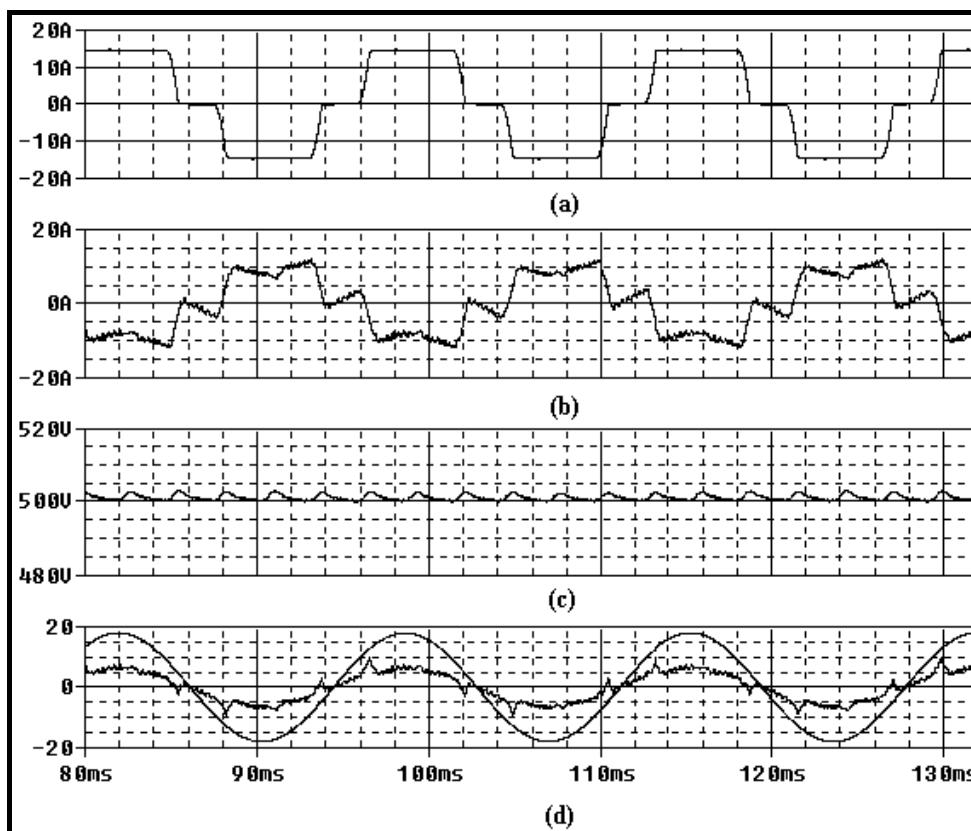


Fig. 3.11 – Operação do conversor como filtro ativo paralelo e fonte auxiliar.
 (a) corrente de linha da carga CA; (b) corrente de linha do conversor; (c) tensão no barramento CC; (d) corrente de linha na fonte e respectiva tensão fase-neutro ($V_{cn} * 0,1$).

3.4.5 - Modo Filtro Ativo Paralelo e Pré-Regulador Boost

Carga CA: Retificador 3kVA

Carga CC: Resistor 83,3 ohms – 3kW

Conversor: 1 Módulo e $V_{dc}=500V$

A operação como filtro ativo paralelo e pré-regulador Boost simultaneamente é mostrada na Fig. 3.12. A diferença deste modo de operação para o modo anterior é que o fluxo de potência ativa através do conversor agora é invertido, o que pode ser comprovado através da comparação da Fig. 3.11 com a Fig. 3.12, em termos da amplitude de corrente na fonte.

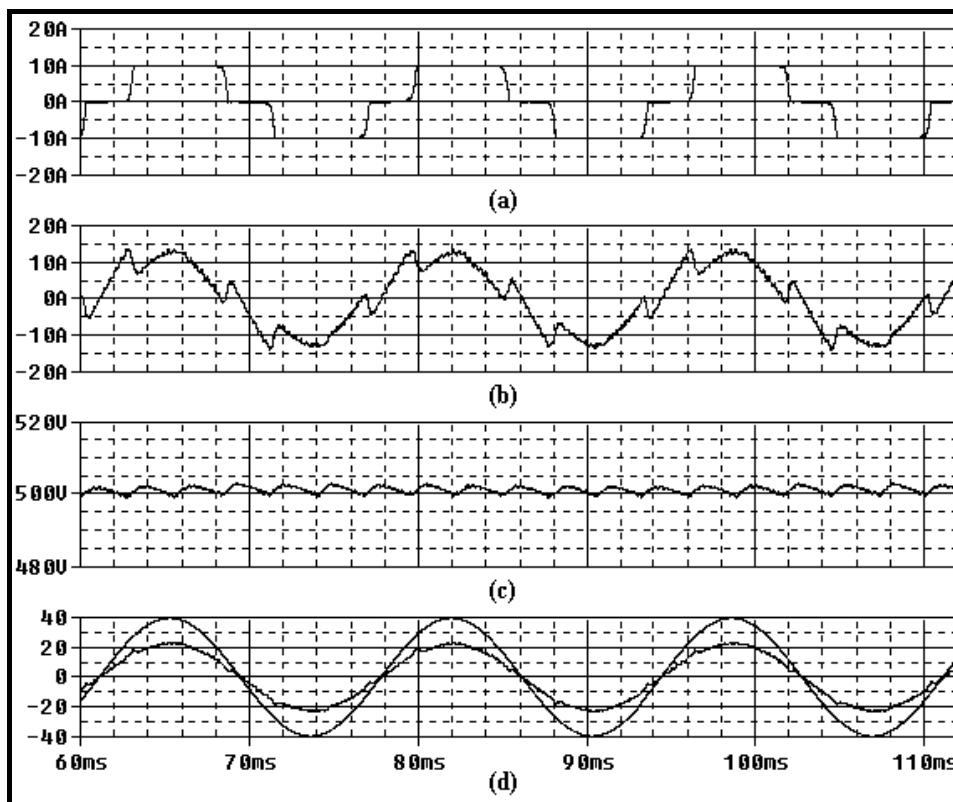


Fig. 3.12 – Operação do conversor como filtro ativo e pré-regulador Boost.
 (a) corrente de linha da carga CA; (b) corrente de linha do conversor; (c) tensão no barramento CC; (d) corrente de linha na fonte e respectiva tensão fase-neutro ($V_{cn} * 0,22$).

3.4.6 - Resposta Transitória

Para verificar a resposta transitória do conversor quando da ocorrência de uma súbita variação em suas condições de operação, foi considerado, como exemplo, a ocorrência de um

“voltage sag” trifásico, com o conversor operando como retificador com alto fator de potência ou pré-regulador Boost. Os resultados são apresentados na Fig. 3.13.

Conforme pode ser verificado o circuito de controle é sensibilizado determinando um aumento nas correntes de linha do conversor para continuar garantindo o suprimento da carga CC. No caso, a máxima variação de tensão no elo CC foi inferior a 5%, para uma variação da tensão de entrada de cerca de 35%. Este é um resultado bastante satisfatório para cargas sensíveis a variação de tensão.

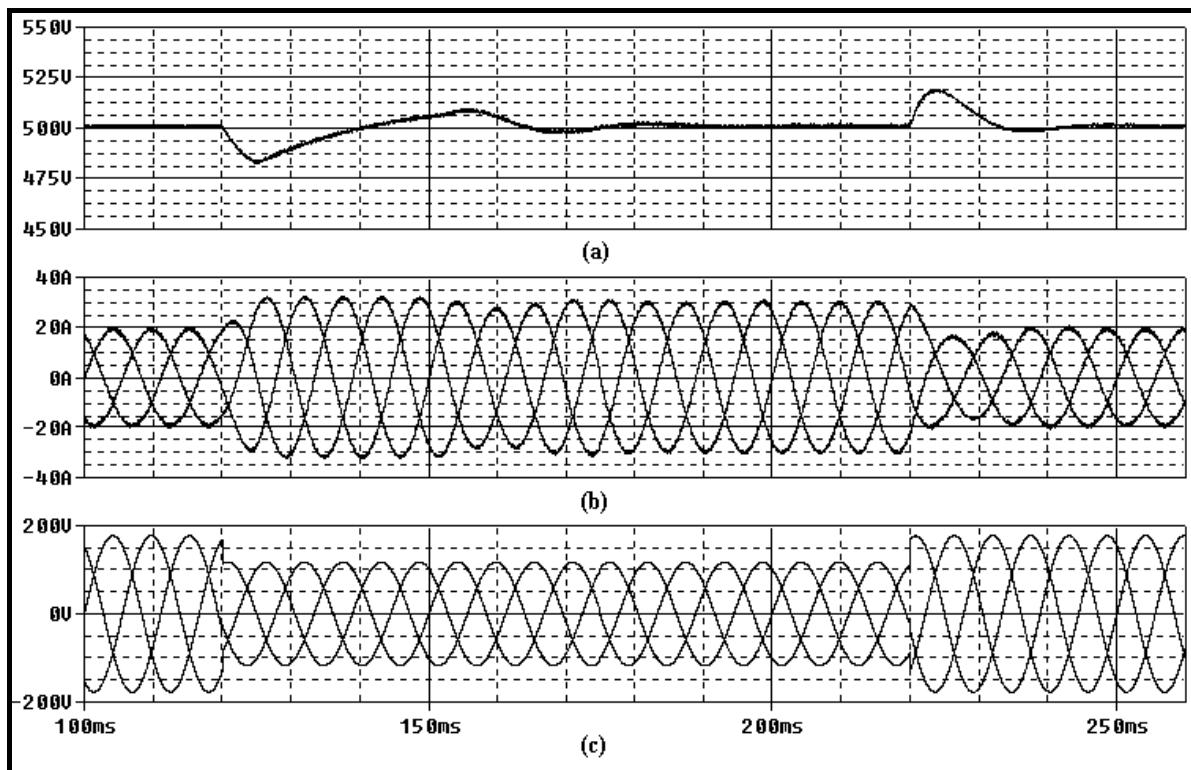


Fig. 3.13 – Resposta transitória do conversor analisado considerando um “voltage sag” tipo A.
 (a) tensão no elo CC; (b) corrente trifásica do conversor; (c) tensão trifásica da rede.

3.5 - CONSIDERAÇÕES FINAIS

Os resultados apresentados neste capítulo revelam que a topologia de circuito baseada no inversor PWM do tipo VSI operando como fonte de corrente, e controlada por corrente, pode ser acionada de várias maneiras alternativas, através do uso de uma estratégia de controle relativamente simples.

O sistema analisado pode atuar simultaneamente ou não com eficiência, na compensação de uma carga não-linear e no controle do fluxo de potência ativa em ambos os sentidos CA/CC e CC/CA, com boa característica de regulação de tensão em seu barramento CC. Conseqüentemente, isto permite dizer que o sistema destinado inicialmente a operar apenas como filtro ativo de potência paralelo, pode ser usado adicionalmente como sistema de interface com a rede elétrica de uma carga CC e/ou uma fonte CC, em especial um sistema fotovoltaico ou sistema a base de célula combustível, por estarem inseridas no contexto da chamada energia limpa. Este tipo de aplicação seria especialmente interessante em ambientes industriais.

No âmbito de uma instalação industrial, pode-se dizer que a cogeração de energia através do uso de célula combustível, considerando o emprego de um filtro ativo paralelo como sistema de interface, pode apresentar ainda vantagens específicas como, alívio de carga e também controle de demanda no horário de ponta, no caso da instalação ser optante de um sistema de tarifação horosazonal. Isto devido à sua maior autonomia se comparada ao sistema fotovoltaico puro sem armazenamento de energia.

Tal flexibilidade de operação do sistema analisado garante uma melhor relação custo-benefício em sua implantação. Numericamente, é difícil avaliar este grau de melhoria. Entretanto, quantitativamente é possível verificar tal fato, desde que é eliminada a necessidade de um equipamento essencialmente dedicado pra uma única função, como também a necessidade de conversores adicionais para desempenhar as funções incluídas nesta aplicação, ou seja, operação do filtro ativo de potência paralelo com multifunções.

CAPÍTULO IV

IMPLEMENTAÇÃO PRÁTICA

O presente capítulo tem como objetivo relatar tecnicamente, passo a passo, a implementação prática da estrutura analisada nos capítulos II e III deste trabalho. Os detalhes de cada uma das partes do circuito de controle e de potência, que foram implementados para utilização no protótipo construído em laboratório, serão apresentados ao longo deste capítulo.

4.1 – CONSIDERAÇÕES INICIAIS

A Fig. 4.1 apresenta o diagrama de blocos completo da estrutura implementada. As correntes i_{La} , i_{Lb} e i_{Lc} são as correntes de linha nas fases a, b e c, respectivamente, da carga CA. Por outro lado, as correntes i_{Ca} , i_{Cb} e i_{Cc} são as correntes de linha nas fases a, b e c, respectivamente, do conversor PWM CA/CC-CC/CA ou sistema retificador/inversor.

Com o objetivo de contribuir para a redução de custo, para viabilizar ainda mais as aplicações com FAP's, neste trabalho foi utilizado um número reduzido de sensores. Entretanto, esta consideração é valida admitindo-se a compensação de cargas trifásicas balanceadas e que não possuam em seu espectro harmônico componentes de seqüência zero, que é a situação típica no caso de retificadores trifásicos em ponte completa. Foram utilizados dois sensores de corrente (sensor de efeito Hall) para a carga CA e dois para o conversor, conforme indicado na Fig. 4.1. A amostra de corrente na outra fase, em ambos os casos, é obtida através de uma combinação linear simples das amostras de corrente nas outras duas fases. Adicionalmente, foi considerado também o uso de apenas um sensor de tensão CA (transformador). A amostra de tensão CA relativa às outras duas fases da rede elétrica foi gerada através do uso de um circuito analógico simples, cujo sinal de referência é a tensão

amostrada, porém livre de distorção harmônica, obtida graças ao uso de um circuito equivalente a um circuito PLL.

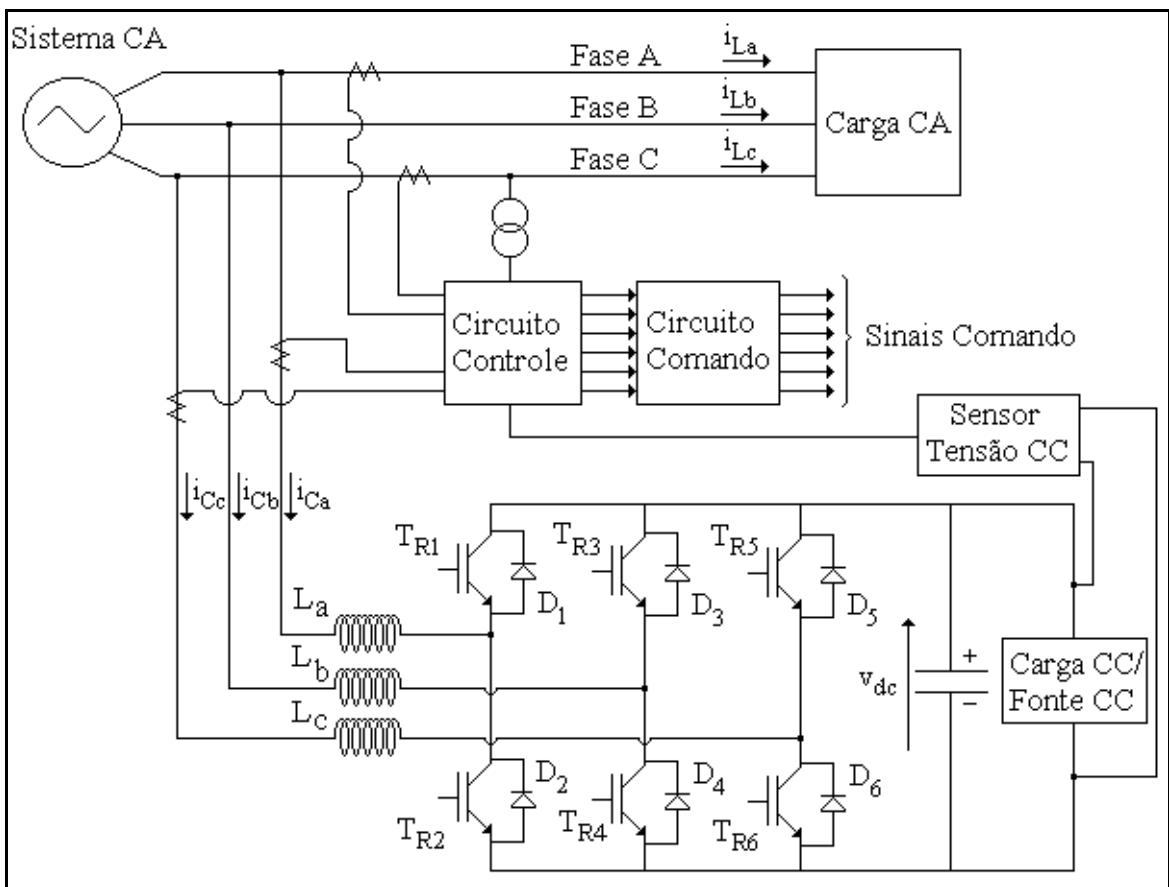


Fig. 4.1 – Diagrama de blocos da estrutura implementada.

De maneira geral, foi seguido o mais de perto possível os modelos de circuitos adotados na simulação, a menos de algumas modificações e/ou incrementos quando necessários. É claro que, isso foi realizado tomando-se o cuidado de não deixar de atender a mesma função ou aplicação para a qual o circuito foi destinado inicialmente. Na seqüência, serão apresentados em detalhes o circuito de controle e o circuito de potência que foram implementados em laboratório.

4.2 - CIRCUITO DE CONTROLE PRÁTICO

4.2.1 – Gerador de Onda Triangular

O modelo de circuito empregado para implementar na prática a forma de onda triangular para proporcionar o controle PWM das chaves do conversor é apresentado na Fig. 4.2. Conforme pode ser observado, ele foi obtido a partir de um oscilador de relaxação em série com um integrador. Além disso, foi utilizado também um circuito de compensação de off-set, ou seja, um circuito somador com uma de suas entradas ajustável na faixa de $V_{cc1}(+15V)$ a $V_{cc2}(-15V)$.

Na Fig. 4.3 são apresentadas as formas de onda inerentes ao circuito da Fig. 4.2, ou mais especificamente, a forma de onda na saída do oscilador e na saída do circuito de compensação de “off-set”. É possível verificar que a amplitude da portadora triangular utilizada no protótipo foi de 3,5V.

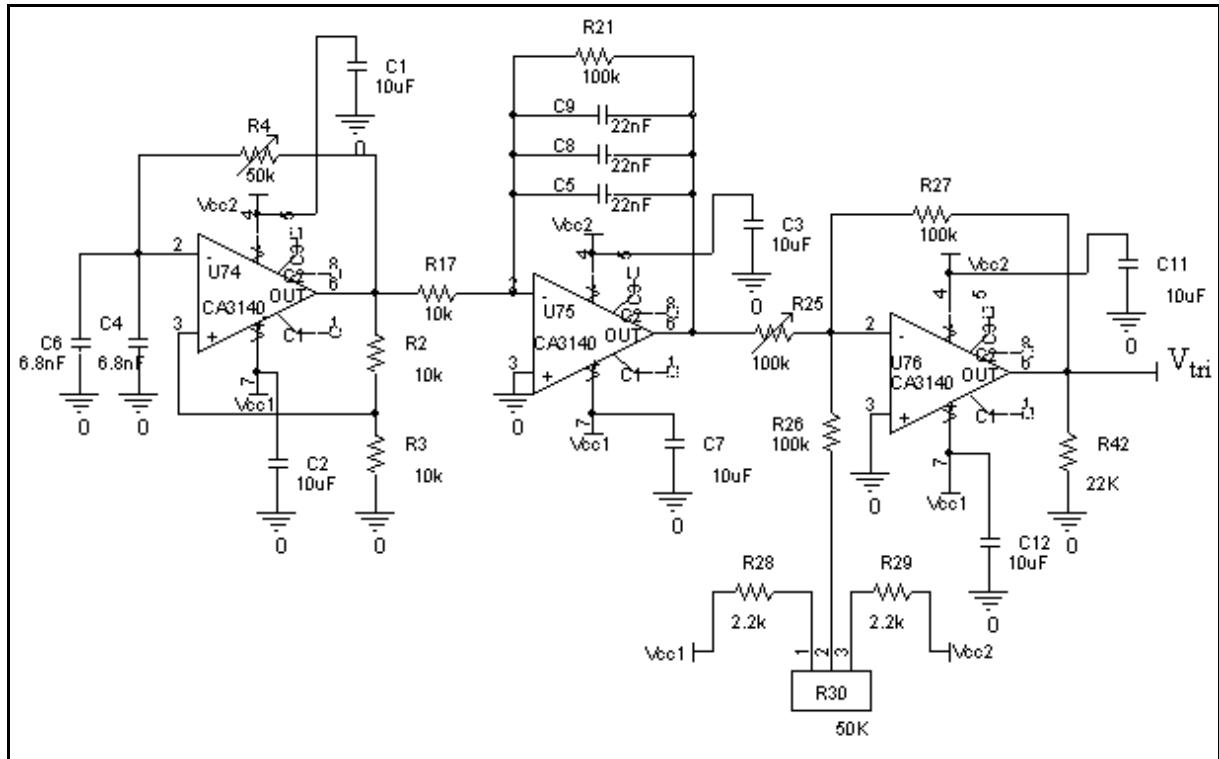


Fig. 4.2 – Circuito prático gerador de onda triangular.

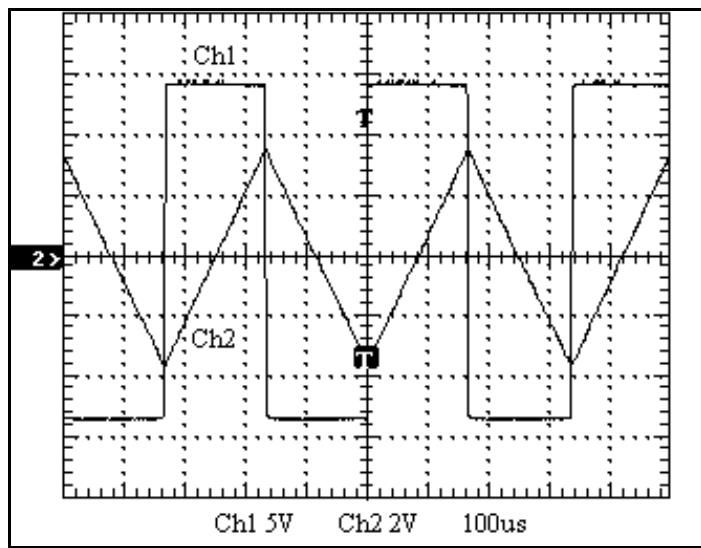


Fig. 4.3 – Sinal na saída do oscilador (Ch1) e do circuito de compensação de “off-set” (Ch2).

O circuito na configuração mostrada na Fig. 4.2 apresenta bastante flexibilidade de operação, pois é possível através dele controlar a amplitude, o nível de “off-set” e a freqüência da portadora triangular gerada na sua saída. O ajuste desses parâmetros, freqüência, amplitude e “off-set”, são obtidos através do ajuste dos potenciômetros R4, R25 e R30, respectivamente. É importante ressaltar que dependendo das características da forma de onda triangular requerida na saída do circuito da Fig. 4.2, é necessário redimensionar os potenciômetros supracitados.

4.2.2 – Monitoramento da Tensão no Barramento CC do Conversor

A obtenção de uma amostra, $V(v_{dc})$, da tensão no barramento CC do conversor, v_{dc} , foi realizada por meio de um amplificador diferencial, conforme indicado na Fig. 4.4. Sua função, nesse caso, é fornecer um sinal com referência no terra do controle, isolado por um caminho de alta impedância e com amplitude devidamente ajustada. É importante lembrar que esse circuito pode ser inversor ou não, dependendo da polaridade do sinal na sua entrada.

A presença do potenciômetro (R15), ao invés de um resistor de valor fixo, exerceu importante papel no circuito da Fig 4.4. A sua função foi estabilizar o sinal na saída do

amplificador diferencial, ou em outras palavras, garantir a igualdade na seguinte relação de resistências: $(R15/R17)=(R16/R14)$. Na prática, esse circuito não funciona adequadamente, a menos que esta relação seja satisfeita com pequena margem de erro. Isto é algo difícil na prática, no caso do uso de resistores de valor elevado e de baixa precisão. Uma alternativa para contornar este problema, seria a utilização de resistores de alta precisão.

O problema acima mencionado bem como sua solução pôde ser constatado tanto na prática quanto analiticamente, escrevendo-se a equação de ganho do amplificador diferencial, baseado no conceito de terra virtual. Assim, uma vez obtida a equação de ganho do circuito admitindo-se inicialmente diferente a relação de resistências supracitadas, ou seja, $(R15/R17=x)$ e $(R16/R14=y)$, chega-se a uma equação tal que pode ser simplificada, a fim de que o circuito funcione como um amplificador diferencial ideal, apenas caso tenhamos $x=y$. Caso contrário o circuito apresentará uma operação atípica, podendo ocasionar não apenas alteração de ganho, mas também da forma de onda do sinal amostrado.

Um capacitor (C36) foi utilizado na saída do amplificador diferencial para filtrar as componentes de alta freqüência do sinal monitorado, decorrentes da operação de chaveamento do conversor. O filtro passa-baixa formado por C36 e R18 foi sintonizado em 234Hz. Com base na Fig. 4.4, temos que $V(v_{dc}) = (27 / 2000) * v_{dc}$.

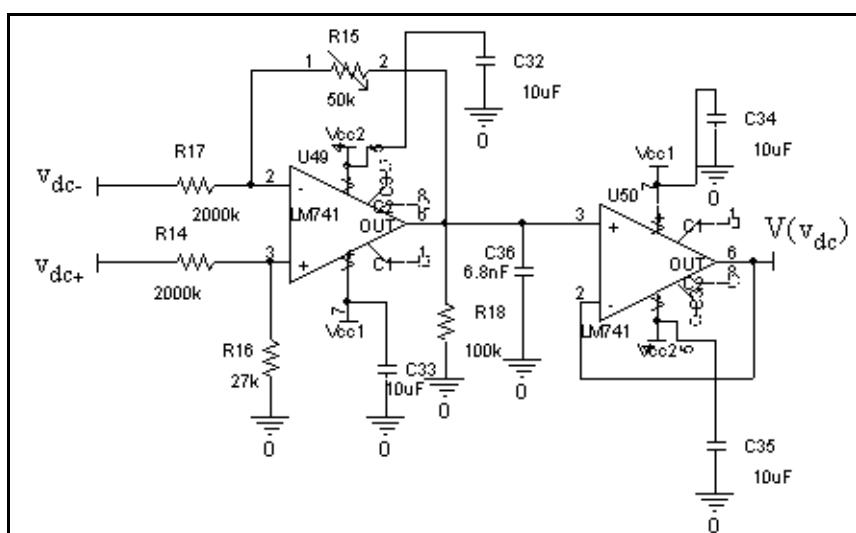


Fig. 4.4 – Monitoramento da tensão no barramento CC do conversor.

4.2.3 – Controlador da Malha de Controle de Tensão

Como mencionado no capítulo II, e também indicado na Fig. 4.5, na malha de controle de tensão do barramento CC do conversor, foi utilizado um controlador PI. No caso prático, o ganho proporcional (K_p) e integral (K_i) associados a essa malha foram aproximadamente, 5,6 e 1470 rad/s, respectivamente. Valores estes que são praticamente os mesmos da simulação. O sinal $V(v_{dc})$ é a amostra da tensão no barramento CC do conversor, obtida à partir do circuito da Fig. 4.4. Assim, a partir das Figs. 4.4 e 4.5 temos que,

$$V_{Ref} = (122/222) * V(v_{dc}), \text{ ou } V_{Ref} = (122/222) * (27/2000) * v_{dc}.$$

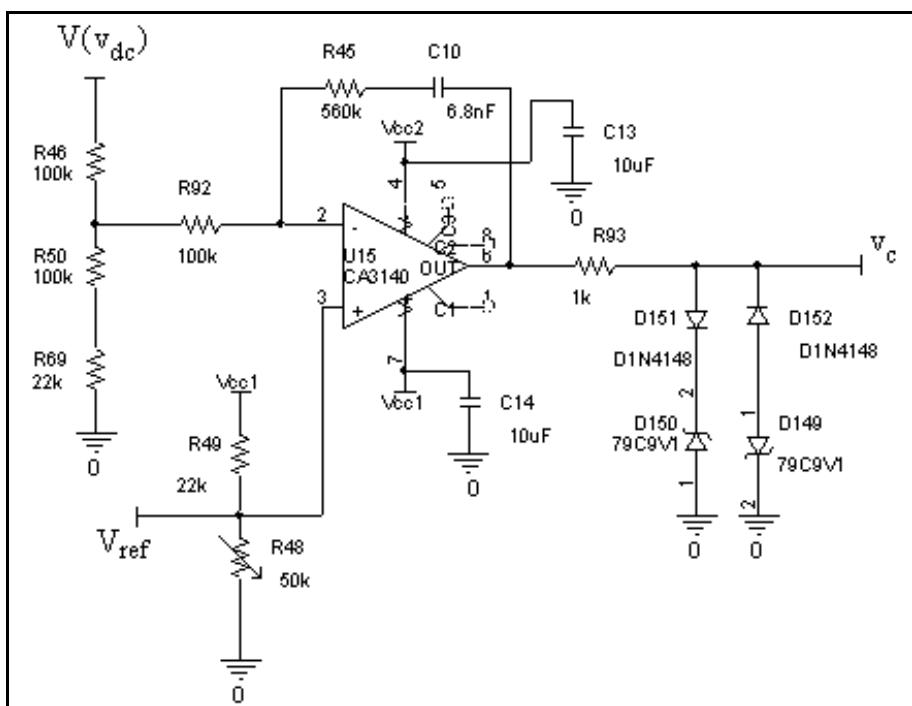


Fig. 4.5 – Controlador PI utilizado na malha de controle de tensão no barramento CC.

A saída desse circuito foi grampeada positivamente e negativamente, em torno de ± 10 Volts. Isto foi realizado, através do uso de dois diodos de sinal (modelo 1N4148) e de dois diodos do tipo Zener de 9,1Volts (modelo 79C9V1), ambos dispostos em anti-paralelo, conforme indicado na Fig. 4.5. O resistor R93 é extremamente importante para limitar a corrente de Zener dentro de suas especificações, garantindo a sua operação normal, ou seja, dentro da região de Zener associada a sua curva característica (VxI), pois do contrário o sinal

na saída deste circuito apresentará um comportamento atípico. A título de exemplo, a Fig. 4.6 mostra a sua saída grampeada positivamente.

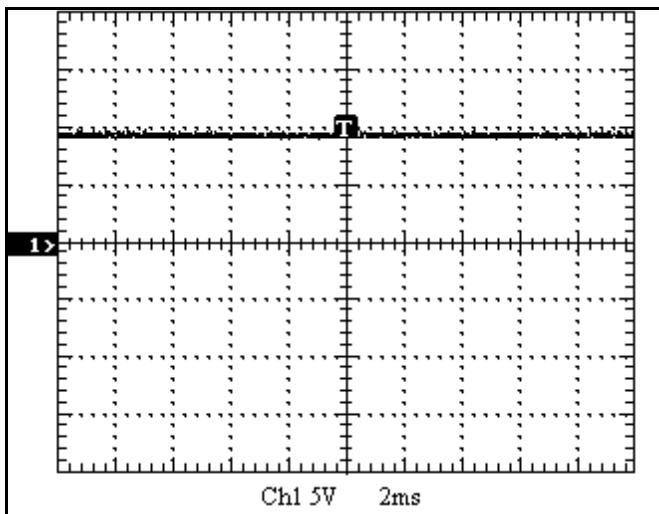


Fig. 4.6 – Sinal na saída do PI da malha de controle de tensão no barramento CC.

4.2.4 – Monitoramento da Tensão Fase-Neutro do Sistema

Tipicamente, na prática pode-se dizer que a distorção harmônica presente na tensão da rede elétrica é decorrente, principalmente, da presença de componentes com freqüência do tipo múltiplo inteiro da freqüência fundamental, e ainda, de seqüência positiva, negativa ou zero. Além disso, quando elas aparecem, possuem amplitudes relativamente pequenas, se comparadas à magnitude da componente fundamental. Componentes dessa natureza são denominadas de componentes harmônicas. Por sua vez, elas são alternadas, ou seja, seu valor médio é nulo.

A mesma coisa não pode ser dita, no caso da presença de nível CC, e/ou componentes com freqüências do tipo múltiplo não inteiro da freqüência fundamental, visto que, neste caso isto implicaria automaticamente no deslocamento do ponto de cruzamento por zero da forma de onda de tensão distorcida (resultante), se comparado à forma de onda de tensão original, sem distorção, ou seja, apenas a componente fundamental.

Nesse caso, pode-se dizer que, independentemente da presença de distorção harmônica na tensão de alimentação, dificilmente ela sofrerá alteração no seu ponto de cruzamento por zero.

Dentro desse contexto, admitindo-se a situação típica de distorção presente na tensão de suprimento, neste trabalho foi proposto um circuito para geração de uma referência trifásica de tensão, livre de distorção harmônica, para ser utilizada no circuito de controle de um condicionador ativo de energia. Ele opera a partir do monitoramento da tensão em uma única fase do sistema. Isto representa a economia de dois transformadores para amostragem de tensão da rede, o que representa minimização de custos. É claro que o objetivo desse circuito é também eliminar a influência da provável distorção harmônica presente na tensão de alimentação, na determinação das referências de corrente a serem empregadas no controle do conversor analisado.

Todavia, no caso deste circuito, é desprezado o desbalanceamento de fases, uma vez que, na prática ele é nulo ou muito pequeno, principalmente em ambientes industriais, onde predominam, em termos de potência, as cargas trifásicas平衡adas.

Para um melhor entendimento, o seu diagrama esquemático será dividido em duas partes. Primeiro, na Fig. 4.7, é apresentada a parte do circuito destinada a obter uma amostra de tensão em apenas uma das fases da rede elétrica, livre de distorção, no caso $V(v_{an})$.

Esta parte do circuito é formada por um amplificador diferencial, cuja finalidade é converter a tensão na saída do transformador de monitoramento da tensão na fase “a” para um sinal com referência no “terra” do controle. Na seqüência são utilizados quatro estágios de filtro passivo do tipo RC (1 pólo cada um), sintonizados em uma freqüência de corte em torno de 60Hz e com um ângulo de fase em torno de 45° ($X_c=R$). Entretanto, no seu último estágio, foi utilizado um potenciômetro (R24), para fazer o ajuste fino do ângulo total de defasagem

imposto pelos quatro estágios de filtro passivo igual a 180° , em relação ao seu sinal de entrada.

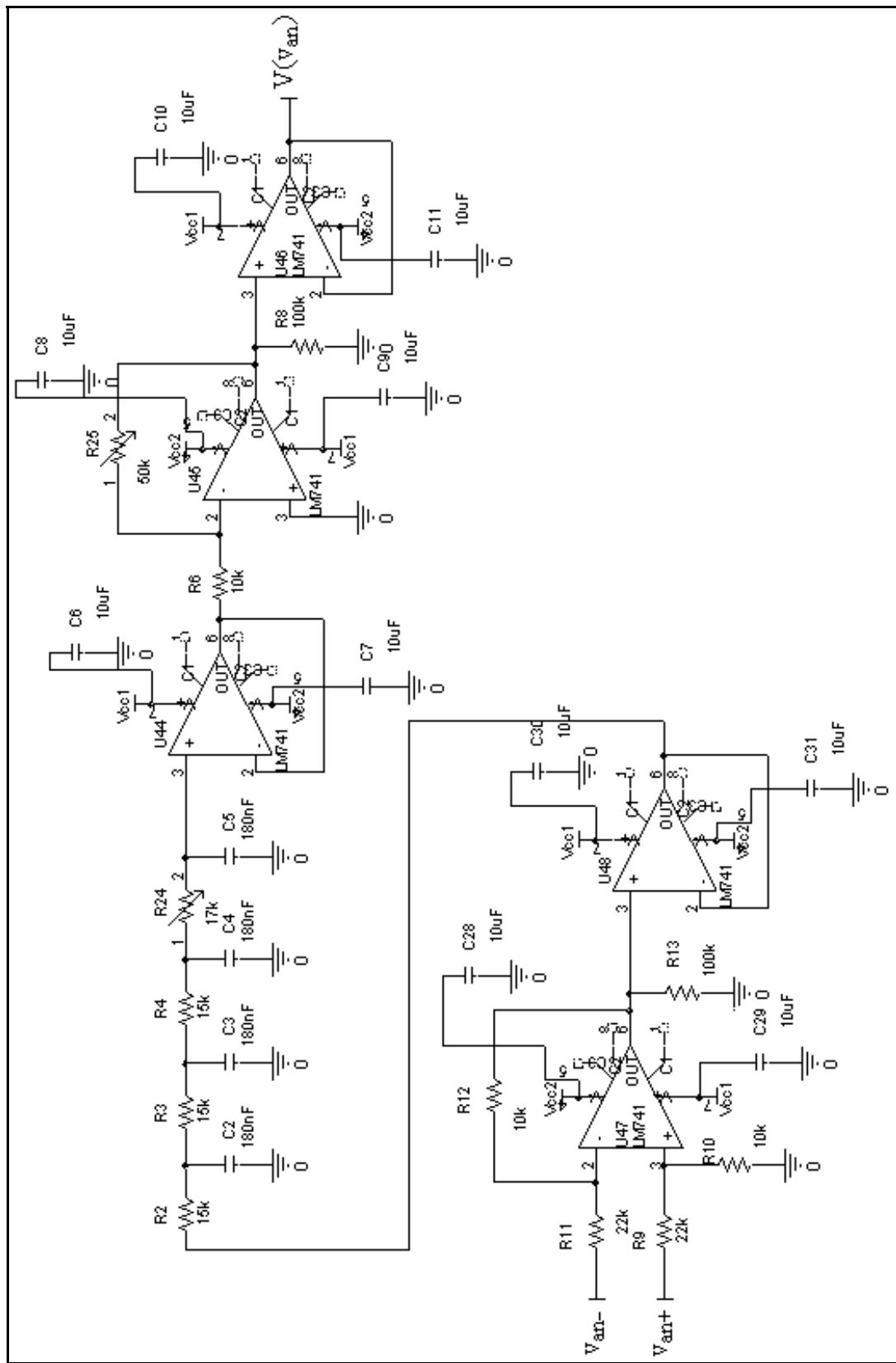


Fig. 4.7 – Obtenção de uma referência trifásica de tensão livre de distorção - parte A.

Por último, foi usado um amplificador inversor com um ganho ajustável (R25). Nesse caso, o objetivo é promover um desfasamento de 180° , colocando o sinal na sua saída em fase com a amostra de tensão da rede, bem como, ajustar a sua amplitude para o valor requerido.

Para fins práticos, como o elemento neutro da operação de multiplicação é 1, foi utilizado um sinal na saída desse circuito com amplitude em torno de 1 Volt. Pois, isto elimina a sua influência, em termos de amplitude, atuando apenas no sincronismo de fase, no caso da sua multiplicação por um nível CC. Essa medida é também importante porque ela optimiza a faixa de operação do multiplicador analógico, podendo ocorrer uma maior variação no sinal a ser multiplicado pela senóide, sem que o multiplicador perca a sua operação na faixa linear.

Na Fig. 4.8(a) e (b) é mostrada em escalas de tempo diferentes, a resposta do circuito da Fig. 4.7, adotando como sinal de entrada, a menos da relação de transformação, a tensão, v_{an} , da rede elétrica com um certo nível de distorção harmônica.

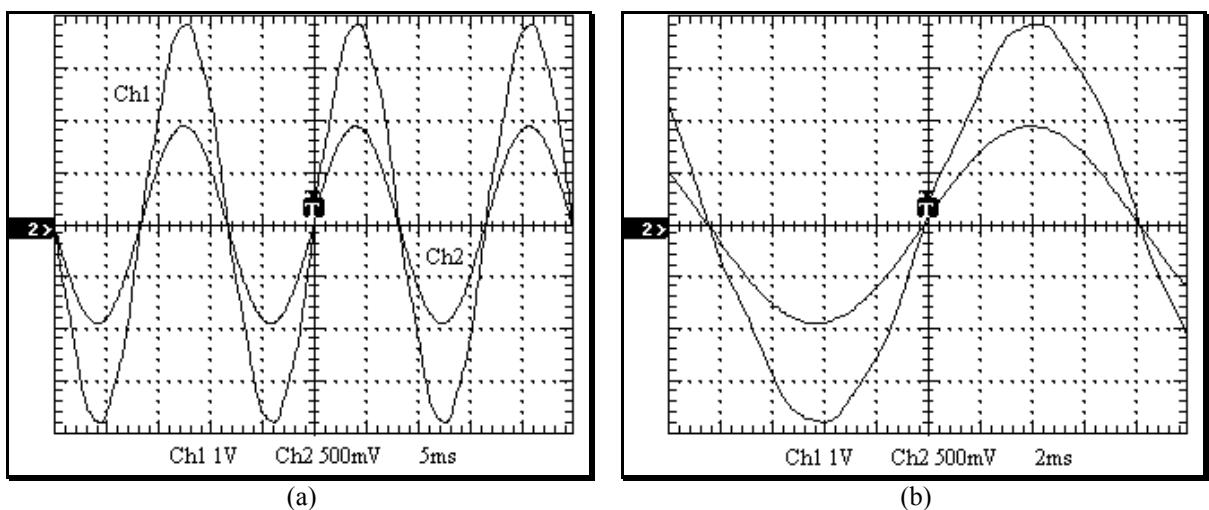


Fig. 4.8 – Sinal de tensão na saída do transformador de monitoramento da fase A (Ch1) e o sinal $V(v_{an})$ (Ch2) em diferentes escalas de tempo.

Nas Figs. 4.9 e 4.10 são apresentados o espectro harmônico da tensão v_{an} e do sinal $V(v_{an})$ na saída do circuito da Fig. 4.7. O nível de THD de v_{an} e do sinal $V(v_{an})$ foram de

2,95% e 0,42%, respectivamente. Isto representa uma redução 85,7% no nível de distorção harmônica de v_{an} , o que permite constatar uma boa performance do circuito da Fig. 4.7.

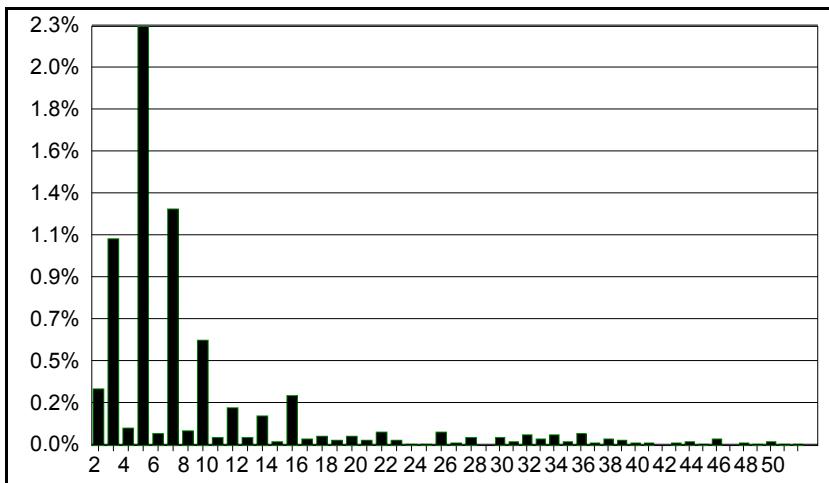


Fig. 4.9 – Espectro harmônico relativo à tensão v_{an} .

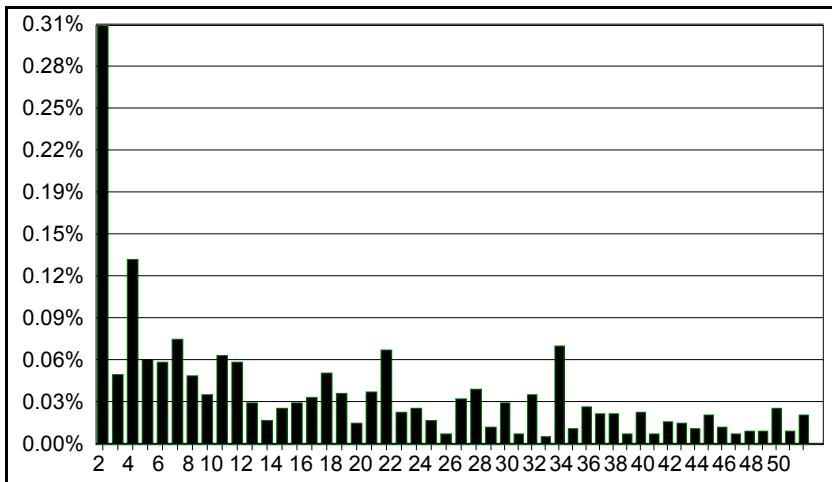


Fig. 4.10 – Espectro harmônico relativo ao sinal $V(v_{an})$.

Teoricamente, considerando-se um sinal senoidal ou praticamente senoidal, no caso $V(v_{an})$, e um outro com um defasamento de 90° e amplitude ajustável, V_x , em relação ao primeiro, é possível obter um sinal senoidal resultante V_r com um defasamento genérico em relação ao primeiro, simplesmente somando esses dois sinais, conforme indicado na Fig. 4.11, e também na equação (4.1).

$$v_r = V_r \sin(\omega t + \theta) \quad (4.1)$$

Na equação (4.1), V_r e θ são dados por:

$$V_r = \sqrt{[V(v_{an})]^2 + V_x^2} \quad (4.2)$$

$$\theta = \arctg\left(\frac{V_x}{V(v_{an})}\right). \quad (4.3)$$

Entretanto, a nível prático, em termos de circuito analógico, obter um sinal senoidal com um ângulo de defasagem de 90° em relação a um dado sinal senoidal é relativamente complexo. Porque não existe um circuito diferenciador ou integrador analógico puro, ou seja, com operação ideal.

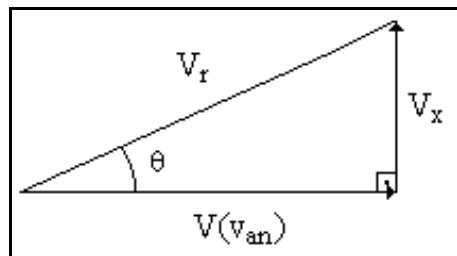


Fig. 4.11 – Soma fasorial de dois sinais com defasamento genérico.

Assim o circuito relativo à determinação do sinal de referência para as outras duas fases, dando seqüência ao circuito da Fig. 4.7, foi projetado a partir de um sinal $V_1(v_{an})$ com um ângulo de defasagem de 60° (adiantado) em relação à $V(v_{an})$. O ângulo de 60° foi escolhido por dois motivos: ele pode ser facilmente obtido na prática, utilizando-se um circuito RC ajustável, e segundo, os sinais de referência $V(v_{bn})$ e $V(v_{cn})$ podem facilmente serem obtidos a partir de combinações lineares simples de $V(v_{an})$ e $V_1(v_{an})$. Com base nessas premissas, na Fig. 4.12, é apresentado o circuito destinado a gerar as referências $V(v_{bn})$ e $V(v_{cn})$.

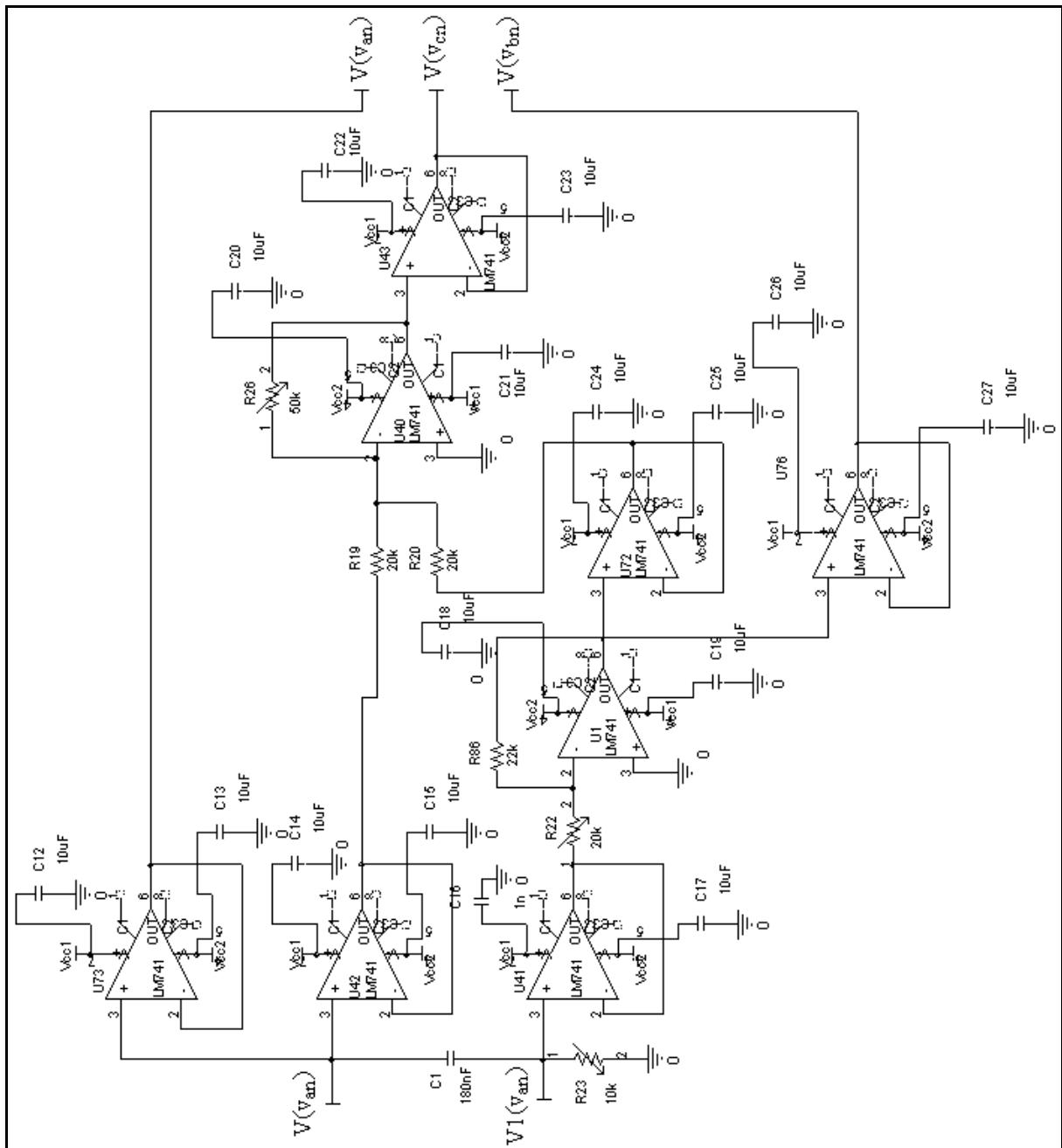


Fig. 4.12 – Obtenção de uma referência trifásica de tensão livre de distorção - parte B.

O sinal $V1(v_{an})$ foi obtido pelo conjunto formado pelo capacitor $C1$ e o potenciômetro $R23$, de forma que o sinal de tensão sobre ($R23$) esteja 60° (adiantado) em relação à $V(v_{an})$. A partir desse ponto do circuito, o sinal de referência $V(v_{bn})$ foi obtido simplesmente invertendo-se o sinal $V1(v_{an})$ e corrigindo-se a sua amplitude para ser igual á

amplitude de $V(v_{an})$. Foi utilizado para esse fim, um amplificador inversor com ganho ajustável, formado por U1, R22 e R86.

Com relação ao sinal de referência $V(v_{cn})$, ele foi obtido, conforme indicado no circuito da Fig. 4.12, considerando-se a seguinte combinação linear entre $V(v_{an})$ e $V(v_{bn})$, ou seja, fazendo-se a operação $-[V(v_{an}) + V(v_{bn})]$. Essa operação foi realizada através de um somador inversor com ganho ajustável, formado basicamente por U40, R19, R20 e R26. Em ambos os circuitos, Fig. 4.7 e 4.12, foram utilizados amplificadores operacionais do tipo UA741.

Resumindo, os sinais de referência $V(v_{an})$, $V(v_{bn})$ e $V(v_{cn})$ representam respectivamente, uma amostra de tensão livre de distorção e com amplitude de valor unitário, das tensões v_{an} , v_{bn} e v_{cn} da rede elétrica. Nas Figs. 4.13 e 4.14 são mostrados os resultados práticos para o circuito da Fig. 4.12 atuando juntamente com o circuito da Fig. 4.7.

Qualitativamente, com base nas formas de onda apresentadas, pode ser constatado que o circuito proposto destinado à geração de uma referência trifásica de tensão livre de distorção, considerando, entretanto o monitoramento da tensão em apenas uma fase do sistema de potência, apresentou um desempenho satisfatório.

Além disso, convém ressaltar que uma outra aplicação muito útil para o circuito da Fig. 4.7 juntamente com o circuito da Fig. 4.12 seria a geração de uma referência trifásica de tensão para uso no controle de um inversor PWM trifásico, em locais onde não existe disponibilidade da rede elétrica. Esse seria o caso típico de comunidades isoladas, onde se deseja realizar o aproveitamento de energia baseado no uso de fontes alternativas cuja geração é em corrente contínua, ou sistemas fotovoltaicos e sistemas a base de célula combustível. Nesse caso, o sinal de entrada no circuito da Fig. 4.7 seria a saída de um oscilador de relaxação sintonizado em 60Hz.

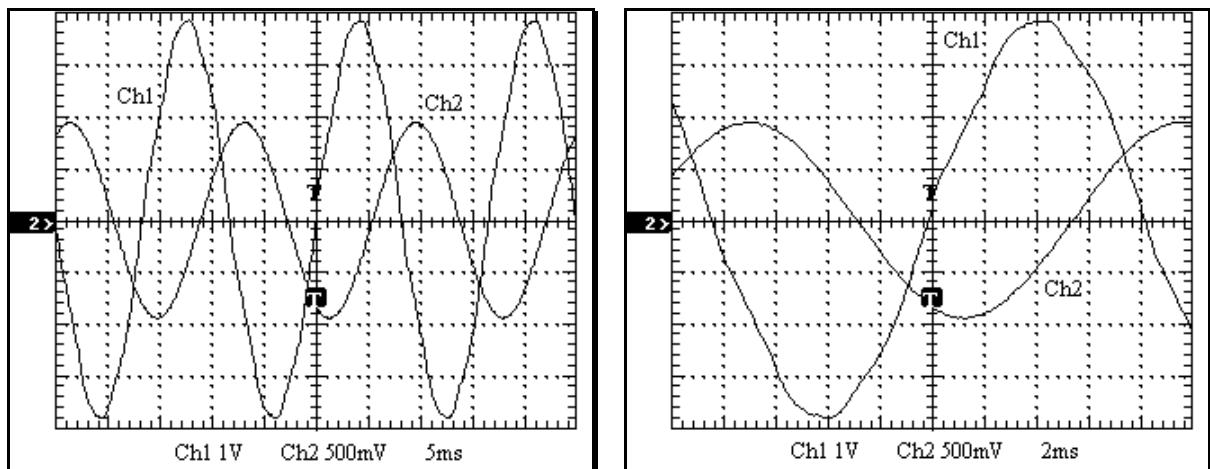


Fig. 4.13 – Sinal de tensão na saída do transformador de monitoramento da fase A (Ch1) e o sinal $V(v_{bn})$ em diferentes escalas de tempo (Ch2).

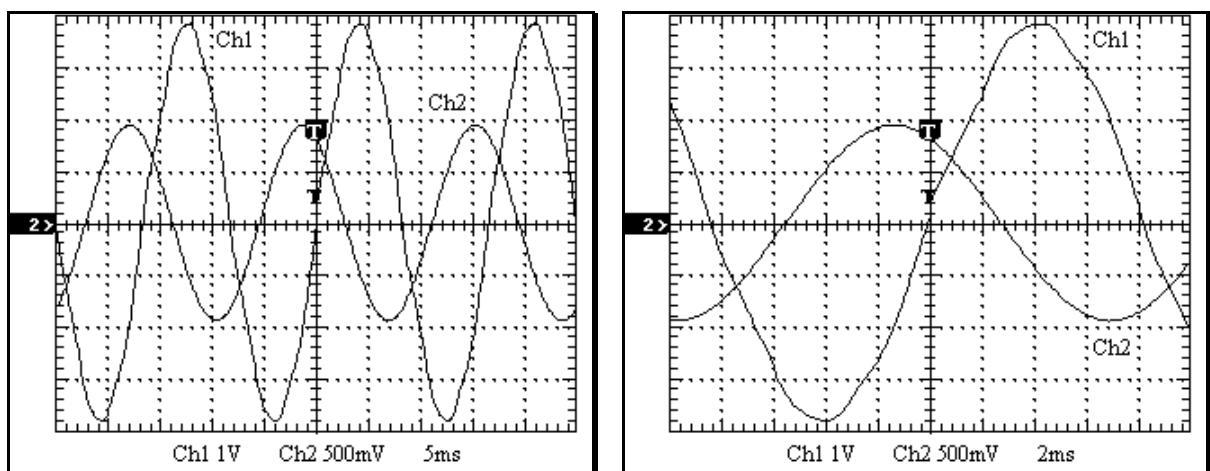


Fig. 4.14 – Sinal de tensão na saída do transformador de monitoramento da fase A (Ch1) e o sinal $V(v_{cn})$ em diferentes escalas de tempo (Ch2).

4.2.5 – Monitoramento das Correntes de Linha

Conforme relatado anteriormente, e indicado na Fig. 4.1, tanto para a carga CA quanto para o conversor PWM bidirecional trifásico paralelo, optou-se para fins de minimização de custo, por trabalhar com o monitoramento de corrente em apenas duas fases, no caso “a” e “c”.

Todavia, essa idéia é válida somente no caso da compensação de cargas não-lineares trifásicas balanceadas, e que não possuem em seu espectro harmônico componentes de seqüência zero (terceiro harmônico e seus múltiplos inteiros), que é a situação típica, em se

tratando de pontes retificadoras trifásicas em ponte completa. Somente nessas circunstâncias, se verificam as seguintes combinações lineares, ($i_{La} + i_{Lb} + i_{Lc} = 0$) e ($i_{Ca} + i_{Cb} + i_{Cc} = 0$), ou seja, a soma das correntes de linha das três fases da carga CA, bem como do conversor, é nula. Isto ocorre devido ao fato de que, as componentes de seqüência positiva e negativa associadas as três fases, do ponto de vista de cada ordem harmônica se cancelam, na soma supracitada. Assim, a corrente de linha na fase não monitorada “b” pode ser obtida através de uma combinação linear simples das correntes nas duas fases monitoradas, ou seja, ($i_{Lb} = -i_{La} - i_{Lc}$) e ($i_{Cb} = -i_{Ca} - i_{Cc}$). Ao mesmo tempo, essa medida representa uma considerável redução de custo, já que sensores de corrente de boa performance são relativamente caros.

Baseado nessas premissas, o circuito empregado para determinação de amostras das correntes de linha propriamente dita, nas três fases da carga CA, ou do conversor é aquele da Fig. 4.15. Os sinais de tensão aplicados à sua entrada, ou seja, entre os nós (A+,A-) e (C+,C-), correspondem ao sinal na saída do sensor de corrente das fases “a” e “c”, respectivamente.

Os amplificadores diferenciais que aparecem nesse circuito foram utilizados para o caso de eventual necessidade de ajuste de ganho para os sinais monitorados via sensor de corrente. A amostra referente à fase não monitorada foi extraída conforme descrito anteriormente e também apresentado na Fig. 4.15. Segundo pode ser observado foi utilizado um circuito somador inversor (U2, R7, R8 e R10.), para efetuar a combinação linear pretendida entre os sinais das duas fases monitoradas.

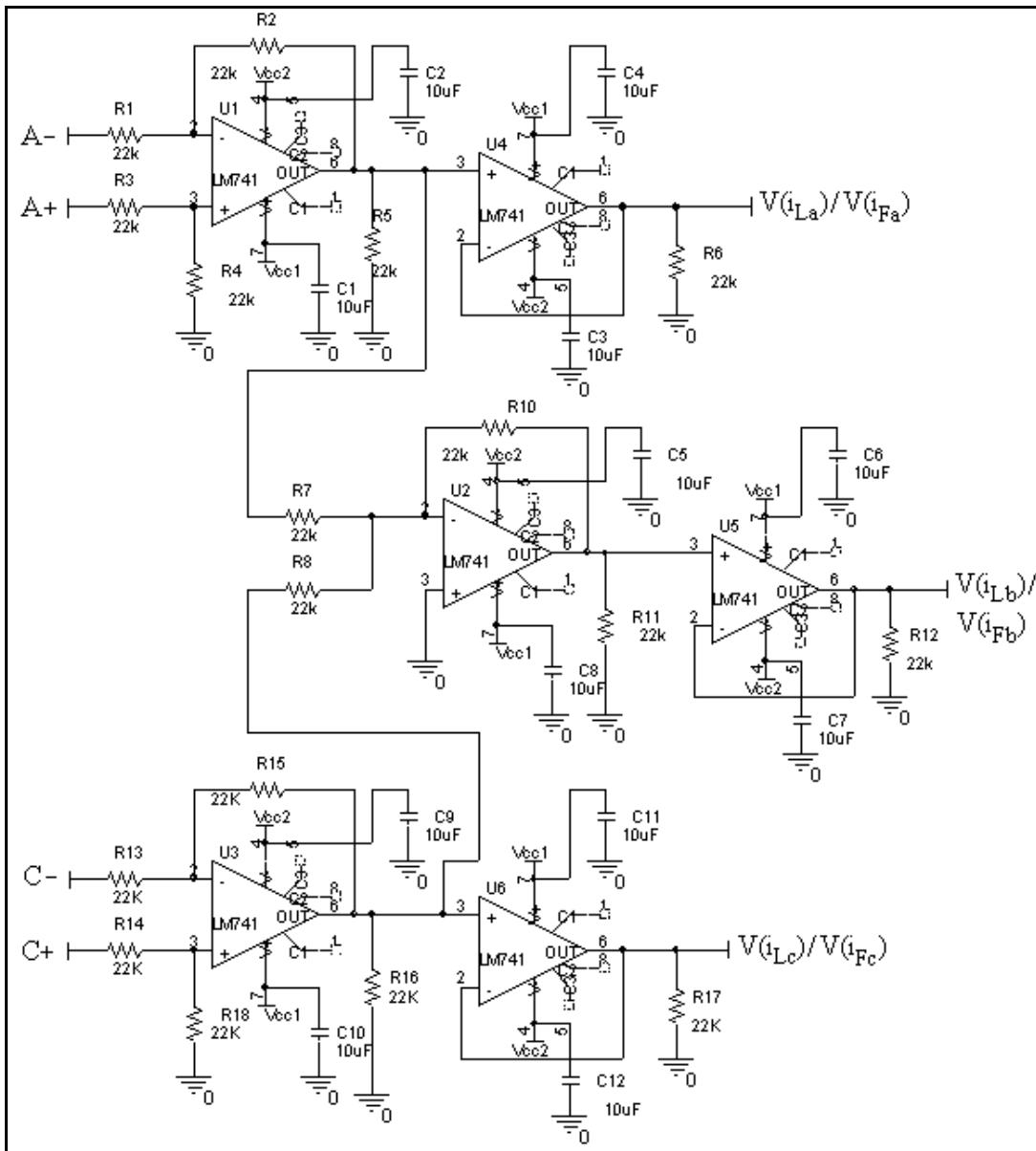


Fig. 4.15 – Circuito relativo à determinação das amostras das correntes de linha nas três fases para a carga CA ou para o conversor.

Para o monitoramento das respectivas correntes de linha (fase “a” e “c”) foram empregados sensores de corrente do tipo efeito *Hall*.

O efeito *Hall* se caracteriza basicamente pelo aparecimento de um campo elétrico transversal em condutor percorrido por uma corrente elétrica, quando o mesmo se encontra mergulhado em um campo magnético. Considere a Fig. 4.16, onde um filme de material semicondutor (elemento *Hall*) é percorrido por uma corrente elétrica constante. A distribuição de corrente sobre o mesmo é uniforme, e não existe diferença de potencial na saída.

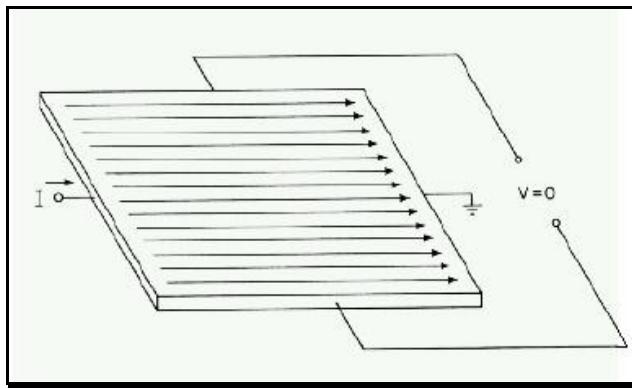


Fig. 4.16 – Elemento *Hall* na ausência de campo magnético.

Ao contrário, na presença de um campo magnético perpendicular (Fig. 4.17), o fluxo de corrente é distorcido. A distribuição resultante provoca o aparecimento de uma diferença de potencial entre os terminais de saída. Essa d.d.p é chamada tensão *Hall*. Sua intensidade é proporcional à intensidade do campo magnético aplicado.

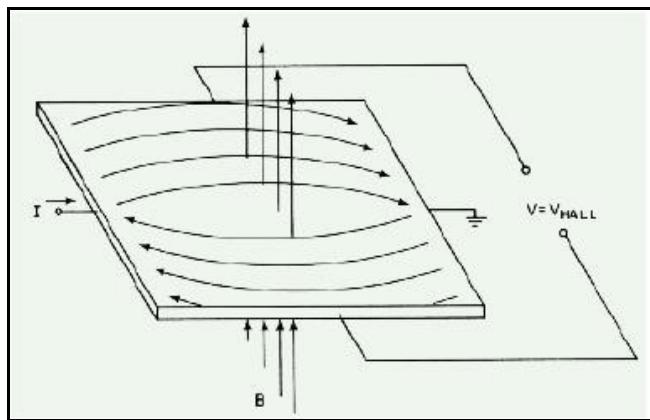


Fig. 4.17 - Elemento *Hall* na presença de campo magnético.

O modelo empregado na montagem é o **SECOHR 50BCI**, cujo fabricante é a SECON (sensores e instrumentos). Trata-se de um sensor de corrente elétrica por efeito *Hall* realimentado que pode ser usado para medir corrente contínua e alternada com isolação galvânica e sinal de saída em corrente (alta imunidade ao ruído). As suas características técnicas são descritas na Tabela 4.1.

O seu diagrama esquemático de ligação é apresentado na Fig. 4.18. A mesma fonte de alimentação do circuito de controle, foi utilizada para alimentar cada um dos sensores de corrente, ou seja, $V_{cc1}=+15\text{Volts}$ e $V_{cc2}=-15\text{V}$. O sinal de tensão nos terminais da resistência

de carga de cada sensor utilizado, Fig. 4.18, no caso R_L , foi conectado a cada uma das entradas do circuito da Fig. 4.15. Deste modo os nós (A-) e (C-) foram conectados ao terra do circuito de controle. O mesmo arranjo de circuito, considerando as Figs. 4.15 e 4.18, foi utilizado para o monitoramento das correntes de linha do conversor e da carga CA.

Tabela 4.1 – Características técnicas do sensor de corrente.

SECOHR 50BCI	
Corrente nominal	50A (rms)
Faixa de medida	$\pm 100A$
Razão de saída	1:1000
Erro total máximo ($25^\circ C$)	$\pm 3\%$ da nominal
Tensão de alimentação	± 15 Volts ($\pm 5\%$)
Temperatura máxima de operação	$70^\circ C$
Corrente de operação máxima	$10mA + I_S$
Resistência interna ($50^\circ C$)	50ohms

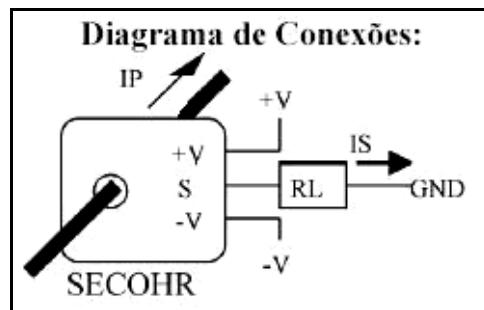


Fig. 4.18 – Diagrama esquemático de ligação do sensor de efeito hall.

O dimensionamento da resistência de carga do sensor é feito com base na equação (4.3). Como a saída do sensor é em corrente, quanto maior o valor da resistência de carga, maior será o seu sinal de saída. Entretanto, existe um valor limite para não se perder a linearidade na medição. Esse limite é estabelecido pela equação (4.3). Essa equação determina o máximo valor para a resistência de carga do sensor.

$$R_{Lmáx} = \frac{(13 - 50 \cdot I_{Smáx})}{I_{Smáx}} \quad (4.3)$$

Para se obter maior resolução no sinal de saída de um sensor *Hall* no caso da medição de correntes menores que a nominal podem ser utilizados dois artifícios. Em

primeiro lugar, seria passar o condutor de entrada (primário) N vezes pela seção de entrada, lembrando que a seção pode ser aproveitada melhor através do uso de fio esmaltado. Esta medida aumenta a intensidade do campo magnético aplicado à seção transversal do elemento *Hall* para um mesmo valor de corrente de entrada. Uma outra possibilidade seria a utilização de um maior valor de resistência de carga para o sensor, desde que não ultrapasse o valor estabelecido pela equação (4.3).

No caso prático implementado, foi admitida uma corrente máxima a ser medida da ordem de 20A. Como esse valor é cerca de três vezes menor que a corrente nominal do sensor, foram utilizadas três voltas no condutor primário. Desse modo, a razão de saída do sensor é alterada para 1:333,3. Isto implica em um $I_{S\text{máx}}$ de $(20/333,3)=60\text{mA}$. Substituindo-se esse valor em (4.3), é obtido um $R_{L\text{máx}} = 166,6\text{ohms}$. Na montagem foi utilizado um $R_L = 100\text{ohms}$.

Para determinar o ganho do sensor para o resistor de carga de 100ohms, foi realizado um experimento prático, baseado na leitura de um valor de corrente CC previamente conhecido. Tal fonte de corrente foi conseguida a partir de um retificador não controlado com filtro indutivo, de forma que a sua ondulação de corrente fosse desprezível. Um ganho de 2,35 foi obtido para esse valor de resistência de carga do sensor, ou seja, o seu sinal de saída é 2,35 vezes menor do que o sinal de entrada. Assim, temos que para qualquer fase ($i=a,b,c$) da carga ou do conversor, $V(i_{Li}) = (1/2,35)*i_{Li}$ e $V(i_{Ci}) = (1/2,35)*i_{Ci}$.

4.2.6 – Circuito Prático Detector do Valor de Pico

Na Fig. 4.19 é apresentado o circuito prático utilizado para a detecção do valor de pico da componente fundamental da corrente de carga. Sua freqüência de corte foi selecionada em 72,3Hz. Para filtrar o sinal na saída do retificador de precisão foi utilizado um capacitor de 100uF em paralelo com o seu resistor de carga. As principais formas de onda da

Fig. 4.19 são mostradas na Fig. 4.20, onde Ch1 representa $V(i_{La})$, o Ch2 o sinal na saída do filtro “butterworth” e Ch3 corresponde a $V(i_{La})_{lp}$.

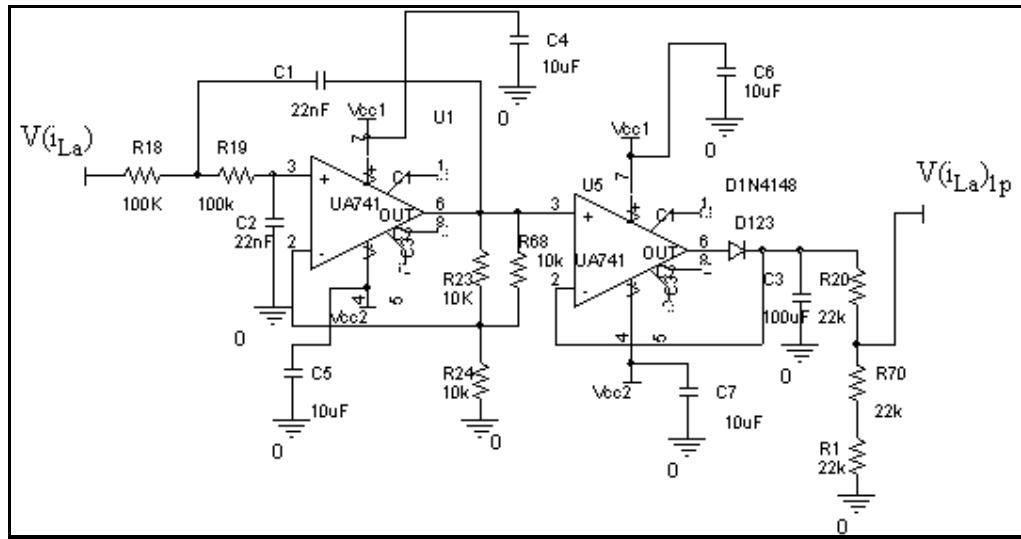


Fig. 4.19 – Circuito prático detector do valor de pico.

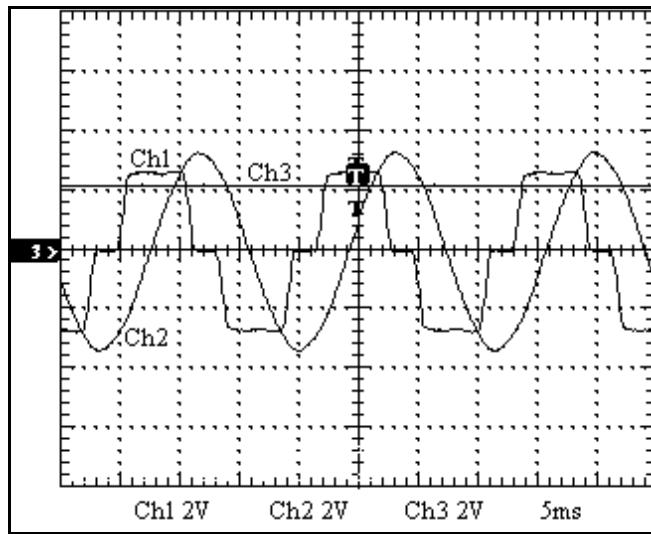


Fig. 4.20 – Principais formas de onda do circuito da Fig. 4.19.

4.2.7 – Circuito Prático de Sincronismo

Nas Figs. 4.21 e 4.22 é mostrado o circuito implementado para sincronizar $V(i_{La})_{lp}$ e $V(v_c)$ com a respectiva tensão fase-neutro da rede elétrica, no caso $V(v_{an})$.

Os sinais v_c e $V(i_{La})_{lp}$, na Fig. 4.21, são provenientes dos circuitos das Figs. 4.5 e 4.19, respectivamente. É importante lembrar que a amplitude do sinal de erro da malha de

controle de tensão, que entra na malha de controle de corrente, pode ser ajustada através do potenciômetro (R63). O conector de seis pinos (J11) representa o circuito multiplicador analógico, cuja função é realizar a multiplicação dos sinais X e Y, sendo que $X = V(v_{an})$ (veja Fig. 4.12) e $Y = V(i_{PL'a})_p$. Conseqüentemente, o resultado $X * Y = V(v_{an}) * V(i_{PL'a})_p$ é $V(i_{PL'a})$, ou seja a componente ativa fundamental de corrente gerada pelo circuito de controle na fase “a”.

O diagrama esquemático do circuito multiplicador analógico é apresentado na Fig. 4.22. O circuito integrado utilizado foi o **MC1495P** da Motorola, representado esquematicamente pelo conector de 14 pinos (J1). A função dos potenciômetros (R5) e (R23) é propiciar o ajuste de escala e de “off-set”, respectivamente, do sinal na saída do circuito. Conforme pode ser observado, a saída do **MC1495P** é diferencial, por isso o uso de um amplificador diferencial na sua saída. Além disso, um amplificador não-inversor foi inserido para tornar unitário o ganho do circuito multiplicador como um todo, de modo a não influenciar no ganho da malha de corrente.

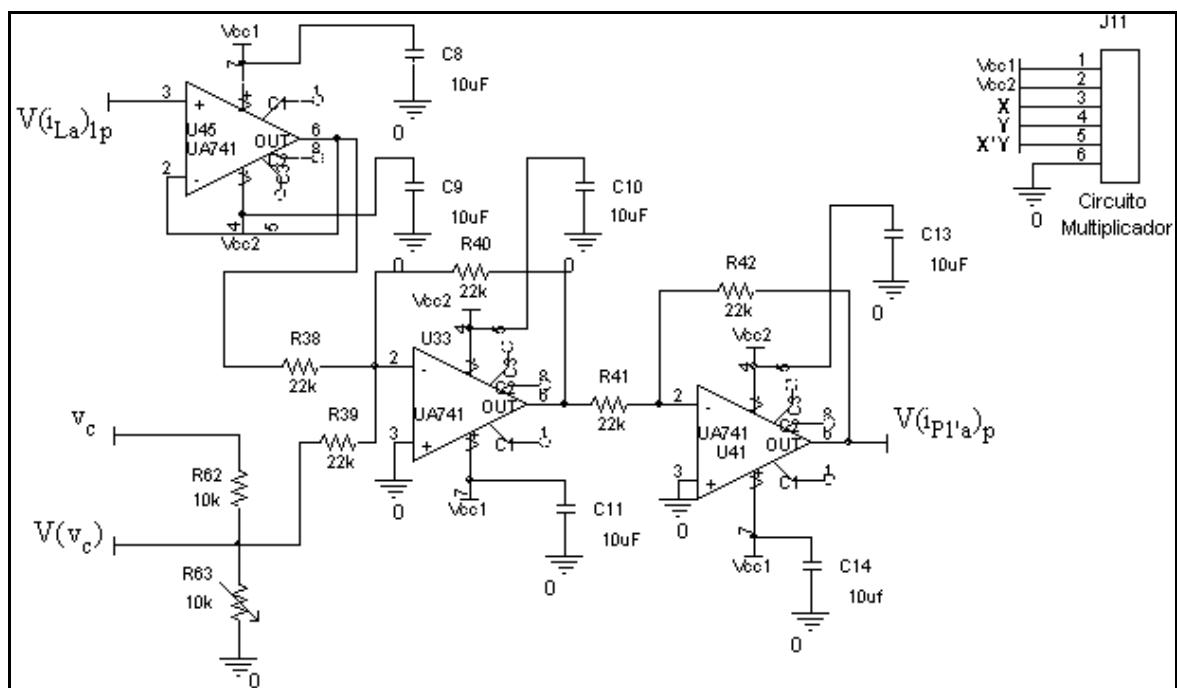


Fig. 4.21 – Circuito prático de sincronismo.

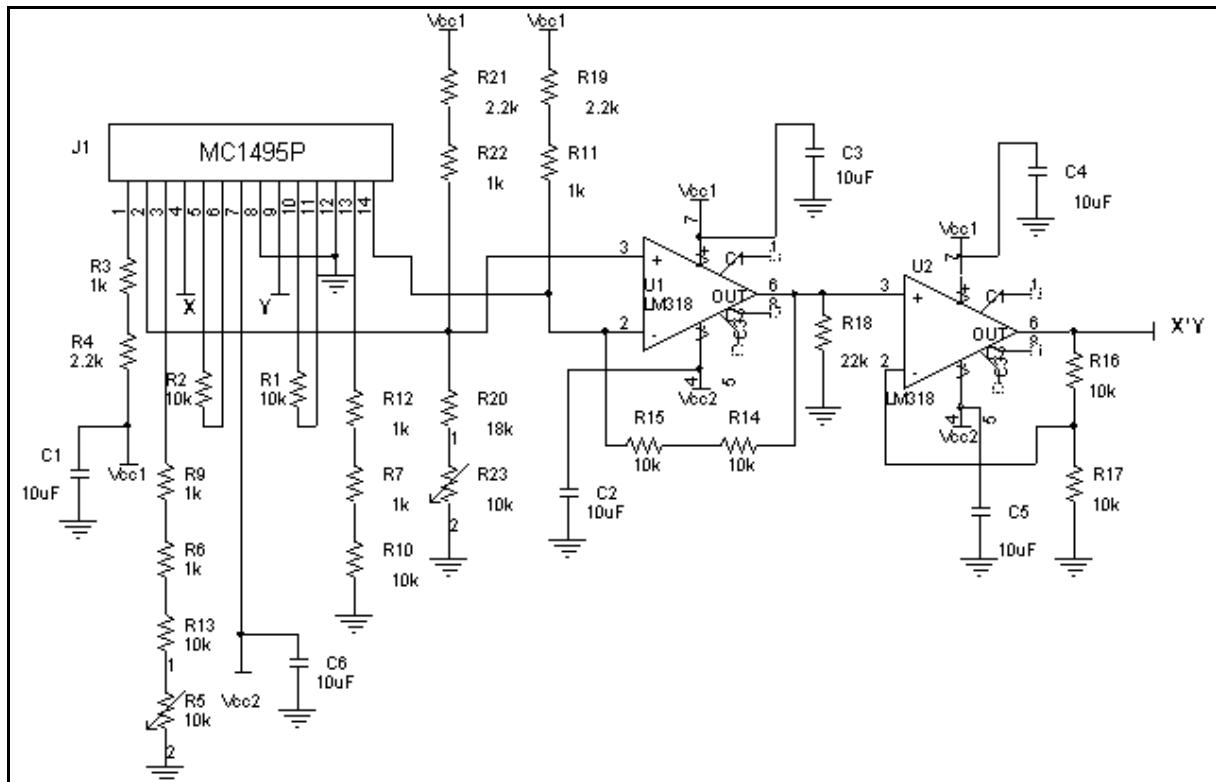


Fig. 4.22 – Circuito multiplicador analógico.

Na Fig. 4.23, tem-se que Ch1=V(v_{an}) , Ch2=V(i_{P1'a})_p e Ch3=V(i_{P1'a}) .

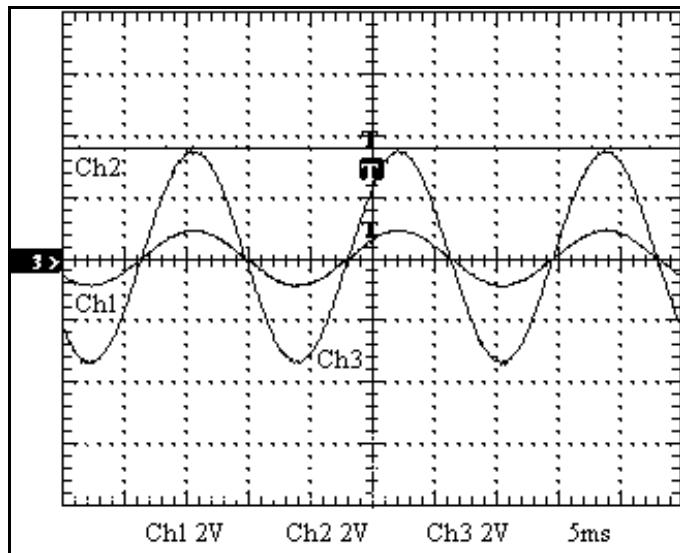


Fig. 4.23 – Principais formas de onda do circuito da Fig. 4.22.

4.2.8 – Circuito Prático para Obtenção da Referência de Corrente

O circuito da Fig. 4.24 foi projetado com base na equação (3.5). Assim tem-se

$V(i_{Ref.a}) = V(i_{P1'a}) - V(i_{L_a})$, que representa a referência de corrente a ser imposta pelo

conversor na fase “a”. $V(i_{Ref.a})_+$ e $V(i_{Ref.a})_-$ são os sinais de tensão relativo à parte positiva e negativa, respectivamente de $V(i_{Ref.a})$, a serem empregados na lógica de chaveamento do conversor. Para a correta operação dos comparadores foi imprescindível a utilização de resistores nas suas entradas de sinal.

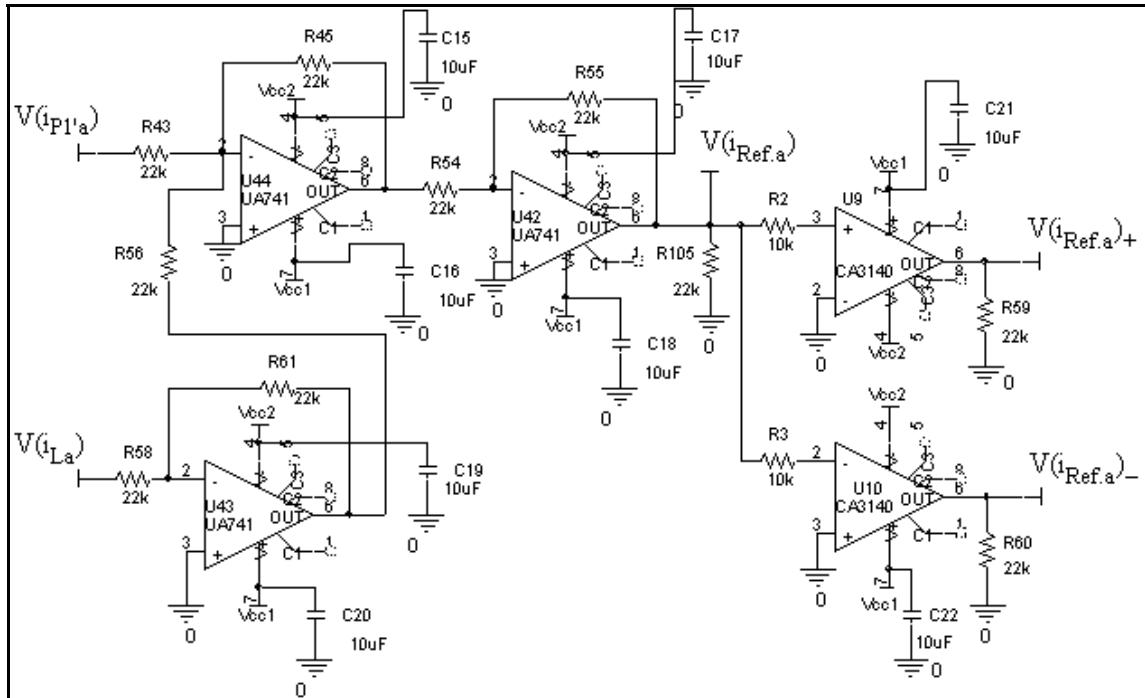


Fig. 4.24 – Circuito prático para obtenção da referência de corrente.

A Fig. 4.25 apresenta as seguintes formas de onda do circuito da Fig. 4.24:
 $Ch1 = V(i_{La})$, $Ch2 = V(i_{Ref.a})$ e $Ch3 = V(i_{P1'a})$.

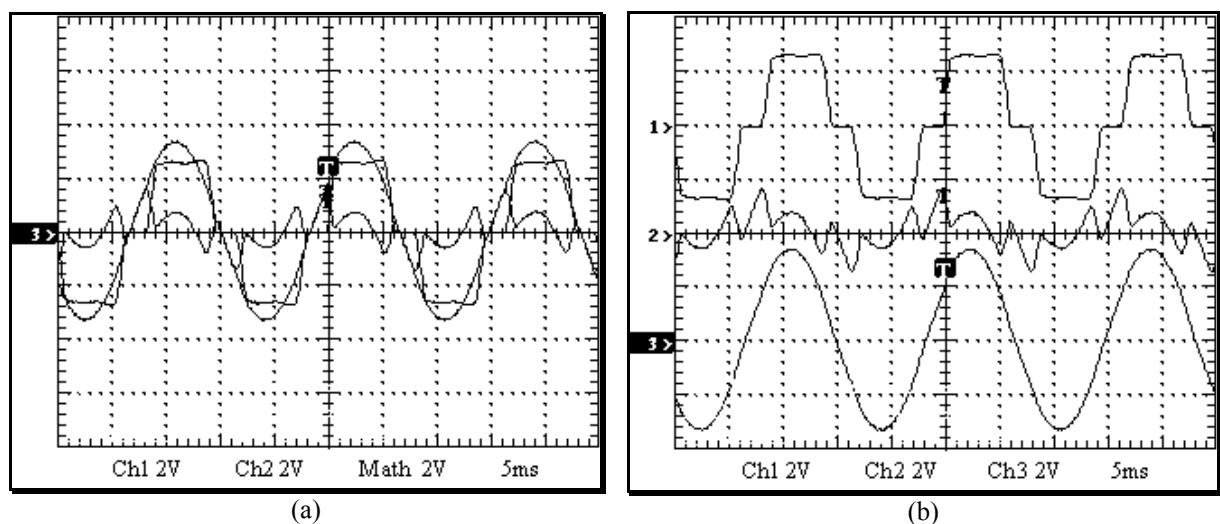


Fig. 4.25 – Principais formas de onda do circuito da Fig. 4.24 – parte A.

Na Fig. 4.26(a) tem-se $Ch2=V(i_{Ref.a})$ e $Ch1=V(i_{Ref.a})_+$, no caso da Fig. 4.26(b), tem-se $Ch2=V(i_{Ref.a})$ e $Ch1=V(i_{Ref.a})_-$.

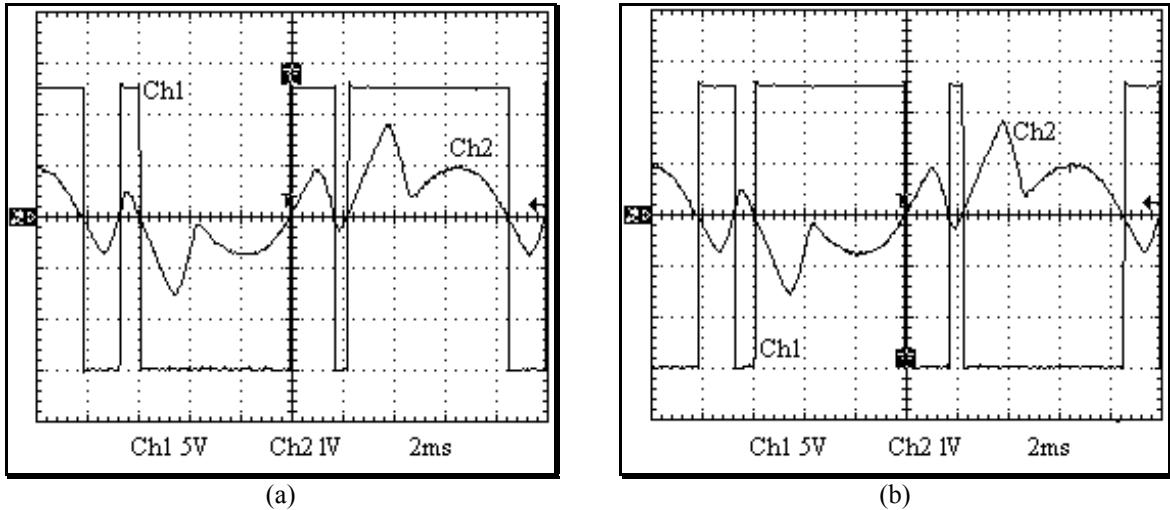


Fig. 4.26 – Principais formas de onda do circuito da Fig. 4.24 – parte B. $Ch1=V(i_{Ref.a})_+$ e $Ch1=V(i_{Ref.a})_-$.

4.2.9 – Circuito Prático Controlador de Corrente e Comparador

O “layout” do circuito controlador de corrente e comparador é mostrado na Fig. 4.27. Nesse circuito, resistores como R2 (limitação da corrente de Zener), R6, R7 e R8 (nas entradas de sinal dos comparadores) foram extremamente importantes para o seu correto funcionamento. No caso, $V_{PWM.a}$ representa o sinal de controle PWM relativo ao braço do conversor conectado na fase “a”, derivado da comparação entre o sinal na saída do PI com a portadora triangular, V_{tri} . A amplitude máxima de $V[V(i_{Ref.a}) - V(i_{Fa})]$ foi limitada em $\pm 3V$, de forma a restringir a razão cíclica máxima das chaves. Por outro lado, $V(V_{PWM.a})_+$ e $V(V_{PWM.a})_-$ são os sinais de tensão correspondente à parte positiva e negativa de $V_{PWM.a}$, respectivamente.

4.2.10 – Circuito Prático para Determinação do Sinal de Comando das Chaves

O circuito associado à determinação do sinal de controle propriamente dito de cada uma das chaves de um braço do conversor é ilustrado na Fig. 4.28. Ele foi implementado a partir da operação lógica “E”, entre os sinais de tensão $V(i_{Ref.a})_+$ e $V(V_{PWM.a})_+$ para a chave

inferior, e $V(i_{\text{Ref.a}})_-$ e $V(V_{\text{PWM.a}})_-$ para a chave superior. Os sinais resultantes dessa operação, $V_{\text{Cl.a}}$ e $V_{\text{CS.a}}$ representam o sinal de controle da chave inferior e superior, respectivamente, do braço do conversor conectado na fase “a”, no caso.

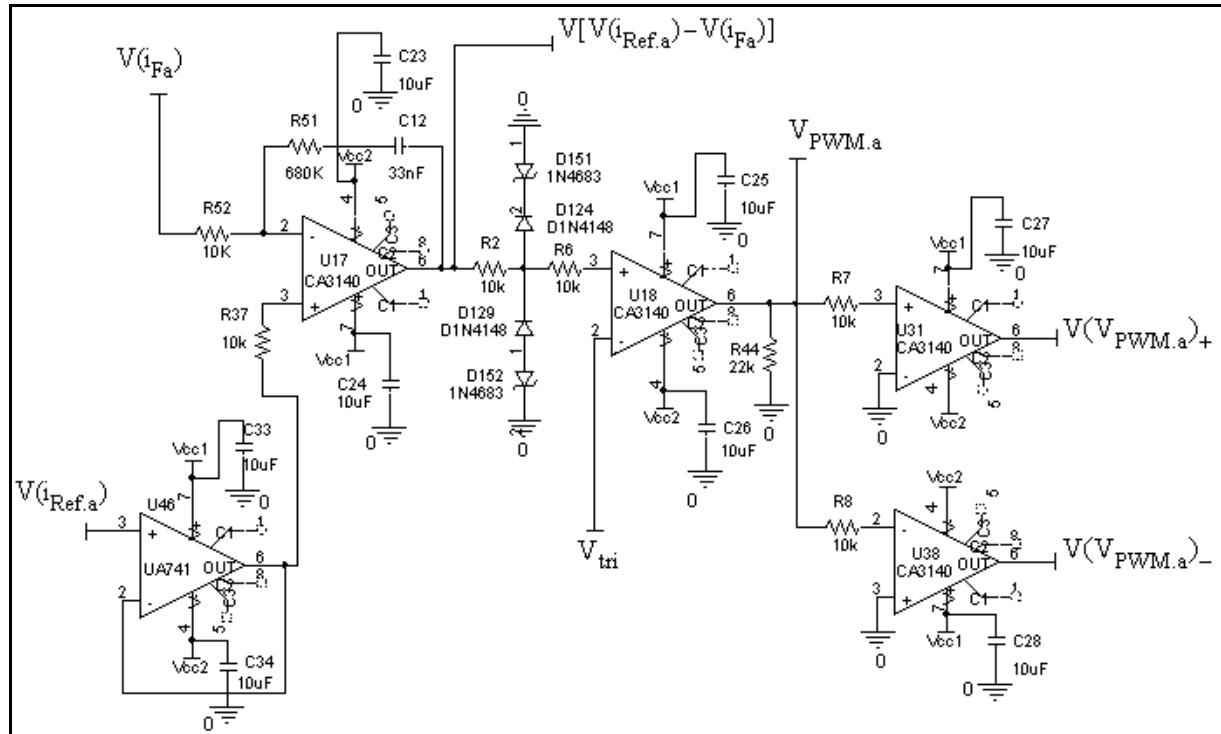


Fig. 4.27 – Circuito prático controlador de corrente e comparador.

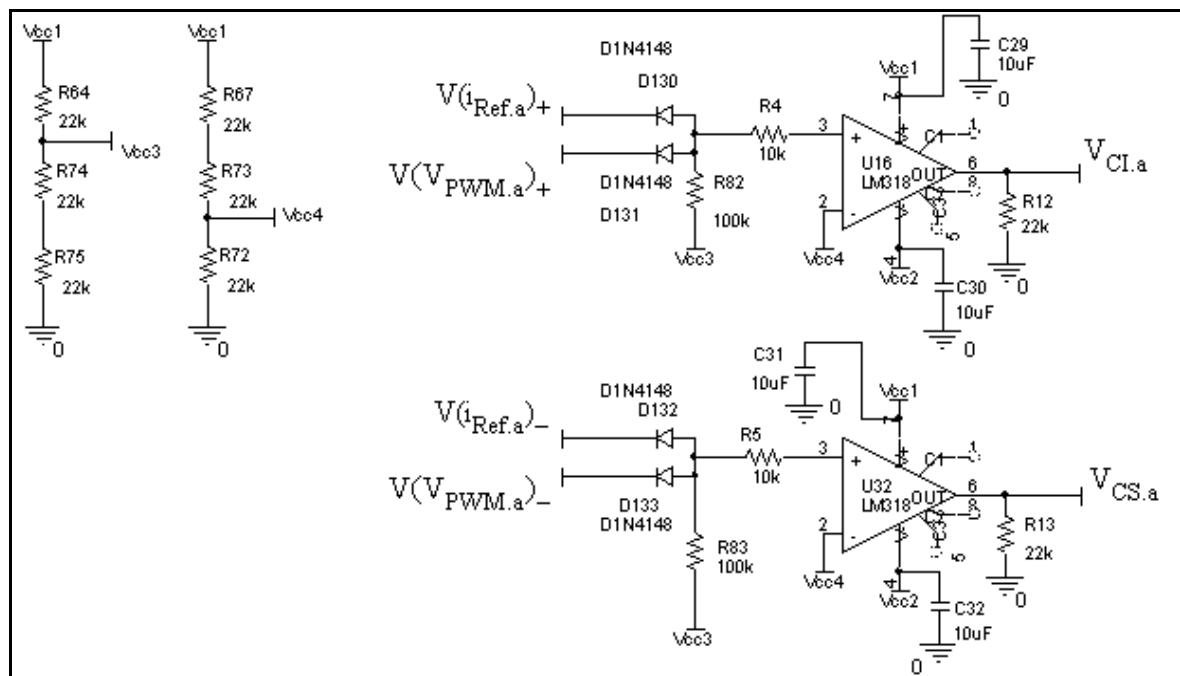


Fig. 4.28 – Circuito prático para determinação do sinal de controle das chaves de um braço do conversor.

As principais formas de onda associadas ao circuito das Fig. 4.27 e 4.28 são mostradas nas Fig. 4.29 e 4.30.

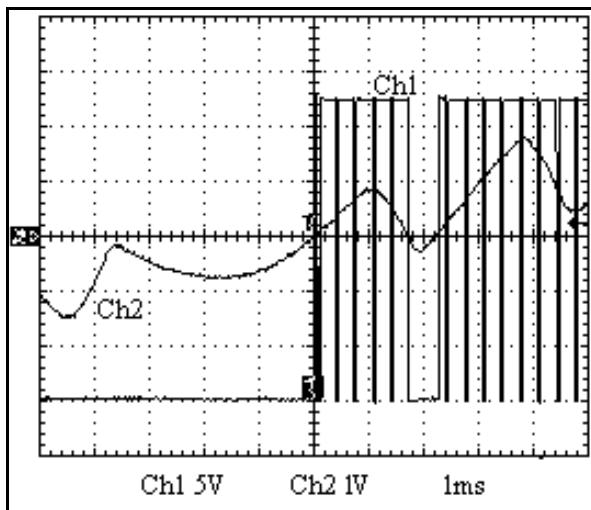


Fig. 4.29 – $\text{Ch2} = \text{V}(i_{\text{Ref.a}})$ e $\text{Ch1} = \text{V}_{\text{CL.a}}$.

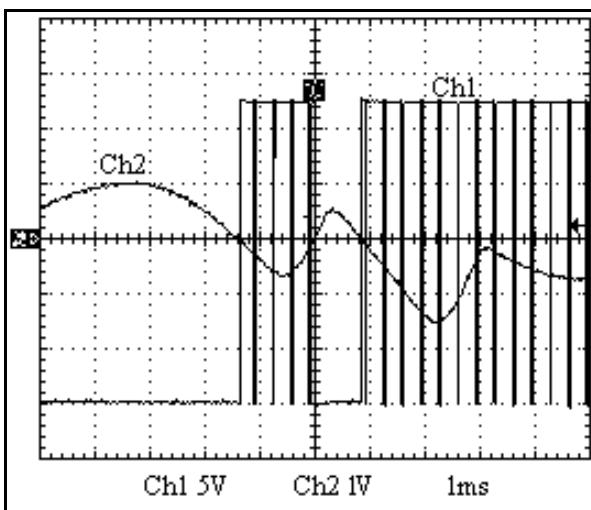


Fig. 4.30 – $\text{Ch2} = \text{V}(i_{\text{Ref.a}})$ e $\text{Ch1} = \text{V}_{\text{CS.a}}$.

4.2.11 – Circuito Prático de Acionamento das Chaves do Conversor (Driver)

O diagrama esquemático do circuito relativo ao “*driver*” de cada chave do conversor é apresentado na Fig. 4.31. O isolamento entre o circuito de potência e o circuito de controle foi realizado com o uso do circuito integrado **HP2601**, um acoplador ótico. Tal CI está representado esquematicamente pelo conector de 8 pinos. Conforme indicado no circuito o HP2601 foi alimentado (pino 8) partir de um regulador de tensão de 5V, ou LM7805. Os

diodos (D3) e (D4), e o resistor (R4) foram introduzidos no circuito em série com o led do optoacoplador (HP2601) para limitar, sobre o mesmo, o nível máximo de tensão e corrente. Esses limites no caso, são 5,5V e 30mA. Por outro lado, os resistores (R1) e (R5) foram dimensionados de forma a limitar a tensão e corrente máxima no fototransistor (entre os pinos 5 e 6), sendo que os limites máximos nesse caso são 7V e 50mA.

Na saída do HP2601 foi utilizada uma chave inversora para inverter novamente o sinal na sua saída, devido a sua lógica inversora. Adicionalmente, para melhorar a amplificação do sinal, na seqüência foi empregado um circuito “push-pull”. Todavia, com o intuito de melhorar os tempos de carga e descarga da capacitância intrínseca da chave entre “gate” e “source”, ao invés de apenas 2 transistores simples (NPN e PNP) no circuito push-pull, foram utilizados 2 pares de transistores na configuração “Darlington”, para aumentar ainda mais o ganho de corrente do circuito de gatilho da chave, melhorando consequentemente a sua performance de chaveamento.

Cada sinal na saída do circuito da Fig. 4.28, $V_{CI.a}$ e $V_{CS.a}$, foi aplicado à entrada de um circuito como o da Fig. 4.31. Em ambos os casos, o terra do circuito de controle, ou seja o terra correspondente a $V_{CI.a}$ e $V_{CS.a}$ foi conectado no terminal “pulso-(1)”.

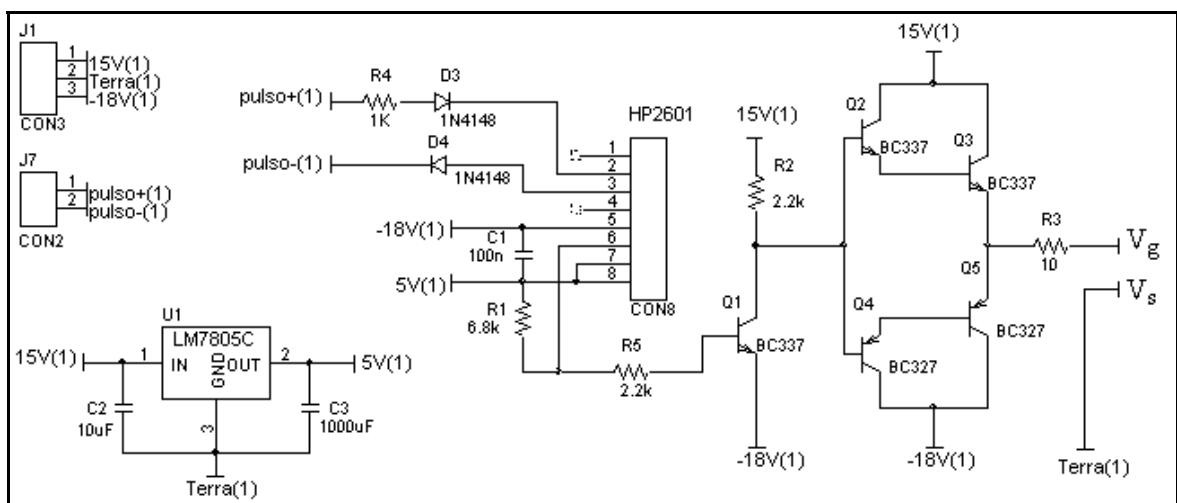


Fig. 4.31 – “Driver” utilizado no acionamento das chaves do conversor.

O esquema do circuito da fonte de alimentação de cada *driver* é ilustrado na Fig. 4.32. Conforme indicado nas Figs. 4.31 e 4.32 a alimentação do *driver* de cada chave do conversor foi feita com +15V e -18V. A tensão de alimentação negativa de -18V, ao invés de -15V, contribuiu para eliminar disparos indevidos das chaves do conversor.

No protótipo implementado foi utilizada uma fonte de alimentação independente para cada chave do conversor. Entretanto, na prática poderia se fazer o uso de uma mesma fonte para as três chaves inferiores. Isso porque, elas possuem um ponto comum (Fig.4.1), ou seja, “source” comum ou emissor comum, no caso do uso de MOSFET ou IGBT, respectivamente. O sinal na saída do “driver” da Fig. 4.31 é mostrado na Fig. 4.33 em diferentes escalas de tempo.

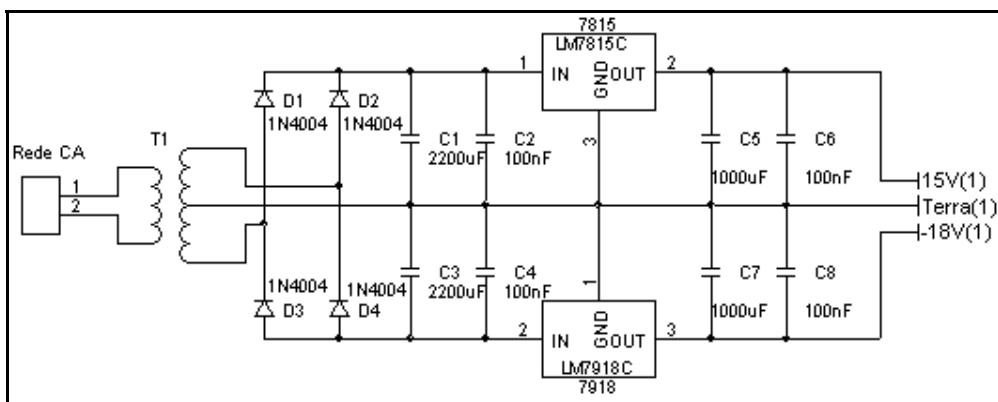


Fig. 4.32 – Fonte de alimentação para os *drivers*.

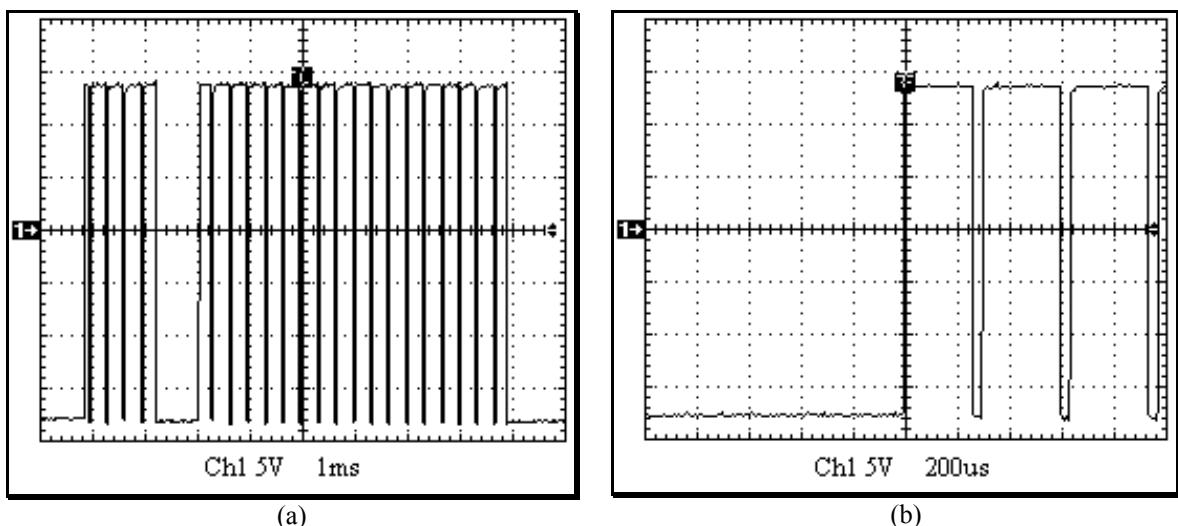


Fig. 4.33 – Sinal de gatilho de uma das chaves do conversor em diferentes escalas de tempo.

4.2.12 – Fonte de Alimentação Principal

O diagrama esquemático do circuito da fonte de alimentação de todo o circuito de controle é apresentado na Fig. 4.34. Nesse circuito, para garantir uma regulação de tensão adequada em ambas as saídas, +15V e -15V, foi imprescindível a utilização de um transformador de 18V/+18V na entrada. Isto para aumentar a queda de tensão sobre os reguladores de tensão, de forma a garantir sua operação de maneira mais estável.

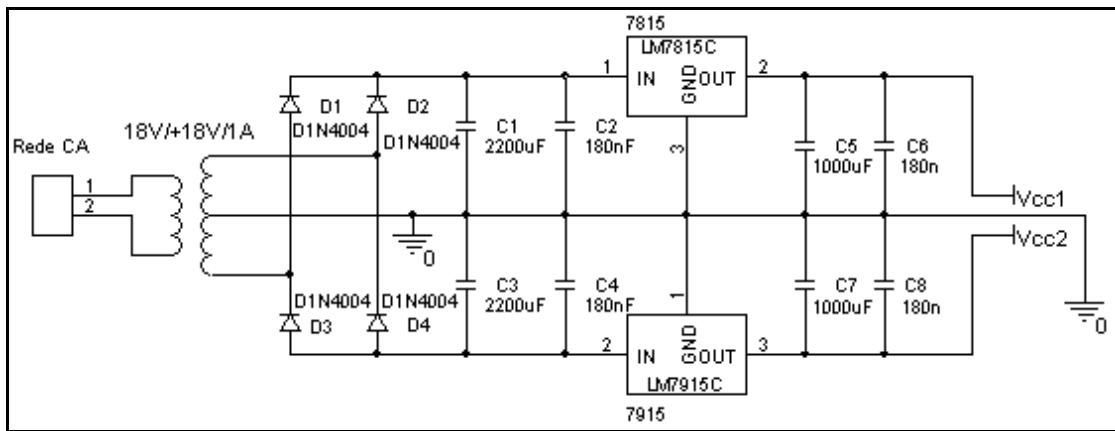


Fig. 4.34 – Fonte de alimentação do circuito de controle.

4.3 – CIRCUITO DE POTÊNCIA PRÁTICO

Em função das limitações práticas de laboratório, bem como, principalmente, do custo do sistema fotovoltaico a ser empregado no protótipo, não foi possível a implementação do mesmo, com igual nível de potência da simulação.

No circuito de potência do protótipo implementado a partir da Fig. 4.1, ao invés de *dead time* nas chaves do conversor PWM CA/CC-CC/CA, foi utilizado um *turn-on snubber* [29], composto por L_S , D_{Ls} , R_{Ls} e C_{ov} , conforme indicado na Fig. 4.35. Sua função é limitar a corrente durante a comutação entre as chaves de um mesmo braço do conversor. Além disso, este circuito “snubber” exerceu outro importante papel na operação do conversor, que foi o de eliminar a influência das componentes de alta freqüência que aparecem na forma de onda tensão entre os terminais positivo e negativo do conversor, na determinação da

referência de corrente pelo circuito de controle. Isto porque uma amostra da tensão no barramento CC do conversor é utilizada no controle.

Um *turn-off snubber* formado por C_{Si} , D_{Si} e R_{Si} , também foi utilizado para cada chave do conversor, com o objetivo de propiciar uma tensão nula através da chave enquanto a corrente desliga.

A escolha dos parâmetros de ambos os circuitos *snubbers* utilizados no protótipo, foi feita com base em [29].

O conjunto de parâmetros utilizados no protótipo é descrito a seguir.

Conversor: $f_i=3\text{kHz}$; $C_{dc}=750\mu\text{F}$; $L_i=5,7\text{mH}$; $V_{dc}=120\text{V}$; $T_{Ri}=\text{IRFP460}$; $D_i=\text{APT30D100B}$.

“turn-on snubber”: $L_s=1\text{mH}$; $R_{Ls}=23,5\Omega(2 \times 47\Omega/5\text{W})$; $C_{ov}=24\mu\text{F}$; $D_{Ls}=\text{UF4007}$.

“turn-off snubber”: $R_{Si}=390\Omega(5\text{W})$; $C_{Si}=2,2\text{nF}$; $D_{Si}=\text{UF4007}$.

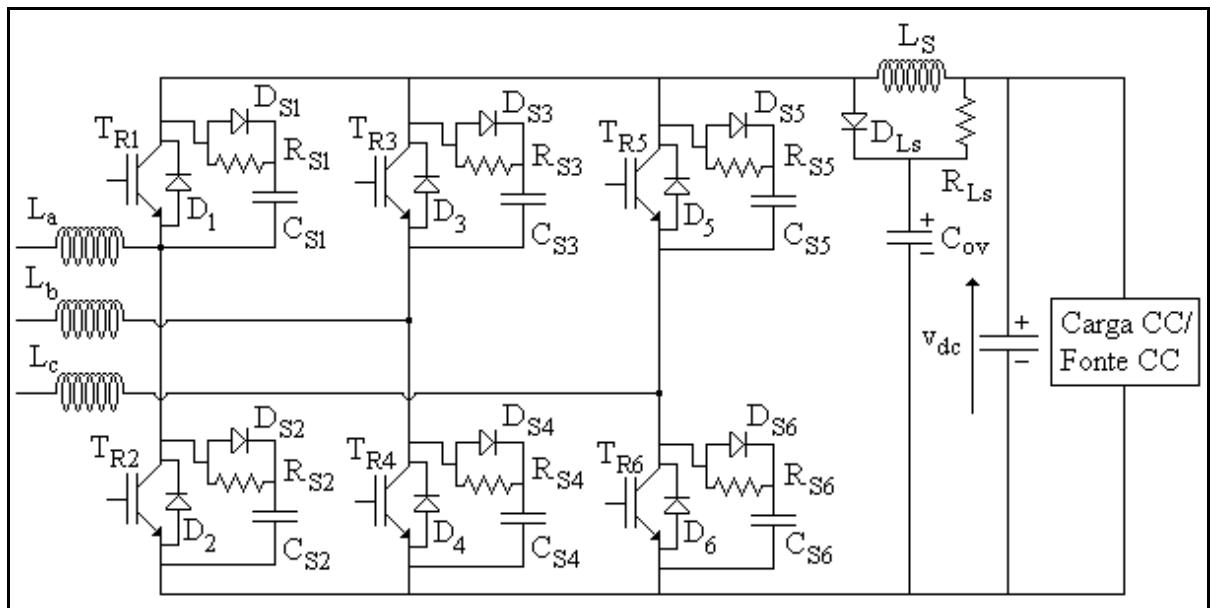


Fig. 4.35 – Circuito de potência prático do conversor.

4.4 – RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Na Fig. 4.36 é mostrado um diagrama esquemático simplificado do sistema implementado. Os parâmetros utilizados na fonte CA equivalente (saída do varivolt) são: $V_{LL}=50\text{V(rms)}$; $f_s=60\text{Hz}$; $R_S=0,6\text{ohms}$.

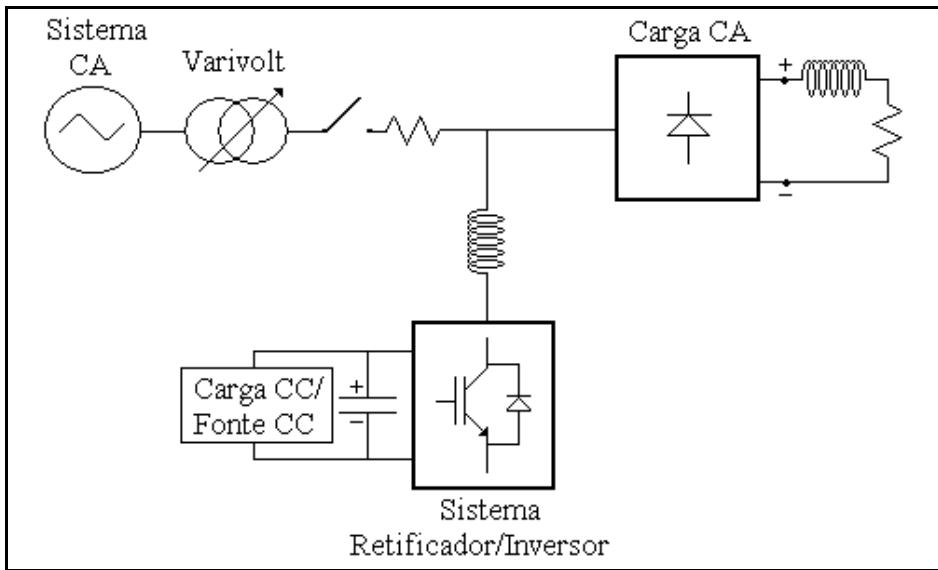


Fig. 4.36 – Diagrama esquemático simplificado do sistema implementado.

Para validar o estudo apresentado neste trabalho, na seqüência serão mostrados resultados práticos relativos a operação do FAP paralelo com multifunções, obtidos a partir do protótipo construído. Convém ressaltar que todas as formas de onda de corrente apresentadas foram obtidas na saída de sensores de efeito Hall, e por isso estão expressas em Volts [V]. Assim, para uma correta leitura de escala de todas as formas de onda de corrente, ou em Ampéres [A], é necessário utilizar um fator de multiplicação de 2,35.

Convém ressaltar que foi adotada como referência de tensão para o circuito de controle, a tensão antes do varivolt, já que sua reatância série figura como um elemento adicional no sistema implementado.

Em todos os modos de operação que tem o retificador como carga, foi utilizada uma indutância de filtro na saída de 8mH.

4.4.1 - Modo de Operação como Filtro Ativo de Potência (FAP) Paralelo

Retificador: $R_c=7\text{ohms}$;

A Fig. 4.37 mostra a forma de onda da corrente de linha do retificador não controlado (i_{Lc}) e do conversor (i_{Cc}), considerando sua operação apenas como FAP paralelo.

Neste caso a potência absorvida pelo retificador é da ordem de 0,4kW. O valor rms de i_{Lc1} é de 6A.

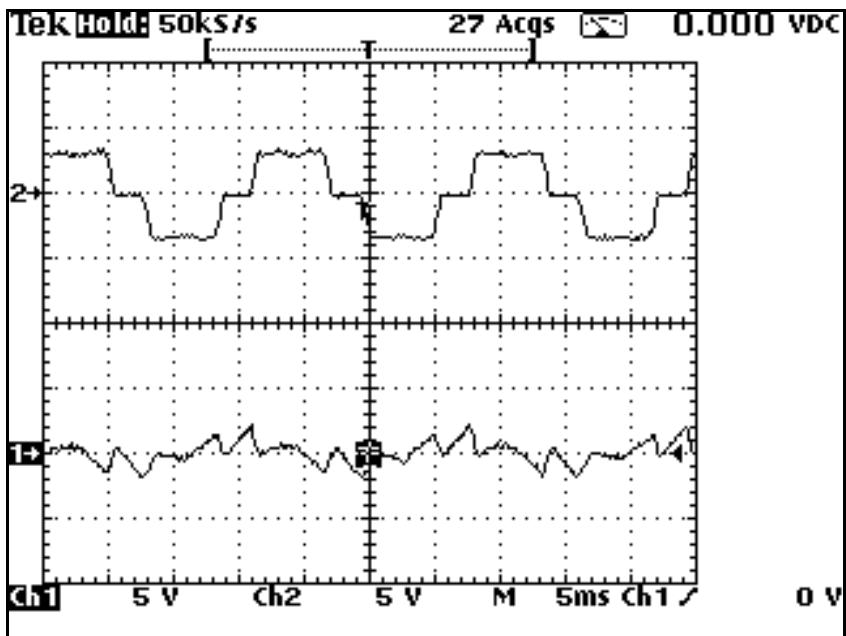


Fig. 4.37 - Conversor operando como FAP paralelo. (a) Corrente de linha do retificador na fase C. (b) Corrente de linha do conversor na fase C - Escala de corrente $5V \cdot 2,35 = 11,75A$.

Na Fig. 4.38 é apresentado o espectro harmônico percentual característico da forma de onda de i_{Lc} , onde podem ser observadas as componentes harmônicas características deste tipo de carga. Neste caso, o TDH_i medido foi de 24,85%.

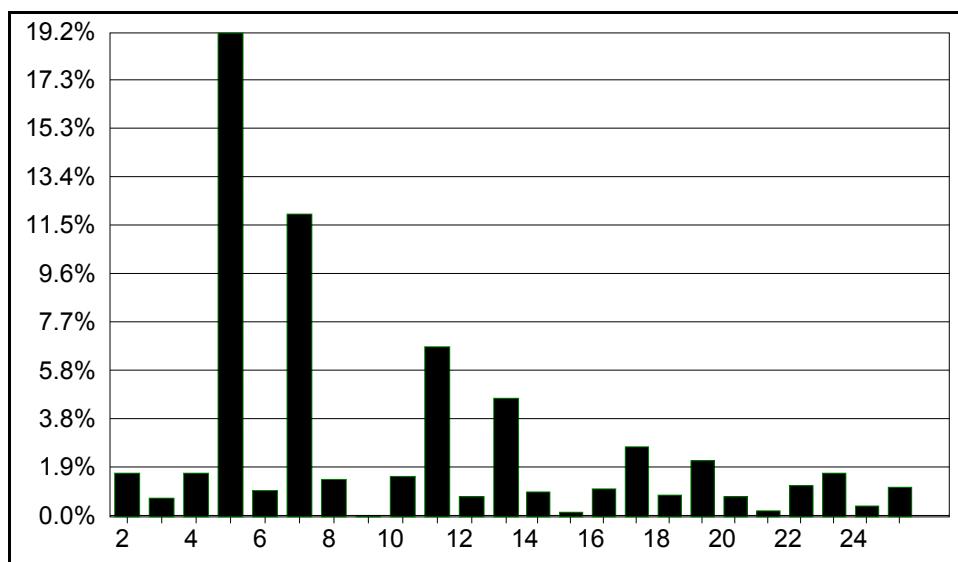


Fig. 4.38 – Espectro harmônico percentual característico da forma de onda da corrente de linha do retificador relativo à Fig. 4.37. THD_i=24,85%.

A Tabela 4.2 lista as magnitudes, em ampéres, das componentes harmônicas características de i_{Lc} relativas à Fig. 4.38.

Tabela 4.2 – Componentes harmônicas características de i_{Lc} relativas à Fig. 4.38.

h	$I_h\%$	$I_h(A)$
5	19,19	1,1514
7	12,03	0,7218
11	6,79	0,4074
13	4,75	0,285
17	2,83	0,1698
19	2,24	0,1344
23	1,77	0,1062
25	1,19	0,0714

Uma amostra de tensão fase-neutro na fonte (antes do varivolt) e a corrente de linha na fonte (i_{Sa}), ambas na mesma fase, são apresentadas na Fig. 4.39. O espectro harmônico correspondente a tais formas de ondas é mostrado nas Figs. 4.40 e 4.41.

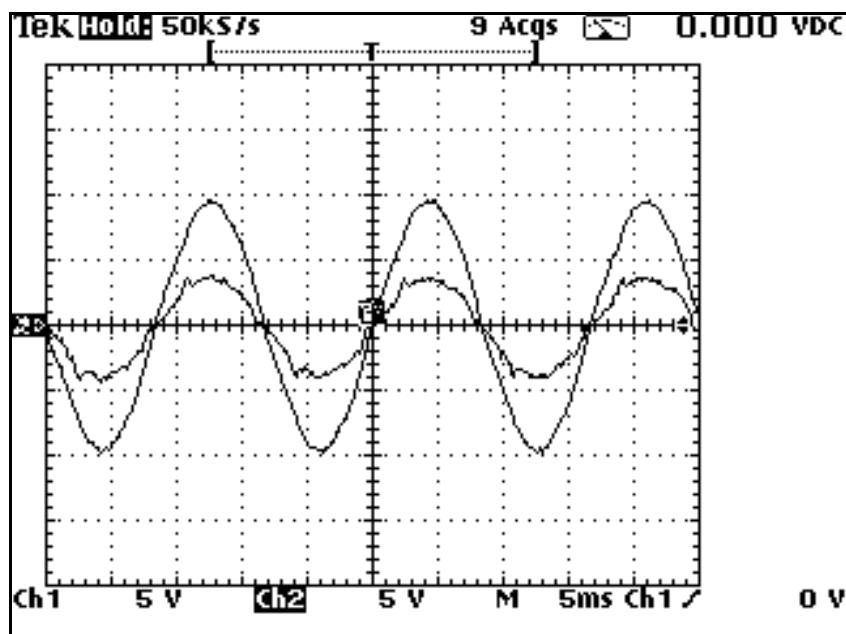


Fig. 4.39 - Conversor operando como FAP paralelo. (a) Amostra da tensão fase-neutro na fonte. (b) Corrente de linha na fonte - Escala de corrente $5V \times 2,35 = 11,75A$.

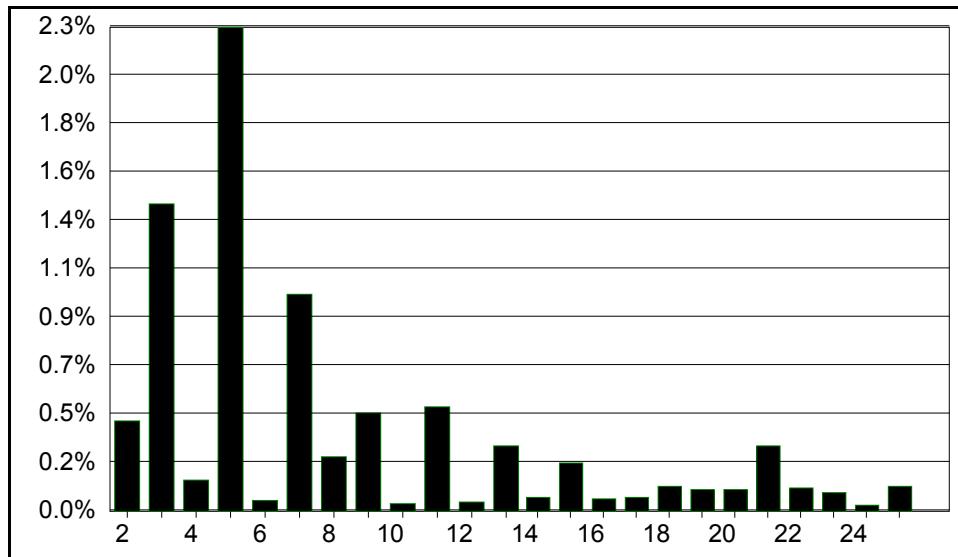


Fig. 4.40 - Espectro harmônico da forma de onda da tensão fase-neutro na fonte relativo à Fig. 4.39.
THD_v=3,05%.

Neste caso, o valor rms da componente fundamental de i_{Sa} é de 6,3A. Conforme pode ser observado não apenas o conteúdo harmônico da corrente de linha na fonte foi reduzido de 24,85% para 8%, como também as formas de onda de tensão e corrente na fonte estão em fase.

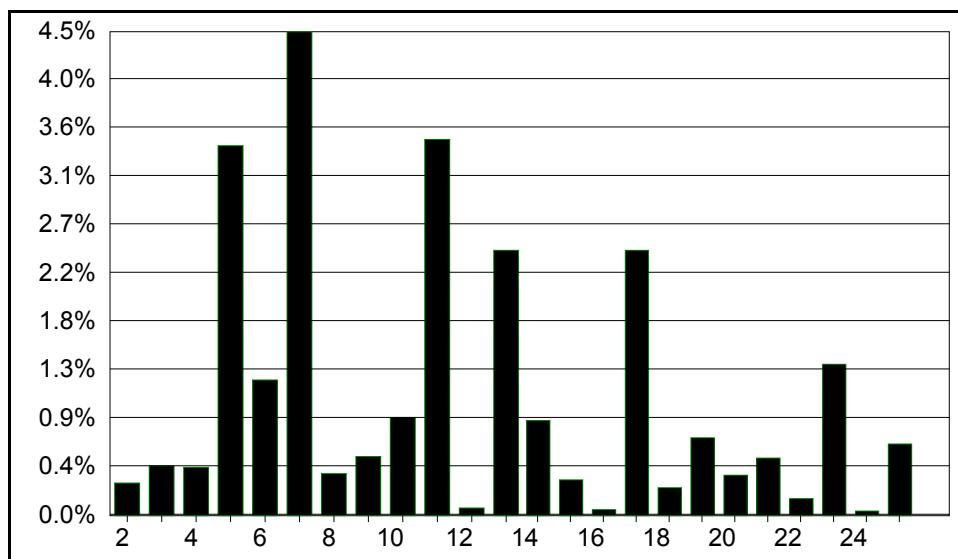


Fig. 4.41 - Espectro harmônico da forma de onda da corrente de linha na fonte relativo à Fig. 4.39. THD_i=8%.

Na Tabela 4.3 é apresentada as magnitudes, em ampéres, das componentes harmônicas características de i_{Sa} associadas à Fig. 4.41, incluindo o nível de redução das mesmas, se comparado com a Tabela 4.2.

Tabela 4.3 - Componentes harmônicas características de i_{Sa} relativas à Fig. 4.41.

h	$I_h\%$	$I_h(A)$	Redução%
5	4,16	0,255	77,85
7	5,17	0,317	56,08
11	3,98	0,244	40,1
13	2,51	0,154	46
17	2,5	0,153	9,77
19	1,1	0,067	49,7
23	1,18	0,072	32,11
25	1,19	0,073	+2,24

Uma análise comparativa do espectro harmônico de i_{Lc} e i_{Sa} revela que, por exemplo, a 5^a harmônica sofreu uma atenuação de 77,85%, e a 7^a harmônica uma redução de 56,08%. Além disso, as componentes harmônicas de mais alta ordem tiveram menores reduções, como por exemplo, a 11^a harmônica que sofreu redução de apenas 40,1%.

A Fig. 4.42 apresenta em um mesmo eixo a forma de onda de i_{Cc} e sua respectiva referência de corrente. Observa-se que neste caso, existem patamares de corrente praticamente nulos a serem impostos pelo conversor.

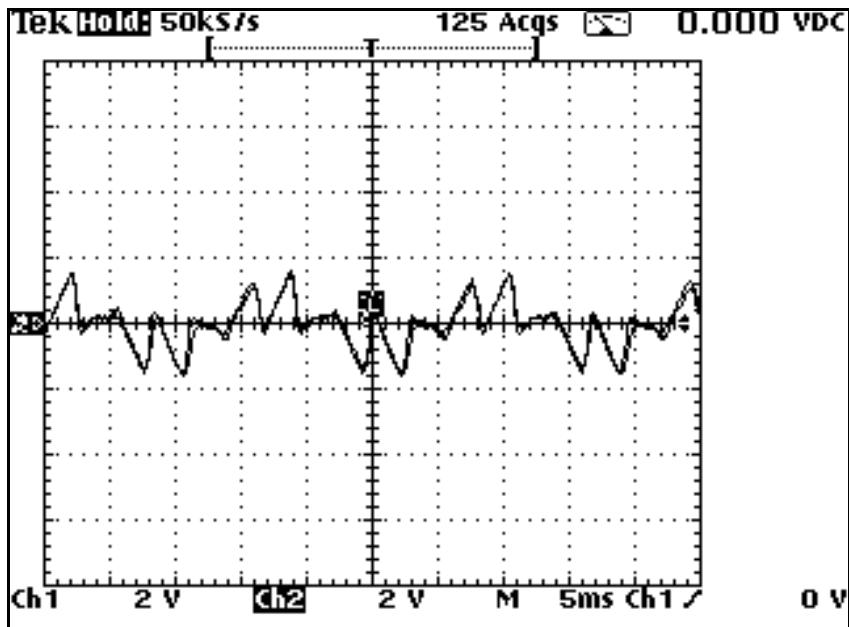


Fig. 4.42 – Referência de corrente e respectiva corrente de linha do conversor para a operação como FAP paralelo. Escala de corrente $2V \times 2,35 = 4,7A$.

A forma de onda de v_{dc} é mostrada na Fig. 4.43, conforme esperado, ela não apresenta componentes de alta freqüência, decorrentes do chaveamento do conversor, graças à utilização do *turn-on snubber* citado anteriormente (Fig. 4.).

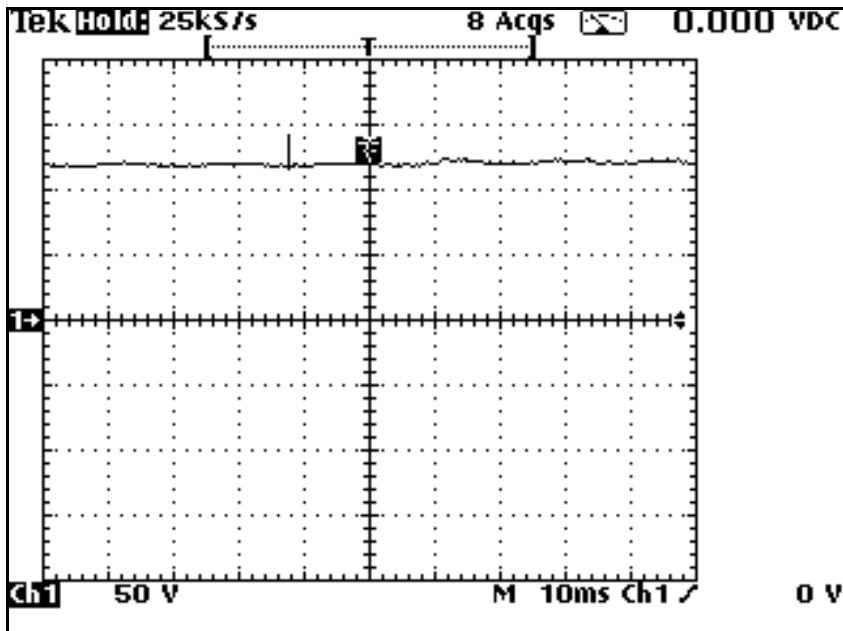


Fig. 4.43 – Forma de onda da tensão no barramento CC do conversor relativo ao modo de operação como FAP paralelo.

Uma análise qualitativa das Fig. 4.42 e 4.43 revela que a malha de controle de tensão e de corrente apresentaram um bom desempenho considerando-se os valores de ganhos utilizados, escolhidos com base na modelagem computacional da estrutura implementada.

4.4.2 - Modo de Operação como (FAP) Paralelo e Pré-Regulador Boost (PRB) ou Retificador PWM

Caso 1

Retificador: $R_c=7\text{ohms}$;

Carga CC: $R=144\text{ ohms}$.

A Fig. 4.44 mostra a forma de onda da corrente de linha do retificador não controlado (i_{Lc}), e do conversor (i_{Cc}), considerando sua operação como FAP paralelo e PRB.

Neste caso a potência absorvida pelo retificador é da ordem de 0,4kW e pela carga CC de 0,1kW.

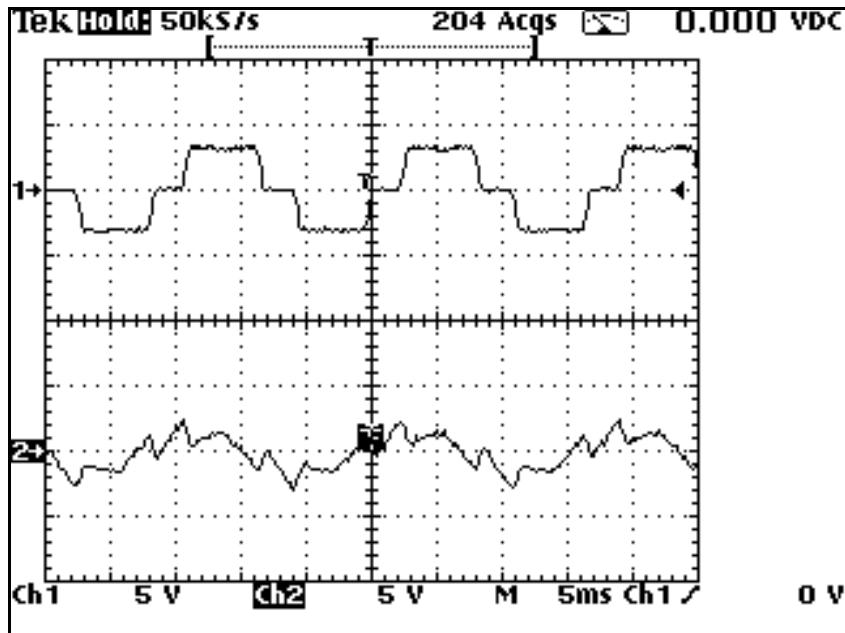


Fig. 4.44 - Conversor operando como FAP paralelo e PRB (caso 1). (a) Corrente de linha do retificador na fase C. (b) Corrente de linha do conversor na fase C. Escala de corrente $5V \times 2,35 = 11,75A$.

O valor rms da componente fundamental de i_{Lc} agora é de 5,75A. A Tabela 4.4 lista as magnitudes, em ampéres, de suas componentes harmônicas características, obtidas com base na Fig. 4.38.

Tabela 4.4 - Componentes harmônicas características de i_{Lc} relativas à Fig. 4.44.

h	$I_h\%$	$I_h(A)$
5	19,19	1,1034
7	12,03	0,6917
11	6,79	0,3904
13	4,75	0,2731
17	2,83	0,1627
19	2,24	0,1288
23	1,77	0,1017
25	1,19	0,0684

Na Fig. 4.45 é exibida uma amostra de tensão fase-neutro na fonte (antes do varivolt) e a corrente de linha na fonte (i_{Sa}), ambas na mesma fase. O espectro harmônico relativo às formas de ondas da Fig. 4.45 é ilustrado nas Figs. 4.46 e 4.47.

Para este caso, o valor rms da componente fundamental de i_{Sa} é de 7,92A. Outra vez, pode ser verificado que não apenas o conteúdo harmônico da corrente de linha na fonte foi reduzido de algo em torno de 24,85% para 6,31%, assim como as formas de onda de tensão e corrente na fonte estão em fase.

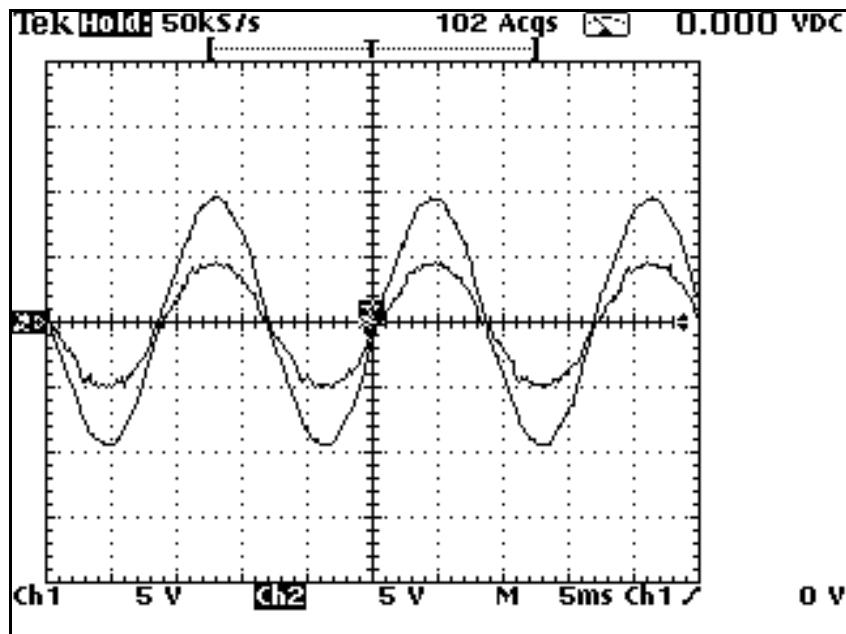


Fig. 4.45 - Conversor operando como FAP paralelo e PRB (caso 1). (a) Amostra da tensão fase-neutro na fonte.
(b) Corrente de linha na fonte - Escala de corrente $5V \times 2,35 = 11,75A$.

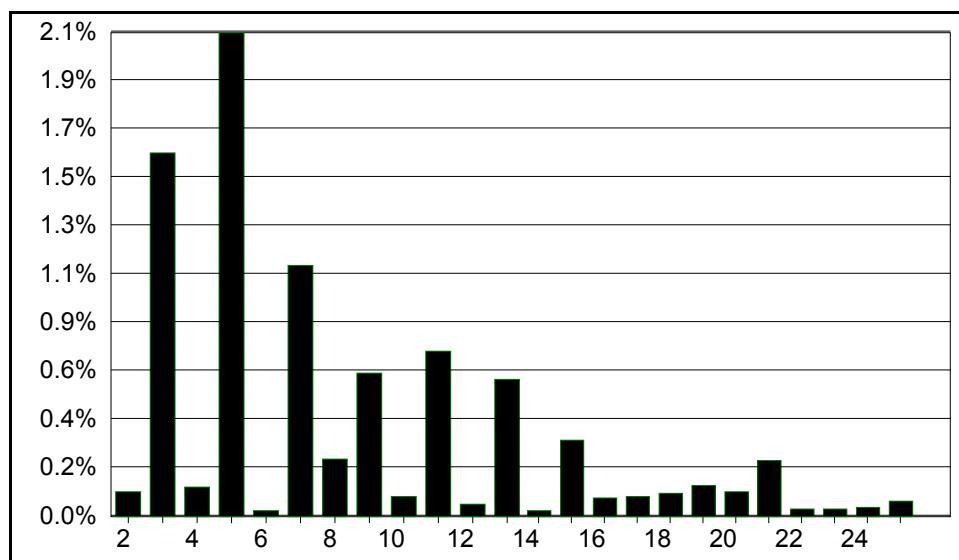


Fig. 4.46 - Espectro harmônico da forma de onda de tensão fase-neutro na fonte relativo à Fig. 4.45.
 $THD_v = 3,19\%$.

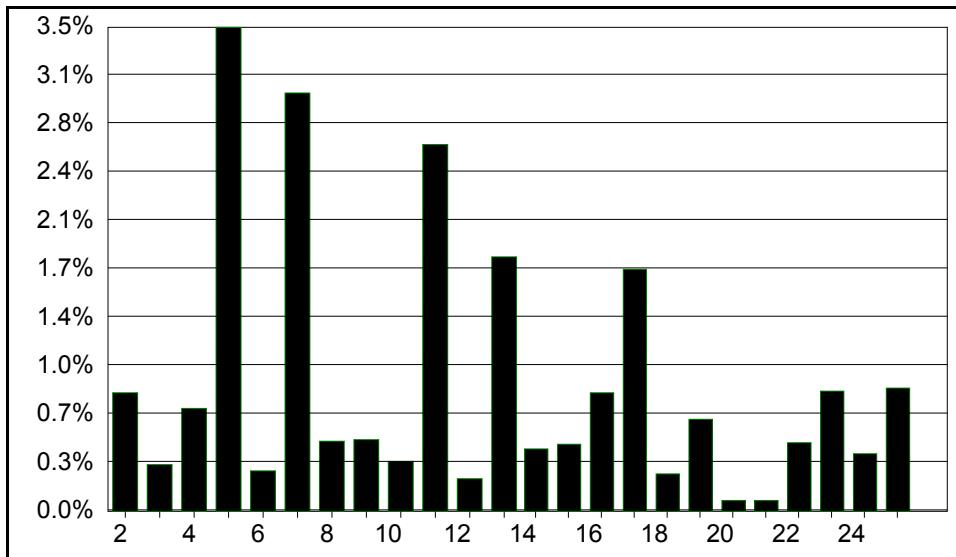


Fig. 4.47 - Espectro harmônico da forma de onda da corrente de linha na fonte relativo à Fig. 4.45. THD_i=6,31%.

Na Tabela 4.5 são mostradas as magnitudes, em ampéres, das componentes harmônicas características de i_{Sa} relativas à Fig. 4.47, e também o nível de redução das mesmas, quando comparadas às da Tabela 4.4.

Tabela 4.5 - Componentes harmônicas características de i_{Sa} relativas à Fig. 4.47.

h	$I_h\%$	$I_h(A)$	Redução%
5	3,45	0,2732	75,24
7	2,99	0,2368	65,76
11	2,62	0,2075	46,85
13	1,82	0,144	47,27
17	1,73	0,137	15,8
19	0,66	0,0522	59,47
23	0,87	0,069	32,2
25	0,89	0,07	+2,3

Uma análise comparativa do espectro harmônico de i_{Lc} e i_{Sa} para este modo de operação, revela que, a 5^a harmônica sofreu uma atenuação de 75,24%, e a 7^a harmônica uma redução de 65,76%. Diferente do modo de operação anterior, as componentes harmônicas de mais alta ordem tiveram reduções um pouco mais significativas, como por exemplo, a 11^a harmônica que sofreu redução de 46,85% ante 40,1% do modo de operação anterior. De um modo geral, o nível de compensação harmônica alcançado pelo conversor neste modo de

operação foi melhorado, inclusive em termos das componentes harmônicas de mais alta ordem.

Na Fig. 4.48 é apresentada em um mesmo eixo a forma de onda de i_{Cc} e sua respectiva referência de corrente. Observe que neste caso, não existem patamares de corrente praticamente nulos a serem impostos pelo conversor como no modo de operação anterior. Em outras palavras, uma comparação entre as Figs. 4.42 e 4.48, revela que a forma de onda de corrente a ser imposta pelo conversor é bem mais definida neste modo de operação do que no anterior.

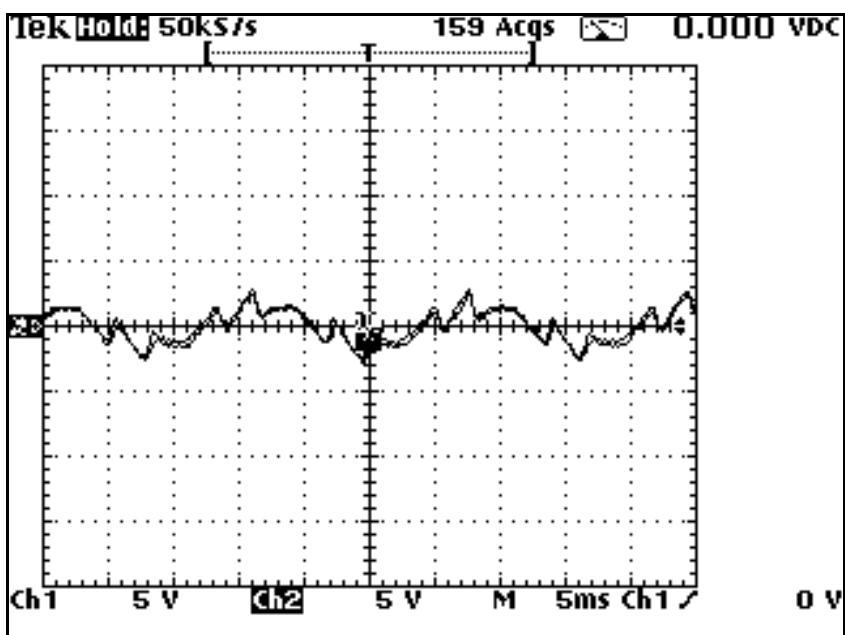


Fig. 4.48 – Referência de corrente e respectiva corrente de linha do conversor para a operação como FAP paralelo e PRB (caso 1) – Escala de corrente $5V \times 2,35 = 11,75A$.

Caso 2

Retificador: $R_c=7\text{ohms}$;

Carga CC: $R=96\text{ ohms}$.

Neste caso a potência absorvida pelo retificador foi mantida em cerca de $0,4\text{kW}$, entretanto a carga CC foi alterada para $0,15\text{kW}$. A Fig. 4.49 apresenta a forma de onda da corrente de linha do retificador não controlado (i_{Lc}), e do conversor (i_{Cc}).

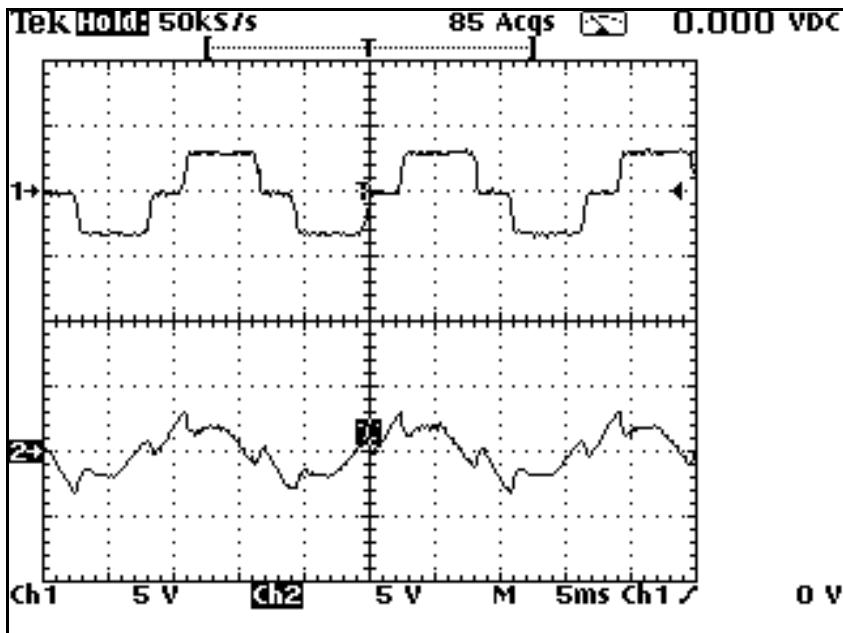


Fig. 4.49 - Conversor operando como FAP paralelo e PRB (caso 2). (a) Corrente de linha do retificador na fase C. (b) Corrente de linha do conversor na fase C. Escala de corrente $5V \times 2,35 = 11,75A$.

O valor rms da componente fundamental de i_{Lc} agora é de 5,68A. A Tabela 4.6 lista as magnitudes, em ampéres, de suas componentes harmônicas características, obtidas com base na Fig. 4.38.

Tabela 4.6 - Componentes harmônicas características de i_{Lc} relativas à Fig. 4.49.

h	$I_h\%$	$I_h(A)$
5	19,19	1,09
7	12,03	0,6833
11	6,79	0,3856
13	4,75	0,2698
17	2,83	0,1607
19	2,24	0,1272
23	1,77	0,1
25	1,19	0,06

Na Fig. 4.50 é apresentada uma amostra de tensão fase-neutro na fonte (antes do varivolt) e a corrente de linha na fonte (i_{Sa}), ambas na mesma fase. O espectro harmônico correspondente às formas de ondas da Fig. 4.50 é ilustrado nas Figs. 4.51 e 4.52.

Agora, o valor rms da componente fundamental de i_{Sa} é de 8,7A. Outra vez, pode ser constatado que o conteúdo harmônico da corrente de linha na fonte foi reduzido, de 24,85% para 6,13%, e também as formas de onda de tensão e corrente na fonte estão em fase.

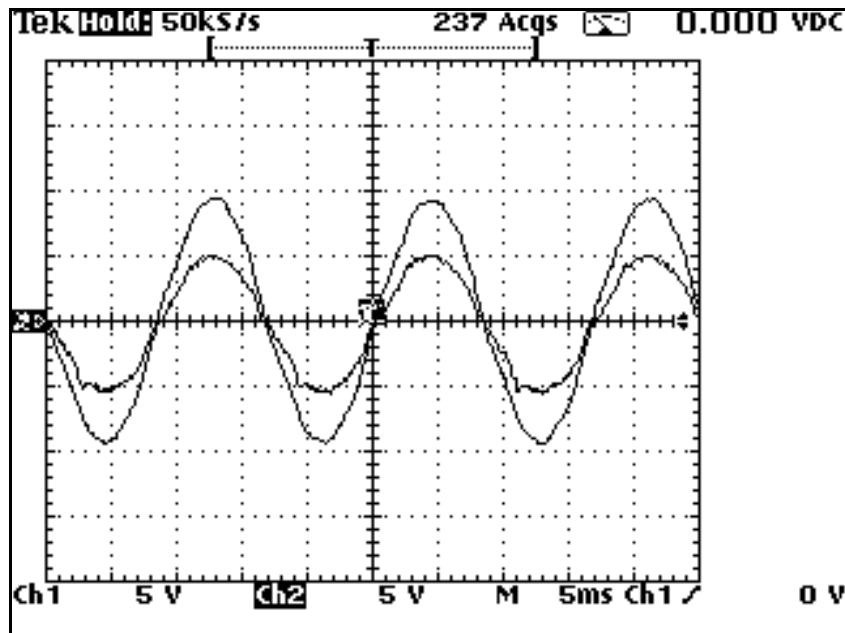


Fig. 4.50 - Conversor operando como FAP paralelo e PRB (caso 2). (a) Amostra da tensão fase-neutro na fonte.
 (b) Corrente de linha na fonte - Escala de corrente $5V \times 2,35 = 11,75A$.

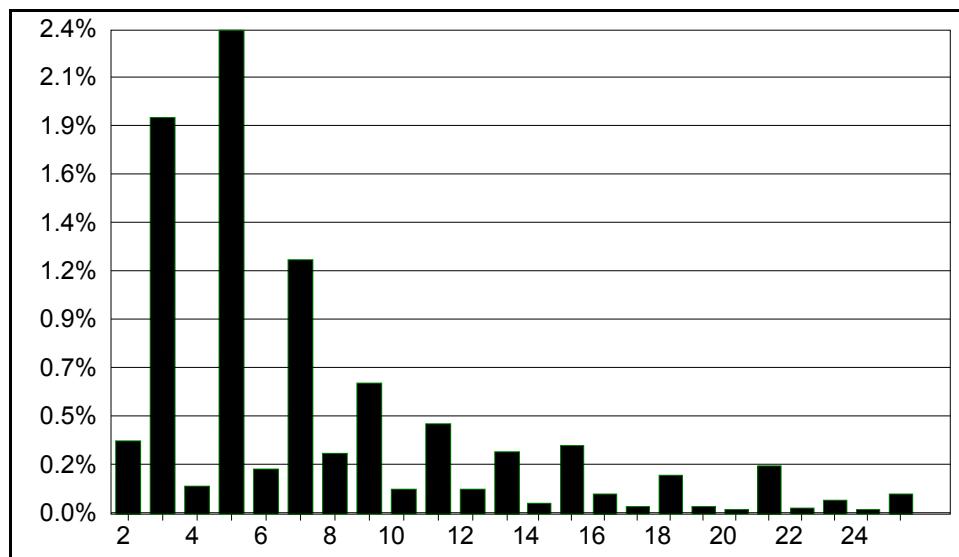


Fig. 4.51 - Espectro harmônico da forma de onda de tensão fase-neutro na fonte relativo à Fig. 4.50.
 $THD_v=3,47\%$

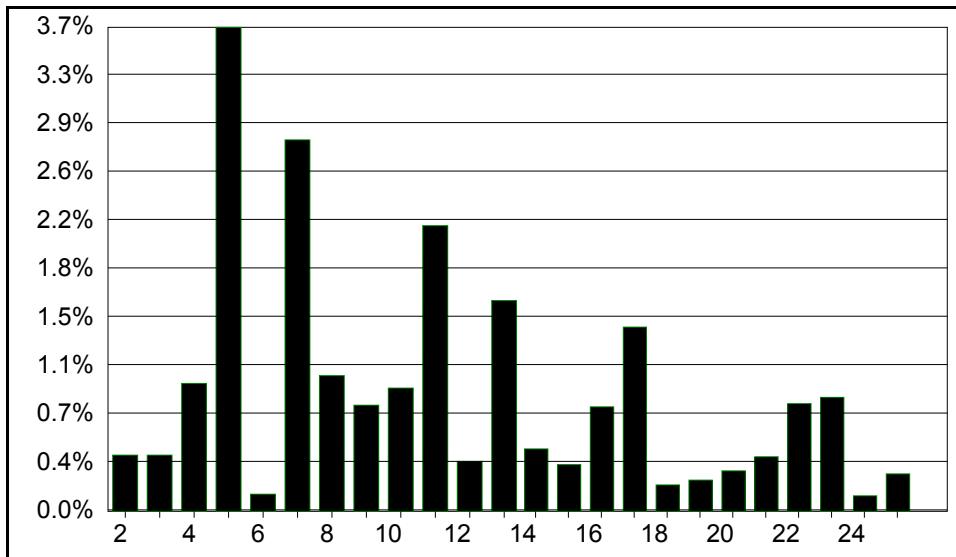


Fig. 4.52 - Espectro harmônico da forma de onda da corrente de linha na fonte relativo à Fig. 4.50. THD_i=6,13%.

Na Tabela 4.7 são listadas as magnitudes, em ampéres, das componentes harmônicas características de i_{Sa} relativas à Fig. 4.52, e também o nível de redução das mesmas, quando comparadas às da Tabela 4.6.

Tabela 4.7 – Componentes harmônicas características de i_{Sa} relativas à Fig. 4.52.

h	I _h %	I _h (A)	Redução%
5	3,66	0,3184	70,78
7	2,82	0,2453	64,1
11	2,17	0,1888	51,04
13	1,6	0,1392	48,4
17	1,41	0,1226	23,72
19	0,24	0,0208	83,65
23	0,83	0,0722	28,18
25	0,29	0,0252	62,71

Neste caso, uma análise comparativa do espectro harmônico de i_{Lc} e i_{Sa} , resulta em observações semelhantes a do caso 1 para este modo de operação. Por exemplo, a 5^a e a 7^a componente harmônica de corrente sofreram reduções equivalentes, de 70,78% e 64,1%, respectivamente. Além disso, as componentes harmônicas de mais alta ordem também tiveram reduções significativas, como no caso anterior, porém, um pouco melhor.

De um modo geral, é possível concluir que o nível de compensação harmônica de corrente alcançado pelo conversor neste caso foi mantido em relação ao caso anterior.

Na Fig. 4.53 é apresentada em um mesmo eixo a forma de onda de i_{Cc} e sua respectiva referência de corrente. Observe que, assim como no caso anterior, não existem patamares de corrente praticamente nulos a serem impostos pelo conversor como no modo de operação anterior.

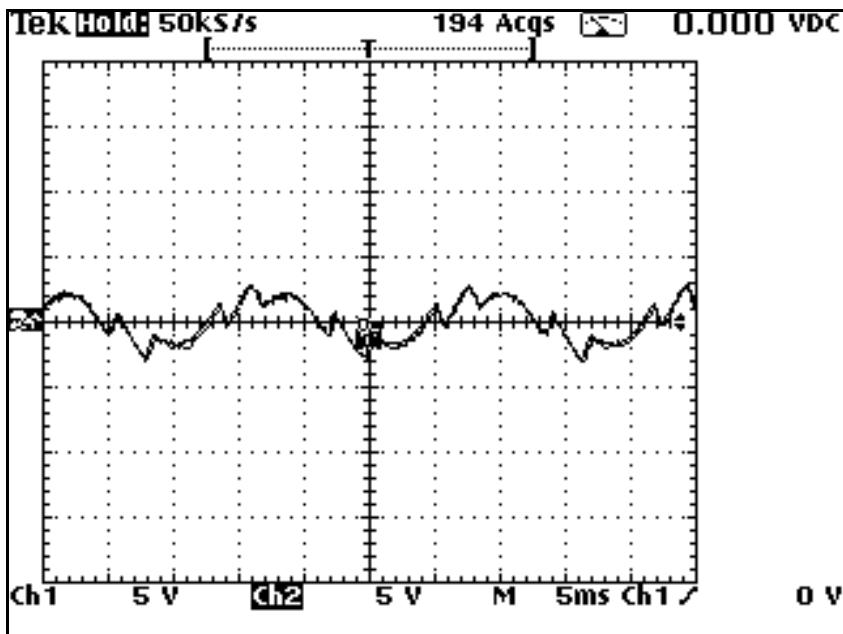


Fig. 4.53 – Referência de corrente e respectiva corrente de linha do conversor para a operação como FAP paralelo e PRB (caso 2) – Escala de corrente $5V \times 2,35 = 11,75A$.

Caso 3

Retificador: $R_c=8\text{ohms}$;

Carga CC: $R=72\text{ ohms}$.

Diferente dos dois casos anteriores, aqui a potência absorvida pelo retificador foi modificada para cerca de $0,35\text{kW}$, enquanto a carga CC foi alterada para $0,2\text{kW}$. A Fig. 4.54 apresenta a forma de onda da corrente de linha do retificador não controlado (i_{Lc}), e do conversor (i_{Cc}).

O valor rms da componente fundamental de i_{Lc} , agora, é de $5,22\text{A}$. A Tabela 4.8 lista as magnitudes, em ampéres, de suas componentes harmônicas características, obtidas com base na Fig. 4.38 (espectro harmônico percentual característico de i_{Lc}).

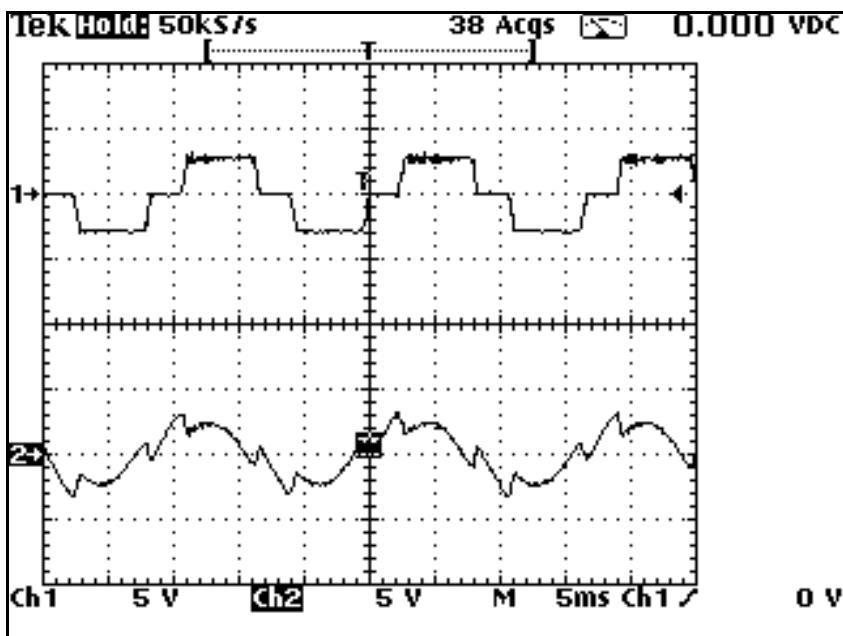


Fig. 4.54 - Conversor operando como FAP paralelo e PRB (caso 3). (a) Corrente de linha do retificador na fase C. (b) Corrente de linha do conversor na fase C. Escala de corrente $5V \times 2,35 = 11,75A$.

Tabela 4.8 - Componentes harmônicas características de i_{Lc} relativas à Fig. 4.54.

h	$I_h\%$	$I_h(A)$
5	19,19	1,0017
7	12,03	0,6279
11	6,79	0,3544
13	4,75	0,2479
17	2,83	0,1477
19	2,24	0,1169
23	1,77	0,0924
25	1,19	0,0621

Na Fig. 4.55 é exibida uma amostra de tensão fase-neutro na fonte (antes do varivolt) e a corrente de linha na fonte (i_{Sa}), associadas à mesma fase. O espectro harmônico correspondente às formas de ondas da Fig. 4.55 é mostrado nas Figs. 4.56 e 4.57.

Neste caso, o valor rms da componente fundamental de i_{Sa} é de 8,53A. Novamente, pode ser verificado que o conteúdo harmônico da corrente de linha na fonte foi reduzido, de algo em torno de 24,85% para 5,19%, e também as formas de onda de tensão e corrente na fonte estão em fase. É importante ressaltar que a potência da carga não-linear compensada foi reduzida em 12,5% em relação aos casos 1 e 2, desse mesmo modo de operação.

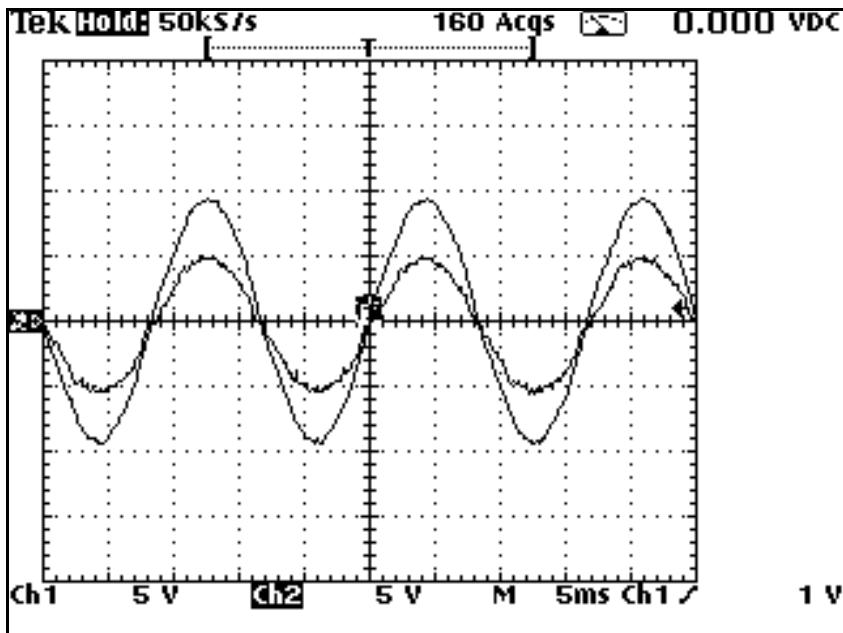


Fig. 4.55 - Conversor operando como FAP paralelo e PRB (caso 3). (a) Amostra da tensão fase-neutro na fonte.
 (b) Corrente de linha na fonte - Escala de corrente $5V \times 2,35 = 11,75A$.

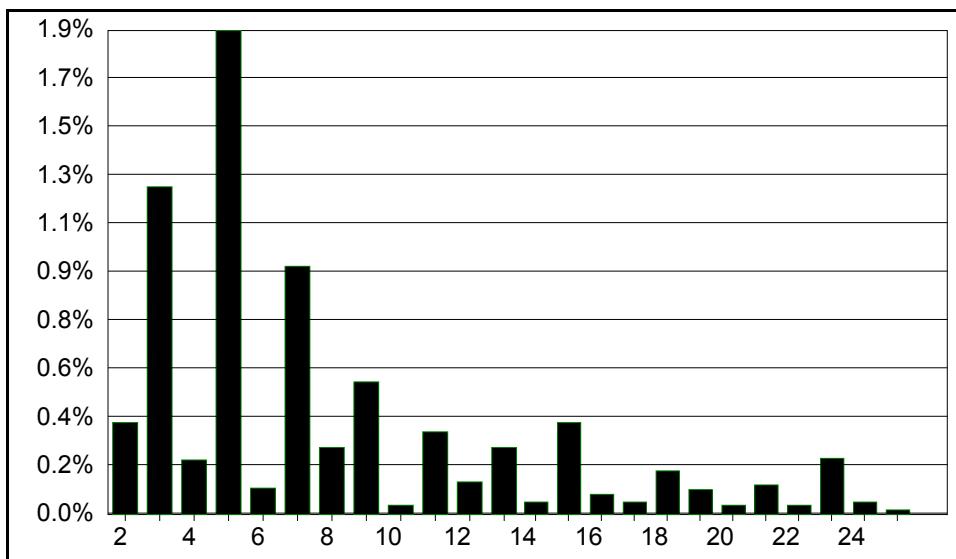
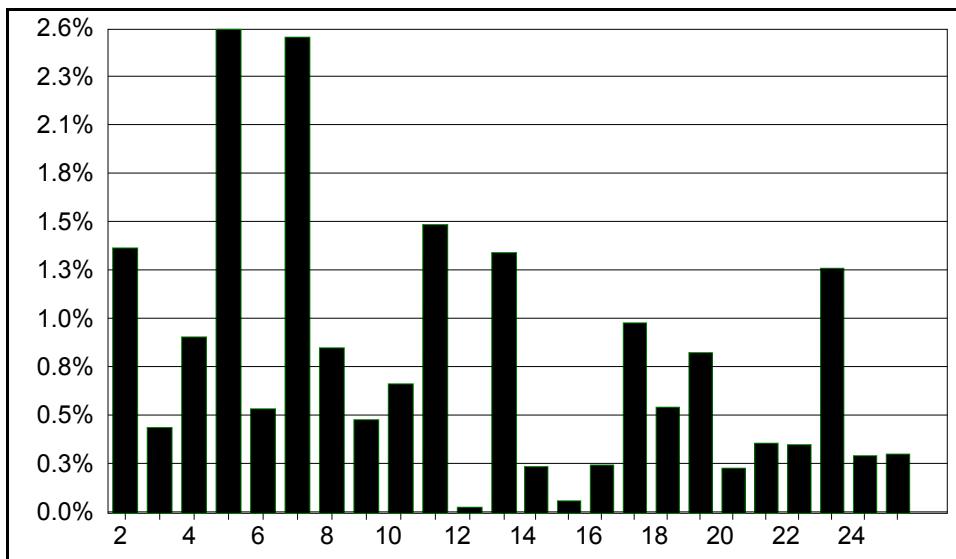


Fig. 4.56 - Espectro harmônico da forma de onda de tensão fase-neutro na fonte relativo à Fig. 4.55.
 $THD_v = 2,67\%$.

Na Tabela 4.9 são apresentadas as magnitudes, em ampéres, das componentes harmônicas características de i_{S_a} relativas à Fig. 4.57, e também o nível de redução percentual das mesmas, se comparadas às da Tabela 4.8.

Fig. 4.57 - Espectro harmônico da forma de onda da corrente de linha na fonte relativo à Fig. 4.55. THD_i=5,19%.Tabela 4.9 - Componentes harmônicas características de i_{Sa} relativas à Fig. 4.57.

h	I _h %	I _h (A)	Redução%
5	2,58	0,22	78,03
7	2,55	0,2175	65,36
11	1,54	0,1313	62,95
13	1,4	0,1194	51,84
17	1,02	0,087	41,1
19	0,86	0,073	37,56
23	1,31	0,1117	+20,89
25	0,32	0,0273	56,05

Uma análise comparativa do espectro harmônico de i_{Lc} e i_{Sa} para este caso, revela que, a 5^a e a 7^a componente harmônica de corrente sofreram redução, de 78,03% e 65,36%, respectivamente. Assim como nos dois casos anteriores, as componentes harmônicas de mais alta ordem apresentaram reduções ainda mais significativas, se comparadas ao modo de operação anterior, como por exemplo, a 11^a e a 13^a componente harmônica, cujas reduções foram de 62,95% e 51,84%, respectivamente.

De um modo geral, é possível concluir que o nível de compensação harmônica de corrente alcançado pelo conversor neste caso foi melhorado em relação aos casos 1 e 2, e também em relação ao modo de operação anterior. Neste caso, a melhoria no desempenho de

operação do conversor analisado como FAP paralelo, é atribuída em parte, à redução na potência da carga não-linear compensada.

Na Fig. 4.58 é apresentada em um mesmo eixo a forma de onda de i_{Cc} e sua respectiva referência de corrente. Observa-se que, assim como nos casos 1 e 2 desse modo de operação, não existem patamares de corrente praticamente nulos a serem impostos pelo conversor como no modo de operação anterior.

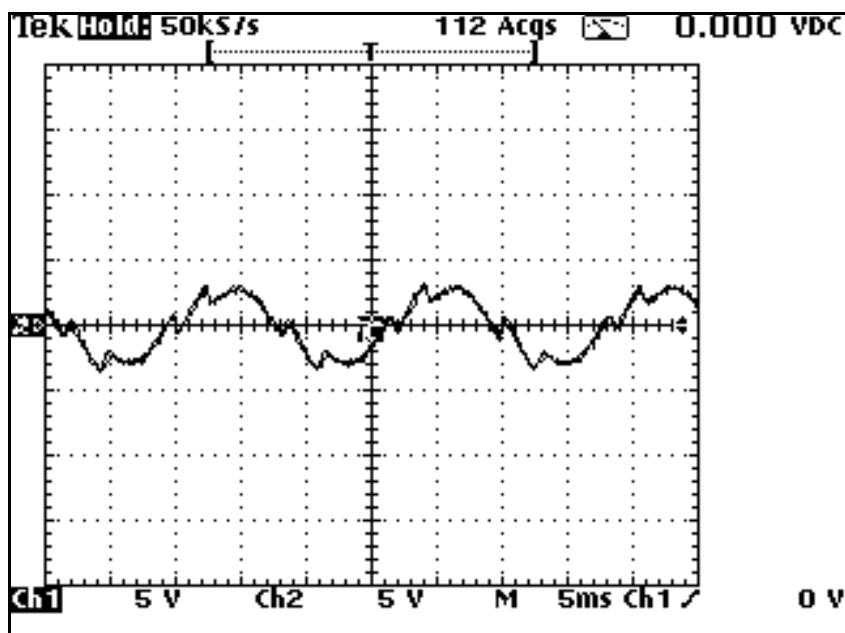


Fig. 4.58 – Referência de corrente e respectiva corrente de linha do conversor para a operação como FAP paralelo e PRB (caso 3) – Escala de corrente $5V*2,35=11,75A$.

Na Fig. 4.59 é mostrada a forma de onda da tensão no barramento CC do conversor para este modo de operação. Outra vez, pode ser verificada a ausência de componentes de alta freqüência nessa forma de onda.

Novamente, uma análise qualitativa das Figs. 4.58 e 4.59 revelam um bom desempenho das malhas de controle de tensão e corrente do conversor.

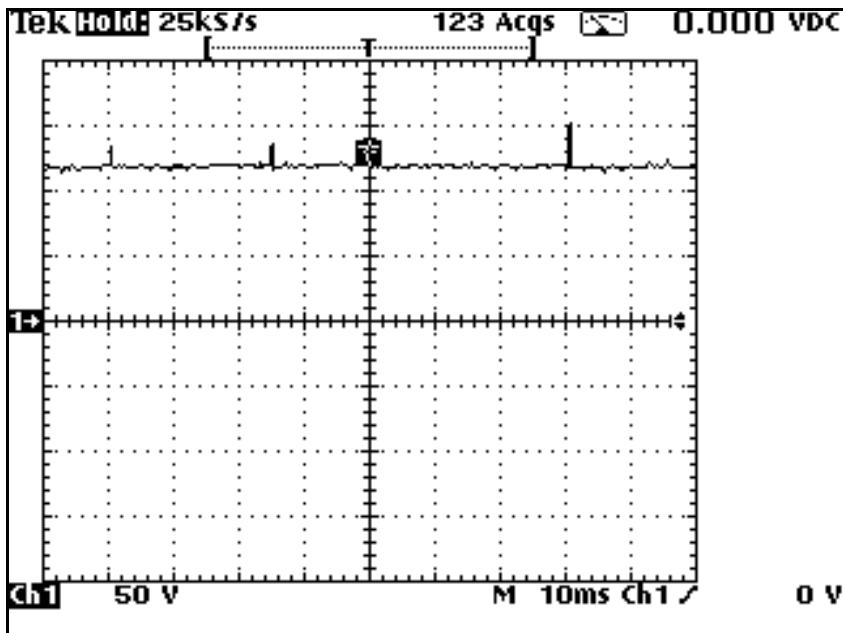


Fig. 4.59 – Forma de onda da tensão no barramento CC do conversor relativo ao modo de operação como FAP e PRB caso 3.

Em resumo, com base nos resultados apresentados nos casos 1, 2 e 3, pode-se dizer que a operação do FAP paralelo simultaneamente como PRB, mostrou-se benéfica em termos de melhoria do desempenho de compensação de correntes harmônicas na fonte, inclusive no caso das componentes harmônicas de mais alta ordem, isto devido ao fato de a forma de onda de corrente a ser imposta pelo conversor analisado ser bem mais definida.

O aumento da potência ativa absorvida pelo FAP paralelo não compromete a compensação de correntes harmônicas na alimentação. Ao contrário, esta medida melhora a performance de operação deste conversor como FAP paralelo. Isso porque, a referência de corrente a ser imposta pelo conversor nesse caso, é mais bem definida do que no caso de sua operação apenas como FAP paralelo.

A redução na potência da carga não-linear a ser compensada pelo FAP paralelo também implica em um melhor desempenho de compensação de harmônicos. Assim, a utilização de módulos conversores em paralelo para o FAP, juntamente com sua operação simultânea como PRB, representa a sua melhor condição de operação em termos de compensação harmônica, inclusive no caso das componentes harmônicas de mais alta ordem.

4.4.3 - Modo de Operação como FAP Paralelo e Interface de um Gerador Fotovoltaico com a Rede Elétrica

Retificador: $R_c=7\text{ohms}$;

Gerador Fotovoltaico: 120V/0,14kW (7 placas 16,9V/1,2A; Fabricante Kyocera Solar) (potência máxima).

Neste modo de operação, a potência absorvida pelo retificador é da ordem de 0,4kW, que a mesma relativa ao modo de operação apenas como FAP paralelo.

A Fig. 4.60 mostra a forma de onda da corrente de linha do retificador não controlado (i_{Lc}) e do conversor (i_{Cc}), relativo a este modo de operação, para certa potência produzida pelo gerador fotovoltaico.

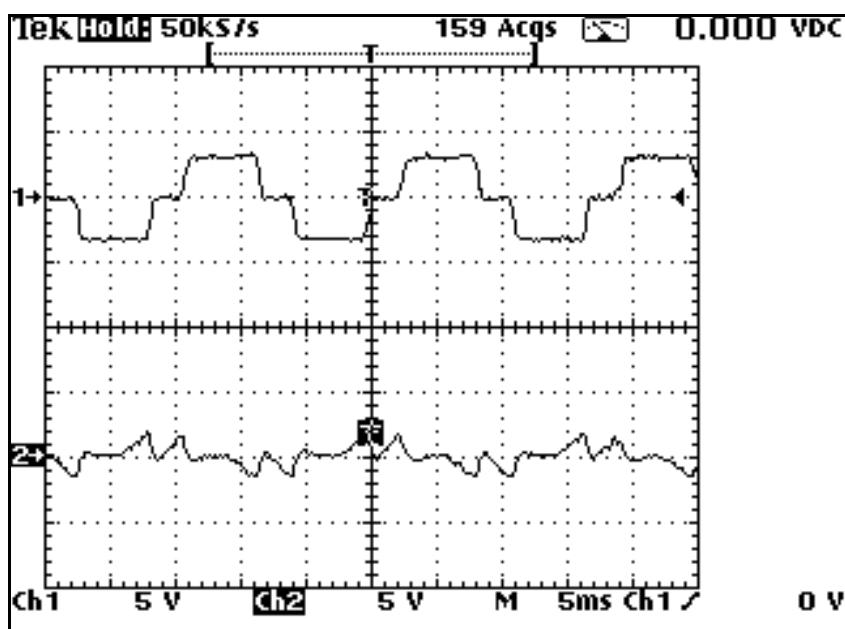


Fig. 4.60 - Conversor operando como FAP paralelo e interface de um gerador fotovoltaico com a rede elétrica.
(a) Corrente de linha do retificador na fase C. (b) Corrente de linha do conversor na fase C. Escala de corrente $5V \times 2,35 = 11,75A$.

O valor rms da componente fundamental de i_{Lc} nesse caso é de 5,9A. Na Tabela 4.10 são listadas as magnitudes, em ampéres, de suas componentes harmônicas características relativas à Fig. 4.60, obtidas com base em seu espectro harmônico percentual característico apresentado na Fig. 4.38.

Tabela 4.10 - Componentes harmônicas características de i_{Lc} relativas à Fig. 4.60.

h	$I_h\%$	$I_h(A)$
5	19,19	1,1322
7	12,03	0,7097
11	6,79	0,4
13	4,75	0,2802
17	2,83	0,1669
19	2,24	0,1321
23	1,77	0,1044
25	1,19	0,0702

A Fig. 4.61 apresenta em um mesmo eixo a forma de onda de i_{Cc} e sua respectiva referência de corrente relativo a este modo de operação do conversor analisado, para um determinado valor de potência gerada pelo sistema fotovoltaico.

Na seqüência serão apresentados quatro casos distintos, para diferentes valores de potência produzida pelo gerador fotovoltaico.

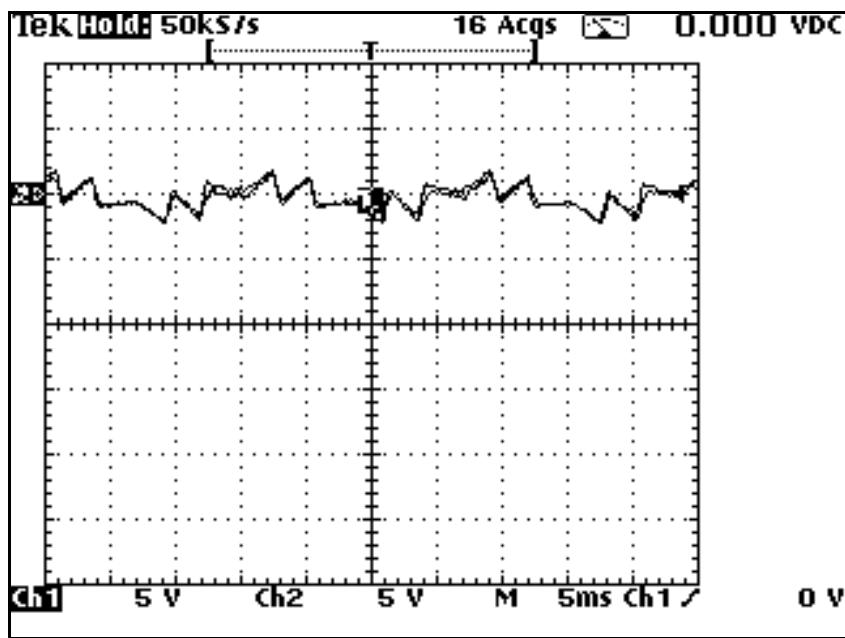


Fig. 4.61 – Referência de corrente e respectiva corrente de linha do conversor para a operação como FAP paralelo e interface de um gerador fotovoltaico com a rede elétrica. Escala de corrente $5V \times 2,35 = 11,75A$.

Caso 1

A potência gerada pelo sistema fotovoltaico é tal que, o valor rms da componente fundamental da corrente de linha na fonte foi reduzido de 5,9A (sem a presença do conversor e o sistema fotovoltaico) para 5,43A.

Uma amostra de tensão fase-neutro na fonte (antes do varivolt) e a corrente de linha na fonte, ambas na mesma fase, é apresentada na Fig. 4.62. O espectro harmônico correspondente a tais formas de ondas é mostrado nas Figs. 4.63 e 4.64.

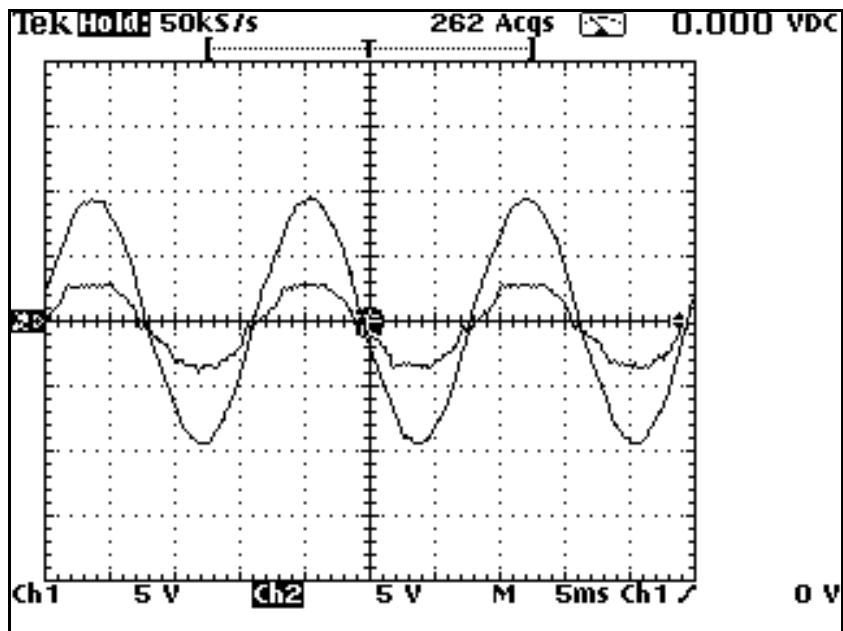


Fig. 4.62 - Conversor operando como FAP paralelo e interface de um sistema fotovoltaico com a rede elétrica (caso 1). (a) Amostra da tensão fase-neutro na fonte. (b) Corrente de linha na fonte - Escala de corrente $5V \times 2,35 = 11,75A$.

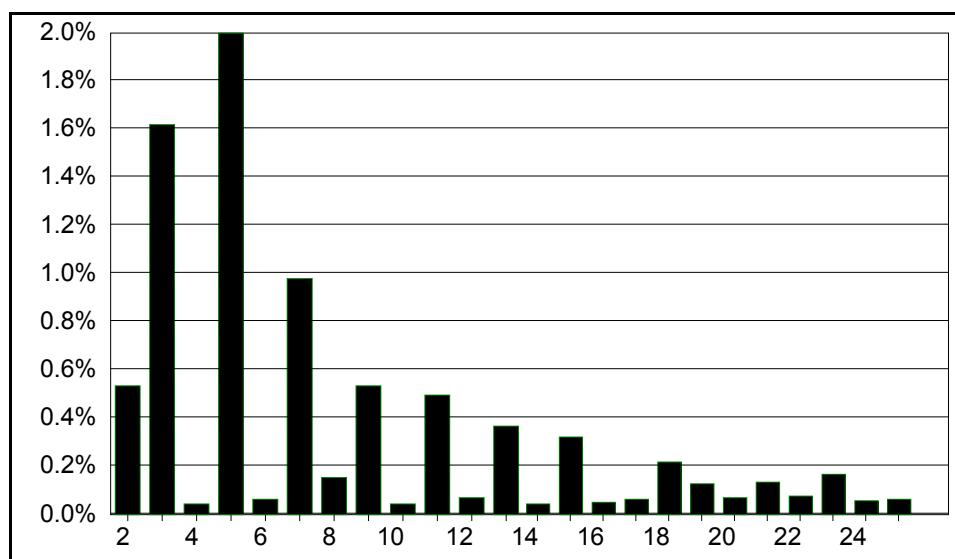


Fig. 4.63 - Espectro harmônico da forma de onda de tensão fase-neutro na fonte relativo à Fig. 4.62.
 $THD_v = 2,95\%$.

Na Tabela 4.11 são mostradas as magnitudes, em ampéres, das componentes harmônicas características de i_{Sa} relativas à Fig. 4.64, e também o nível de redução das mesmas, quando comparadas às da Tabela 4.10.

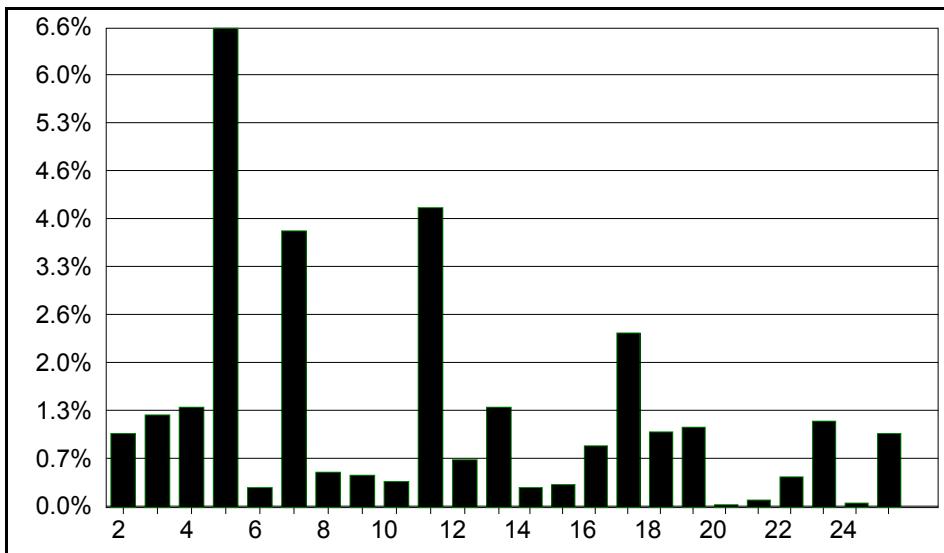


Fig. 4.64 - Espectro harmônico da forma de onda da corrente de linha na fonte relativo à Fig. 4.62. $THD_i=9,79\%$.

Tabela 4.11 - Componentes harmônicas características de i_{Sa} relativas à Fig. 4.64.

h	$I_h\%$	$I_h(A)$	Redução%
5	6,62	0,3594	68,25
7	3,85	0,209	70,55
11	4,16	0,2258	43,63
13	1,41	0,0765	72,7
17	2,43	0,1319	21
19	1,13	0,0613	53,6
23	1,21	0,0657	37,08
25	1,03	0,0559	20,38

Caso 2

Neste caso, a potência gerada pelo sistema fotovoltaico é tal que, o valor rms da componente fundamental de i_{Sa} foi reduzido de 5,9A para 4,88A.

Na Fig. 4.65 é exibida uma amostra de tensão fase-neutro na fonte (antes do varivolt) e a corrente de linha na fonte, ambas na mesma fase. O espectro harmônico correspondente a corrente de linha na fonte é mostrado na Fig. 4.66.

A Tabela 4.12 lista as magnitudes, em ampéres, das componentes harmônicas características de i_{Sa} relativas às Fig. 4.66, incluindo o nível de redução das mesmas, quando comparadas às da Tabela 4.10.

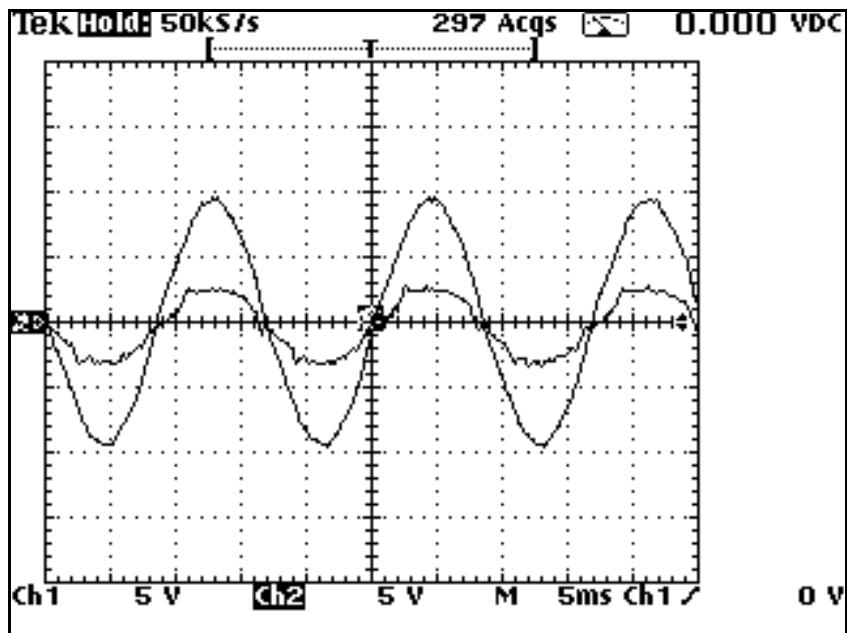


Fig. 4.65 - Conversor operando como FAP paralelo e interface de um gerador fotovoltaico com a rede elétrica (caso 2). (a) Amostra da tensão fase-neutro de entrada. (b) Corrente de linha na fonte - Escala de corrente $5V \times 2,35 = 11,75A$.

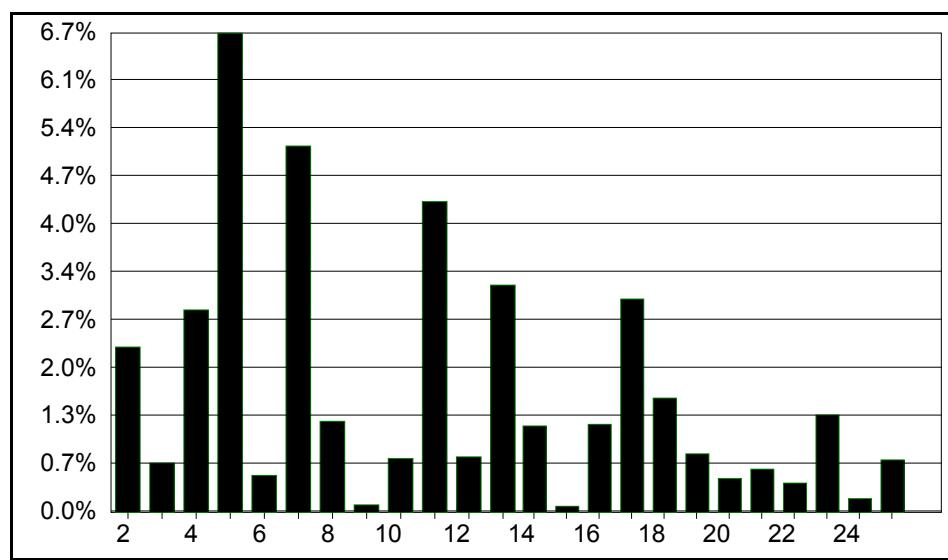


Fig. 4.66 - Espectro harmônico da forma de onda da corrente de linha na fonte relativo à Fig. 4.65.
 $THD_i = 11,74\%$.

Tabela 4.12 - Componentes harmônicas características de i_{Sa} relativas à Fig. 4.66.

h	$I_h\%$	$I_h(A)$	Redução%
5	6,75	0,3294	70,9
7	5,16	0,2518	64,52
11	4,39	0,2142	46,53
13	3,2	0,1561	44,3
17	3,01	0,1512	9,44
19	0,83	0,0405	69,35
23	1,37	0,0668	36,03
25	0,75	0,0366	47,87

Caso 3

Para este caso, a redução no valor rms da componente fundamental de i_{Sa} , em função da injeção de potência ativa na rede, foi de 5,9A para 3,97A, uma redução de 32,7%. A Fig. 4.67 apresenta uma amostra de tensão fase-neutro na fonte (antes do varivolt) e a corrente de linha na fonte, ambas na mesma fase. O espectro harmônico correspondente a corrente de linha na fonte é ilustrado na Fig. 4.68.

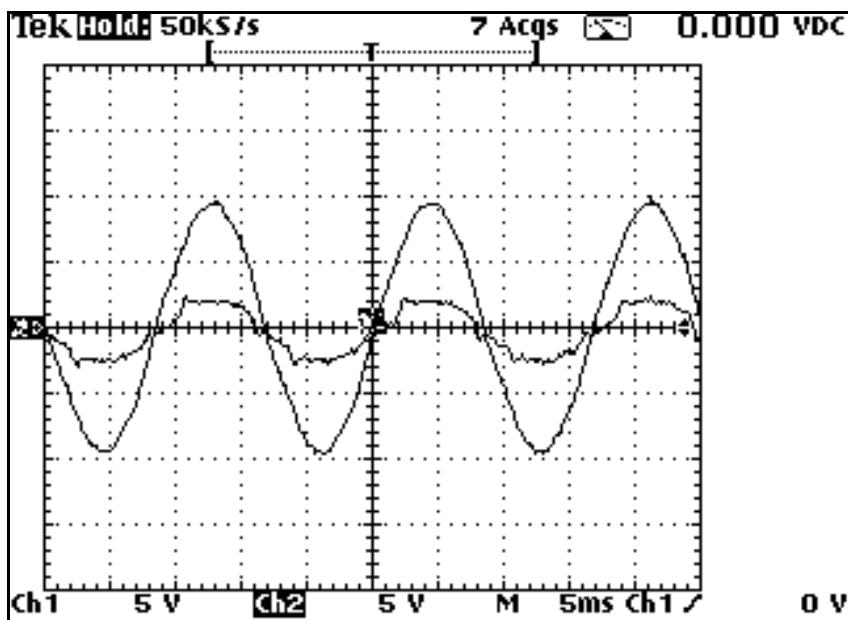
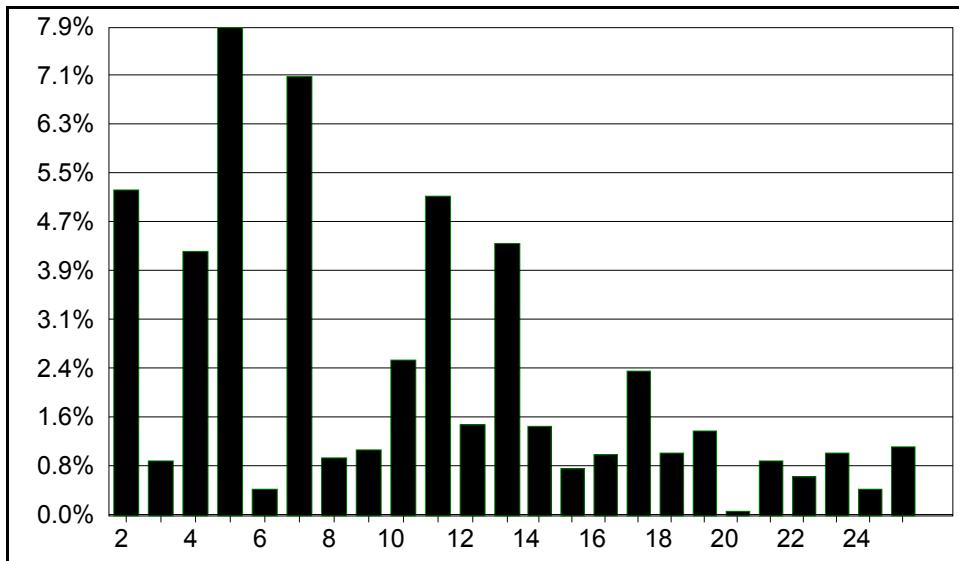


Fig. 4.67 - Conversor operando como FAP paralelo e interface de um gerador fotovoltaico com a rede elétrica (caso 3). (a) Amostra da tensão fase-neutro de entrada. (b) Corrente de linha na fonte - Escala de corrente $5V \times 2,35 = 11,75A$.

Fig. 4.68 - Espectro harmônico da forma de onda da corrente de linha na fonte relativo à Fig. 4.67. THD_i=15,2%

Na Tabela 4.13 são apresentadas as magnitudes, em ampéres, das componentes harmônicas características de i_{Sa} relativas à Fig. 4.67, incluindo o nível de redução das mesmas, quando comparadas às da Tabela 4.10.

Tabela 4.13 - Componentes harmônicas características de i_{Sa} relativas à Fig. 4.68.

h	I _h %	I _h (A)	Redução%
5	7,85	0,3116	72,47
7	7,08	0,281	60,41
11	5,15	0,2044	48,97
13	4,4	0,1746	37,7
17	2,33	0,0925	44,6
19	1,39	0,0551	58,3
23	1,03	0,0409	60,83
25	1,13	0,0448	36,19

Uma análise dos resultados apresentados nos casos 1, 2 e 3 desse modo de operação revela que, quanto maior a potência ativa injetada na rede elétrica pelo FAP paralelo, maior é o nível de compensação das componentes harmônicas características remanescentes na alimentação (Tabelas 4.10, 4.11 e 4.12), de seqüência negativa (5, 11, 17 e 23). Por outro lado, menor é o nível de compensação das componentes harmônicas de seqüência positiva (7, 13, 19 e 25). Contudo, o conteúdo harmônico resultante, remanescente na alimentação, definido como, $\sqrt{\sum I_h^2}$, é praticamente o mesmo nos três casos analisados para este modo de

operação, que por sua vez, é muito similar àquele relativo ao modo de operação apenas FAP paralelo (veja Tabela 4.3). Este fato permite concluir que, o aumento do nível de THD₁ da corrente de linha na alimentação, em função do aumento do nível de potência ativa injetada na rede elétrica, se deve não ao aumento de seu conteúdo harmônico, e sim, à redução de sua componente fundamental.

Em resumo, a injeção de potência ativa na rede elétrica utilizando o FAP paralelo, do ponto de vista de cada ordem harmônica, pode comprometer parcialmente, a compensação das componentes harmônicas de seqüência positiva. Quanto maior o valor de potência ativa injetada, em relação à potência da carga não-linear, maior o grau de comprometimento.

Todavia é importante salientar que a conexão de um sistema fotovoltaico ao barramento CC de um FAP paralelo permite maximizar a exploração da quantidade de energia gerada pelo mesmo. Isto é possível desde que o nível de tensão de operação do barramento CC seja devidamente projetado, para ser igual à tensão correspondente a potência máxima do sistema fotovoltaico utilizado. Além disso, a simples presença do sistema fotovoltaico funciona como um circuito de pré-carga para o barramento CC do FAP paralelo, o que elimina o problema de sobrecorrente na partida do conversor.

Dentro deste contexto, uma alternativa, seria que a potência produzida pelo sistema fotovoltaico, ou a maior parte dela, fosse consumida no próprio barramento CC do FAP paralelo, o que é perfeitamente possível, admitindo-se sua operação simultânea também como PRB. Um exemplo desta condição de operação é apresentado no caso 4.

Caso 4

Neste caso foi admitido no barramento CC do conversor analisado, não apenas a presença do sistema fotovoltaico citado anteriormente, mas também de uma carga CC de 0,2kW ($R=72$ ohms). A Fig. 4.69 apresenta uma amostra da tensão fase-neutro e a respectiva

corrente de linha na fonte. O espectro harmônico correspondente às formas de onda da Fig. 4.69 é mostrado nas Figs. 4.70 e 4.71.

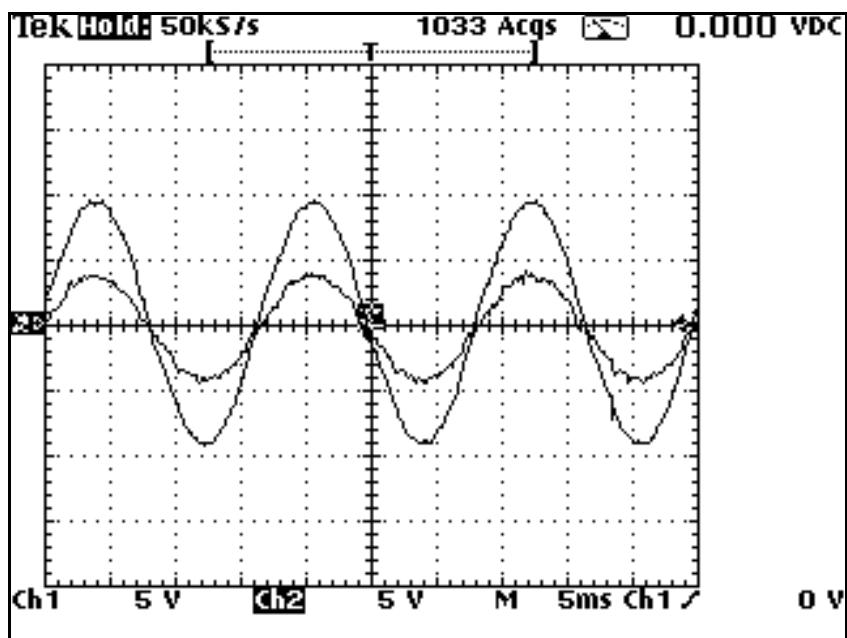


Fig. 4.69 - Conversor operando como FAP paralelo e interface de um gerador fotovoltaico com uma carga CC.
 (a) Amostra da tensão fase-neutro de entrada. (b) Corrente de linha na fonte - Escala de corrente
 $5V \times 2,35 = 11,75A$.

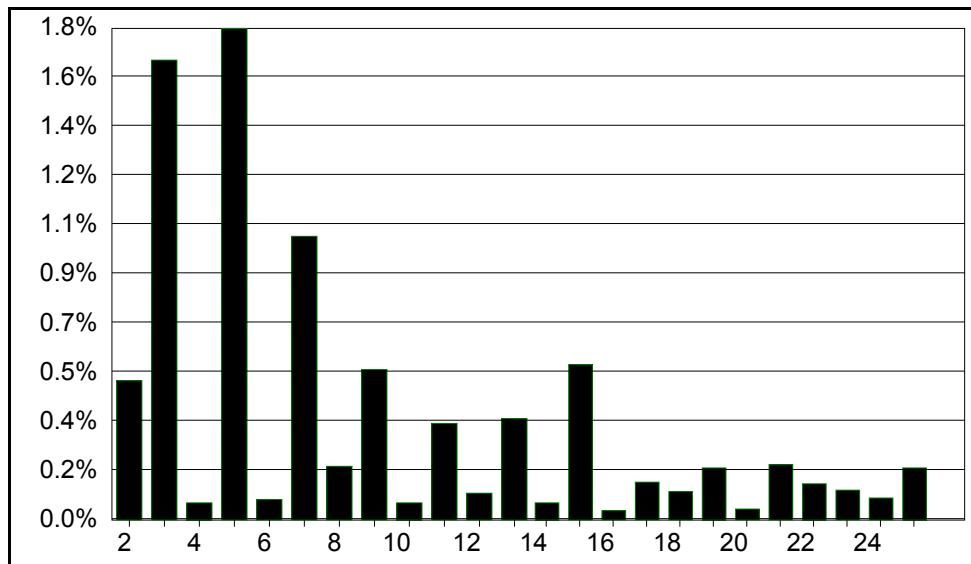


Fig. 4.70 - Espectro harmônico da forma de onda de tensão fase-neutro na fonte relativo à Fig. 4.69.
 $THD_v = 2,86\%$.

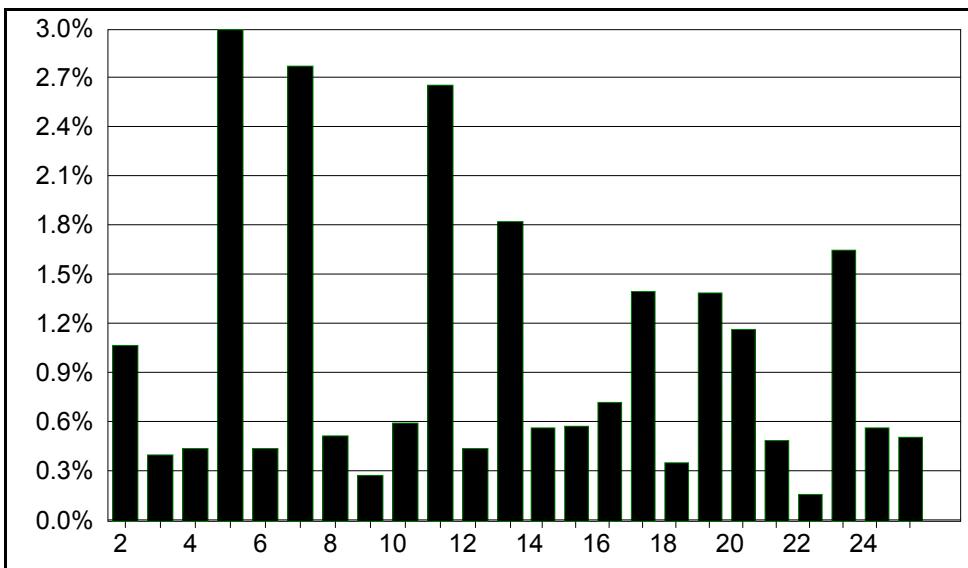


Fig. 4.71 - Espectro harmônico da forma de onda da corrente de linha na fonte relativo à Fig. 4.69. THD_i=6,27%.

Neste caso, o valor rms da componente fundamental de i_{Sa} é de apenas 6,55A.

Convém lembrar que, sem a presença do gerador fotovoltaico, esta condição de operação do conversor seria similar aquela do caso 3 do modo de operação como FAP paralelo e PRB. Entretanto, com base nos resultados anteriores é possível verificar que neste caso a maior parte da potência requerida pela carga CC é suprida pelo gerador fotovoltaico, ou seja, visto pela rede elétrica o conversor funciona quase que como um FAP paralelo puro.

Conforme pode ser observado nas Figs. 4.69 e 4.71, neste caso, o conteúdo harmônico da corrente de linha na fonte foi reduzido de cerca de 24% para 6,27%, e também as formas de onda de tensão e corrente na fonte estão em fase. Este resultado é similar ao obtido no caso 1 do modo de operação anterior, o que pode ser verificado comparando-se o espectro harmônico da corrente de linha na fonte apresentado na Fig. 4.47 com o da Fig. 4.71, cabendo, portanto inclusive as mesmas observações. Observa-se que neste caso, o perfil de compensação de correntes harmônicas na alimentação é restaurado, se comparado com os casos 1, 2 e 3 deste modo de operação. Entretanto nesta condição de operação, a potência ativa injetada na rede elétrica pelo conversor é nula, ou seja, ele está absorvendo uma

pequena parcela para suprir a diferença entre potência da carga CC e a potência produzida pelo gerador fotovoltaico, e também as suas perdas operacionais.

4.4.4 - Modo de Operação como PRB ou Retificador PWM

Carga CC: R=36 ohms.

A forma de onda da corrente de linha do conversor nas fases A e C, para este modo de operação é apresentada na Fig. 4.72, na qual pode ser observado o desfasamento de 120° entre as mesmas. A potência absorvida pelo conversor neste caso é da ordem de 0,4kW.

A Fig. 4.73 apresenta uma amostra da tensão fase-neutro e da respectiva corrente de linha na fonte. O espectro harmônico de tais formas de onda é ilustrado nas Figs. 4.74 e 4.75. O valor rms da componente fundamental de corrente na fonte é de 6,32A. Conforme pode ser verificado, o conteúdo harmônico da corrente de linha na fonte é reduzido significativamente se comparado com o de um retificador convencional, sendo que o THD_i é de apenas 2,74%. Além disso, as formas de onda de tensão e corrente na fonte estão em fase. Assim, o fator de potência do conversor neste caso é praticamente unitário.

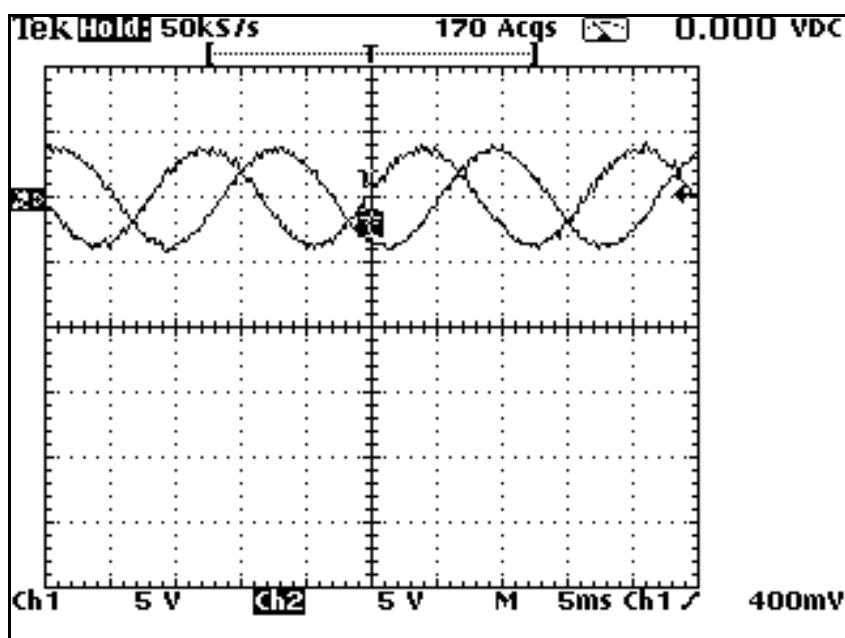


Fig. 4.72 – Conversor operando como PRB. Forma de onda da corrente de linha do conversor nas fases A e C – Escala de corrente 5V*2,35=11,75A.

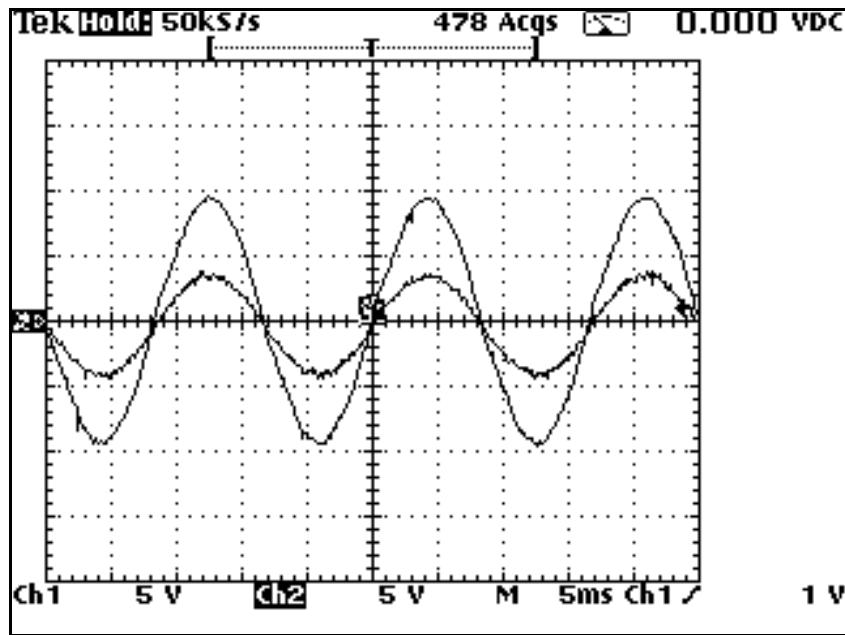


Fig. 4.73 - Conversor operando como PRB. (a) Amostra da tensão fase-neutro na fonte. (b) Corrente de linha na fonte - Escala de corrente $5V \times 2,35 = 11,75A$.

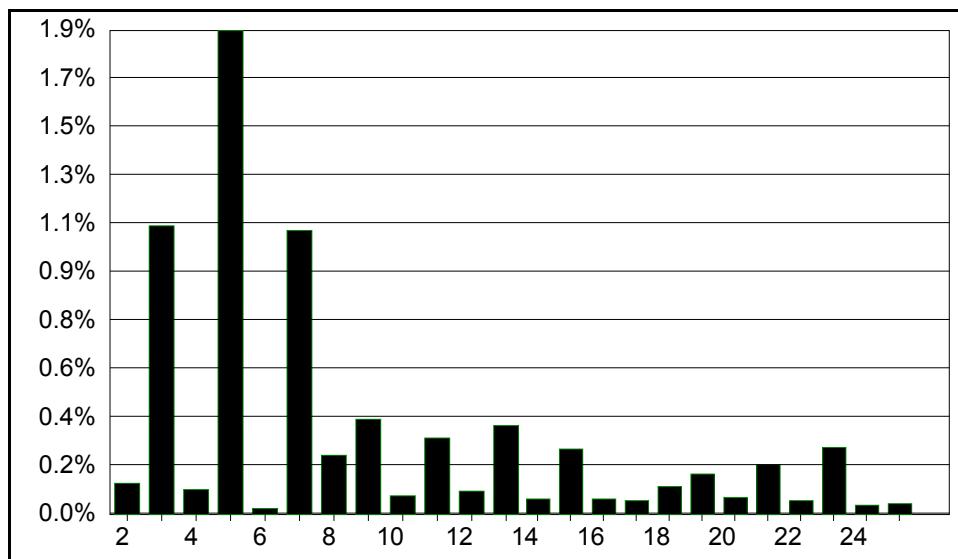


Fig. 4.74 - Espectro harmônico da forma de onda de tensão fase-neutro na fonte relativo à Fig. 4.73.
 $THD_v = 2,61\%$.

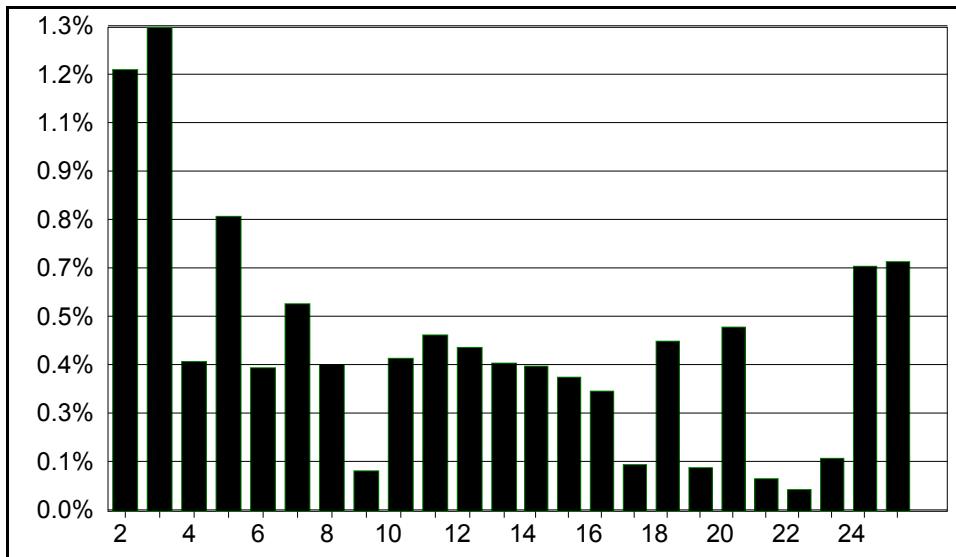


Fig. 4.75 - Espectro harmônico da forma de onda da corrente de linha na fonte relativo à Fig. 4.73. THD_i=2,74%.

A Fig. 4.76 apresenta em um mesmo eixo a corrente de linha do conversor em uma das fases, e sua respectiva referência de corrente. Observa-se que neste caso, não existem patamares de corrente praticamente nulos e nem derivadas críticas na forma de onda de corrente a ser imposta pelo conversor. Obviamente, isto facilita a imposição de corrente pelo conversor.

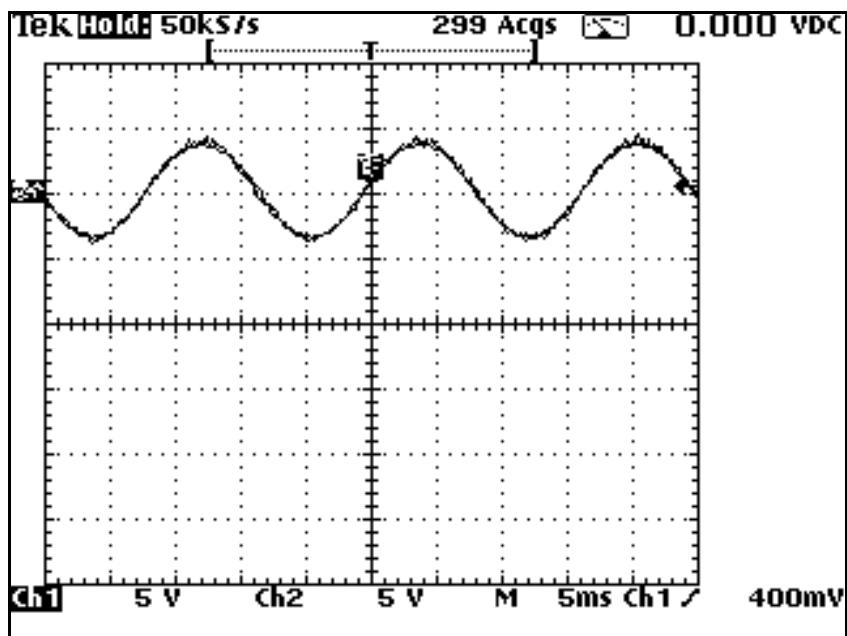


Fig. 4.76 – Referência de corrente e respectiva corrente de linha do conversor para a operação como PRB – Escala de corrente 5V*2,35=11,75A.

4.5 – CONSIDERAÇÕES FINAIS

Uma análise qualitativa dos resultados apresentados revela que o circuito de controle implementado a partir da estratégia de controle de [3], mostrou um bom desempenho, permitindo, portanto, avaliar o comportamento do FAP trifásico paralelo operando em diferentes modos.

Com base nos resultados apresentados, foi possível constatar que dependendo do modo de operação da configuração baseada no inversor VSI operando como fonte de corrente controlada, e também do nível de potência ativa processada, a compensação de correntes harmônicas na fonte pode ser melhorada, ou ser comprometida parcialmente.

CAPÍTULO V

UM REATOR ELETRÔNICO COM ALTO FATOR DE POTÊNCIA E BAIXO ESTRESSE DE TENSÃO

Neste capítulo é apresentada uma nova configuração de reator eletrônico com alto fator de potência para lâmpadas fluorescentes. O reator proposto consiste da integração de um conversor Buck-Boost, utilizado como estágio de entrada para corrigir o fator de potência e regular a tensão em um barramento CC, e um inversor “half-bridge” ressonante para acionar a lâmpada. O conversor Buck-Boost opera numa freqüência constante e razão cíclica constante em um modo de condução descontínua (DCM) durante todos os ciclos de entrada.

Embora este conversor já tenha sido apresentado em [38-39], vários aspectos importantes associados à estruturação e formalização da idéia, simulação, projeto dos elementos do circuito ressonante de saída, entre outros, são melhor explorados neste capítulo. Convém ainda ressaltar que, a participação no desenvolvimento deste trabalho ocorreu desde sua concepção até sua fase final, que culminou com sua publicação, a partir das modificações aqui apresentadas, no *IEEE Transactions on Industry Applications* (edição Julho/Agosto 2005).

5.1 - CONSIDERAÇÕES INICIAIS

Para se ter uma idéia da importância da eficiência energética associada ao setor de iluminação, segundo os dados do Balanço Energético Nacional (1997) estima-se que de 12% a 17% da eletricidade consumida no Brasil seja destinada à iluminação. Além disso, consome-se cerca de 3,5% da eletricidade apenas com iluminação pública [31].

Nos últimos anos, sistemas de lâmpadas fluorescentes têm se tornado fontes de iluminação mais e mais populares devido à sua eficácia luminosa e maior vida útil quando comparadas com lâmpadas incandescentes. O desempenho de sistemas fluorescentes, particularmente com relação à eficácia do sistema (lm/W), tem melhorado graças aos reatores de maior eficiência, reatores eletrônicos de alta freqüência e lâmpadas de baixa energia mais eficientes [36]. Entretanto, este tipo de lâmpada apresenta algumas características particulares, isto é, ela requer altos níveis de tensão na partida, porque é necessário ionizar o gás dentro dela. Além disso, durante o regime permanente, a lâmpada requer um baixo fator de crista, uma corrente simétrica, e uma baixa distorção harmônica de corrente. Obviamente, é interessante também fornecer um bom fator de potência ao reator eletrônico de acordo com regulamentações harmônicas. O aumento generalizado de cargas não-lineares embora de baixa potência, pode também causar perturbações na rede elétrica. Estas exigências significam que o custo de reatores eletrônicos é ainda alto.

O custo de reatores eletrônicos é uma desvantagem considerável quando comparado com aquele de reatores eletromagnéticos. Entretanto, reatores eletromagnéticos são mais pesados e maiores que reatores eletrônicos porque eles operam em baixa frequência. Além disso, eles também usualmente apresentam um baixo fator de potência. Uma maneira para reduzir o custo de reatores eletrônicos é minimizar o número e tamanho dos componentes utilizados no circuito.

O reator descrito neste capítulo foi obtido à partir da integração de um conversor Buck-Boost, utilizado como um estágio de entrada para corrigir o fator de potência e regular a tensão no barramento CC, e um inversor “half-bridge” ressonante para acionar a lâmpada. Conforme será mostrado, esta integração permite eliminar o uso de uma chave ativa no inversor “half-bridge”.

O conversor proposto possui uma topologia simples e robusta. Tal simplicidade é originada pela possibilidade de utilização de um circuito de acionamento de “gate” auto-oscilante e pela integração de dois circuitos.

5.2 - CONVERSOR PROPOSTO

A Fig. 5.1 ilustra um conversor CC/CC Buck-Boost e um inversor “half-bridge” operando separadamente, sem integração de seus estágios de potência, em uma aplicação de reator eletrônico. Conforme pode ser visto, este circuito tem três transistores de potência. Entretanto, integrando os dois estágios, é possível obter a topologia apresentada aqui, conforme indicado na Fig. 5.2. Uma análise comparativa das configurações nas Fig. 5.1 e 5.2, revela a economia de um transistor de potência. Isto porque, na nova topologia, o transistor M1 desempenha duas funções simultaneamente; aquela do conversor Buck-Boost e aquela do transistor inferior do inversor “half-bridge”. Uma outra vantagem desta topologia é a utilização de um conversor Buck-Boost ao invés de um conversor Boost, como o estágio de entrada para corrigir o fator de potência e regular a tensão no barramento CC. Como o estágio de entrada afeta diretamente a escolha do nível de tensão de isolação das chaves do inversor “half-bridge”, o conversor Buck-Boost é mais apropriado porque ele pode operar com a tensão de saída menor que a tensão de entrada.

Conforme mencionado acima e ilustrado na Fig. 5.2, o reator proposto consiste de um conversor Buck-Boost e um inversor “half-bridge” ressonante. Para analisar a operação do conversor proposto, o nível alto da tensão de entrada do inversor é considerado constante. A operação em regime permanente é analisada com uma freqüência de chaveamento maior que a freqüência de ressonância do circuito série-paralelo ressonante (SPRC) composto por L_R , C_S e C_P . Sob estas condições, ele permite chaveamento suave tipo ZVS (chaveamento com tensão nula) em M2.

O conversor Buck-Boost corrige o fator de potência e alimenta o inversor “half-bridge” ressonante, cuja função é acionar a lâmpada fluorescente.

A operação em regime permanente do conversor é caracterizada por cinco estágios diferentes conforme descrito na seqüência.

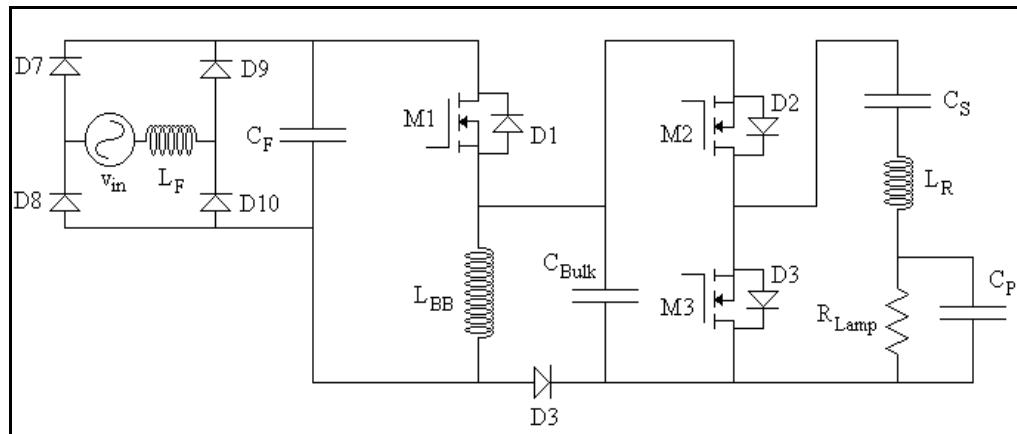


Fig. 5.1 - Conversor Buck- Boost e inversor “half-bridge” não integrado.

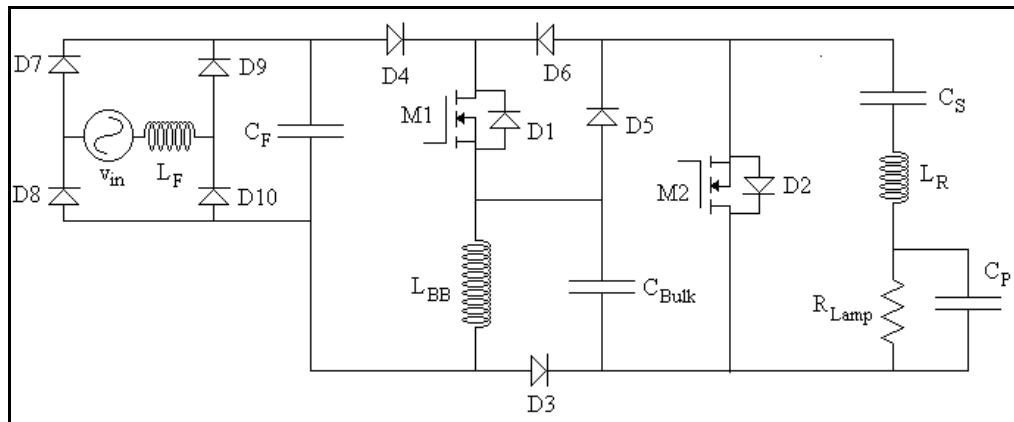


Fig. 5.2 - Reator proposto.

5.2.1 – Estágios de Operação

1º Estágio [$t_0, t_1]$ – O primeiro estágio é caracterizado pela condução da chave M1. Assim a tensão de saída do retificador é aplicada ao indutor L_{BB} . Considerando que a tensão em C_F permanece aproximadamente constante durante um período de chaveamento, a corrente em L_{BB} aumenta linearmente. Admitindo o capacitor C_{Bulk} como uma fonte de tensão, ele absorve energia do circuito ressonante através do diodo D5, conforme mostrado na Fig. 5.3.

2º Estágio [t₁, t₂] – Neste estágio, a corrente no circuito ressonante é invertida. A chave M1 conduz a corrente do indutor L_{BB} e a corrente do indutor ressonante L_R, como indicado na Fig. 5.4. Durante este estágio, o capacitor C_{Bulk} fornece energia para o circuito ressonante.

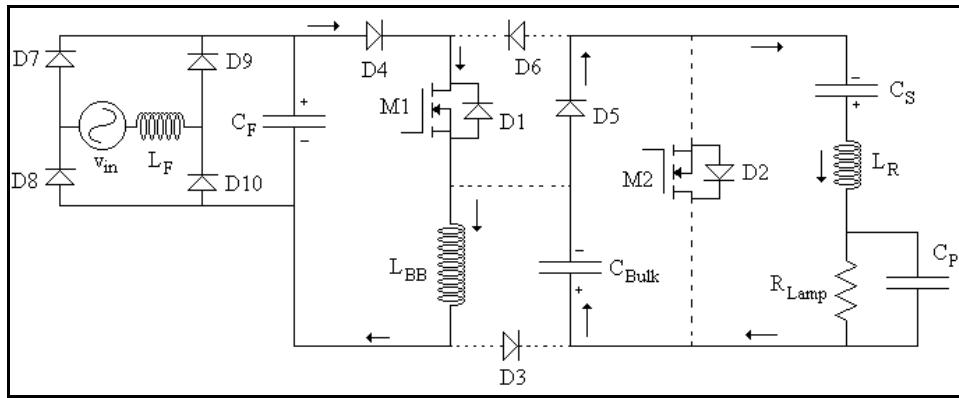


Fig. 5.3 - Primeiro estágio de operação.

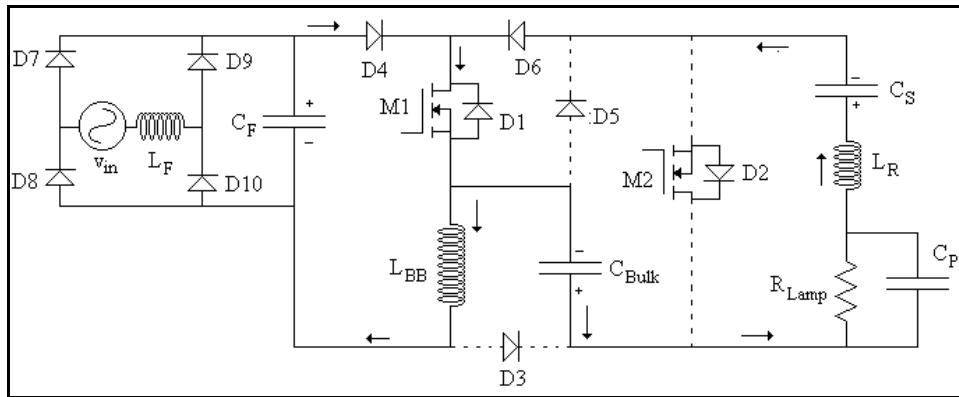


Fig. 5.4 - Segundo estágio de operação.

3º Estágio [t₃, t₄] – A chave M1 é desligada através de uma comutação dissipativa, enquanto a chave M2 é ligada em um modo ZVS. O diodo intrínseco D2 assume a corrente do circuito série-paralelo ressonante, e o processo de transferência de energia do indutor L_{BB} para o capacitor C_{Bulk} inicia, passando através do diodo D3. A corrente no indutor L_{BB} decresce linearmente admitindo que a tensão em C_{Bulk} é constante (veja Fig. 5.5).

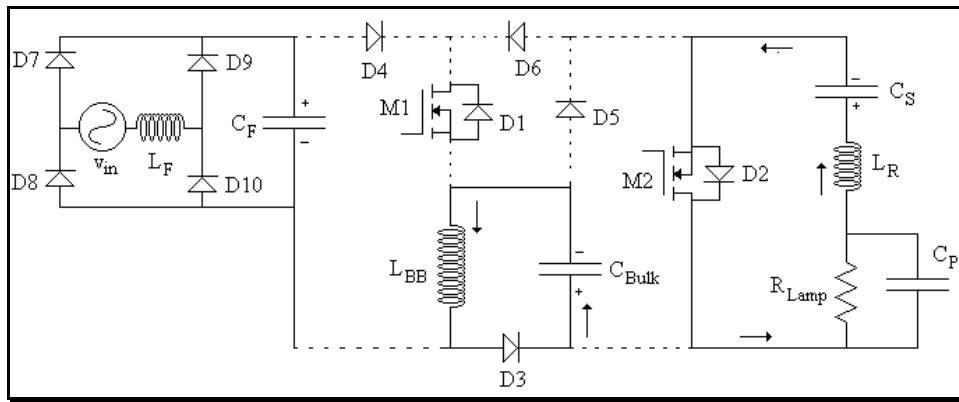


Fig. 5.5 - Terceiro estágio de operação.

4º Estágio [t₄, t₅] – O indutor L_{BB} continua descarregando linearmente através do capacitor C_{Bulk} . Durante este estágio, a inversão de corrente toma lugar no circuito série-paralelo ressonante, que agora circula através de M2, conforme ilustrado na Fig. 5.6.

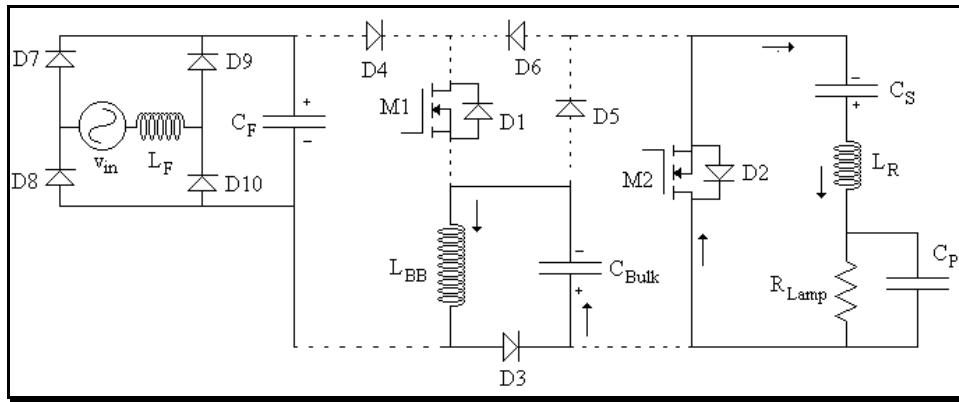


Fig. 5.6 - Quarto estágio de operação.

5º Estágio [t₄, t₅] – Este estágio é caracterizado pelo estado desligado do conversor Buck-Boost, que trabalha no modo de condução descontínua (DCM), terminando a transferência de energia do indutor L_{BB} para o capacitor C_{Bulk} . Conforme pode ser visto na Fig. 5.7, predomina neste caso, apenas o circuito série-paralelo ressonante em roda livre através de M2,. Este estágio termina quando a chave M2 é desligada e a chave M1 é acionada, e o diodo D5 começa a conduzir, retornando ao estágio de operação inicial.

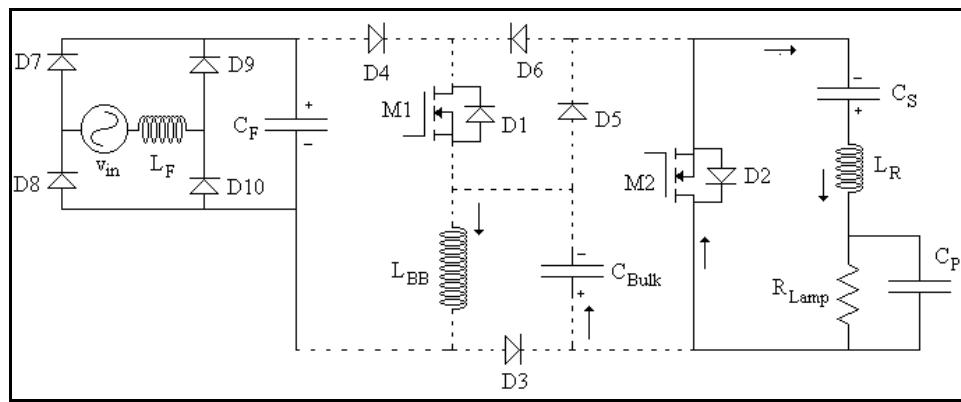


Fig. 5.7 - Quinto estágio de operação.

A Fig. 5.8 apresenta as formas de onda teóricas baseado nos estágios de operação acima mencionados.

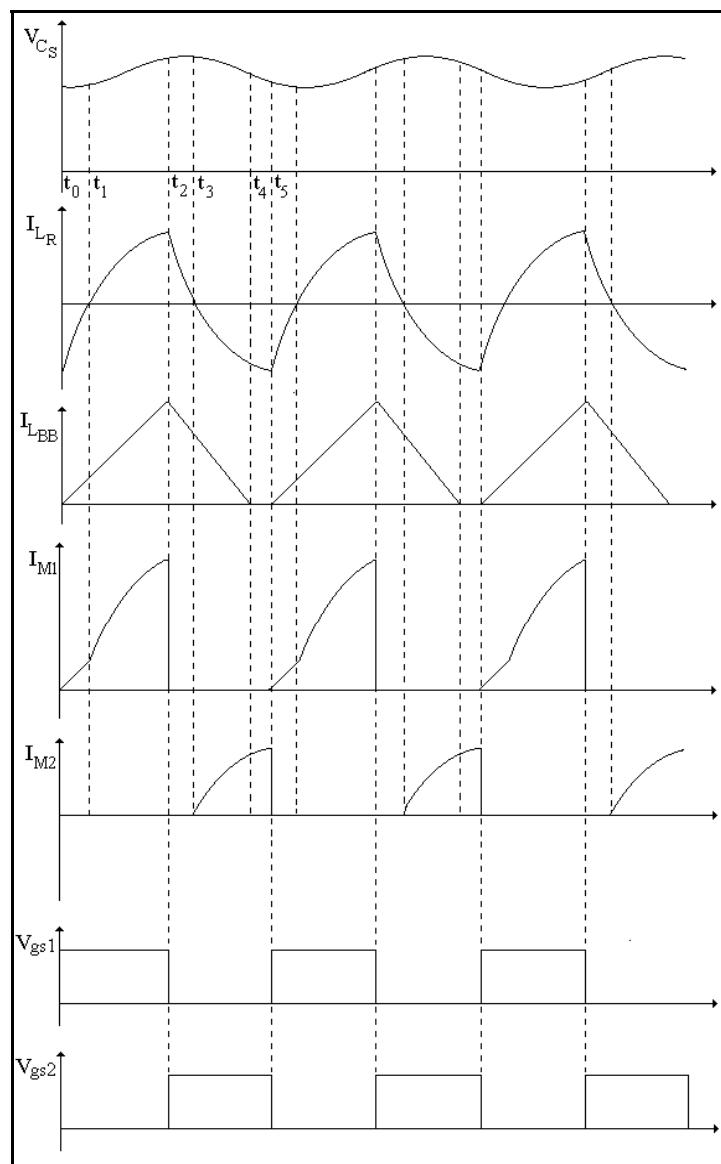


Fig. 5.8 - Formas de onda teóricas.

5.3 – CONSIDERAÇÕES DE PROJETO

5.3.1 - Conversor Buck-Boost

Na prática, a tensão no capacitor C_{Bulk} é dada por:

$$V_{\text{Bulk}} = V_o + \Delta V_o \quad (5.1)$$

onde V_o é a tensão média no capacitor C_{Bulk} e ΔV_o , é a ondulação de tensão no capacitor C_{Bulk} .

As equações (5.2) e (5.3) apresentadas em [37] podem ser utilizadas para calcular o indutor L_{BB} e o capacitor C_{Bulk} para o conversor Buck-Boost, operando no modo de condução descontínua (DCM).

$$L_{\text{BB}} = \frac{D^2 \cdot V_{\text{in_pk}}^2}{4f_S P_{\text{in}}} \quad (5.2)$$

$$C_{\text{Bulk}} = \frac{V_o}{4\pi f_L R_{\text{Lamp}} \Delta V_o} \quad (5.3)$$

Onde:

f_S – freqüência de chaveamento;

P_{in} – potência de entrada;

D – razão cíclica;

ΔV_o – ondulação de tensão sobre C_{Bulk} ;

f_L – freqüência da rede elétrica;

$V_{\text{in_pk}}$ - valor de pico da tensão de alimentação;

R_{Lamp} – resistência de carga equivalente do inversor “half-bridge”.

5.3.2 - Inversor Ressonante

A Fig. 5.9 mostra o circuito elétrico equivalente do inversor ressonante. Alguns detalhes de projeto importantes devem ser levados em conta na escolha dos parâmetros do circuito série-paralelo ressonante. Na partida da lâmpada, uma alta tensão é necessária para ionizar o gás dentro dela. Portanto, o circuito série-paralelo ressonante (SPRC), definido por L_R , C_S e C_P , deve ser projetado sendo que sua freqüência de ressonância (ω_0) seja aproximadamente igual à freqüência de chaveamento (ω_C), causando altas tensões na lâmpada. É conveniente lembrar que, antes da partida, a lâmpada pode ser considerada como uma resistência infinita, isto é, um circuito aberto. Neste caso, a freqüência de ressonância pode ser calculada facilmente. Um outro ponto importante é que a forma de onda de corrente preferida na lâmpada é essencialmente uma forma de onda senoidal não modulada com um mínimo de conteúdo de ondulação. O fator de crista de corrente para a condição normal de operação deveria ser tão baixo quanto possível e deveria preferencialmente não exceder 1,7 [36]. O fator de crista é definido como a relação entre a corrente de pico e a corrente rms na lâmpada. É importante também garantir a tensão nominal na lâmpada.

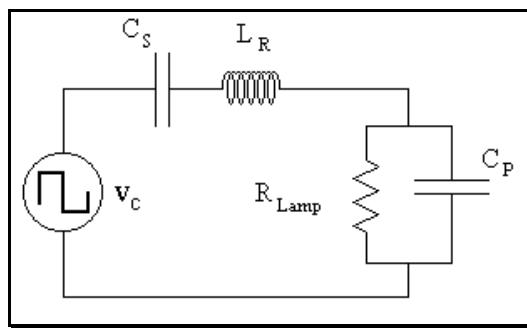


Fig. 5.9 - Circuito elétrico equivalente.

Devido à topologia do conversor proposto, a forma de onda de tensão (v_C) aplicada na entrada do circuito série-paralelo ressonante (SPRC) tem uma componente CC e uma componente CA, como indicado na Fig. 5.10. Conforme pode ser visto a partir da aplicação

de Transformada de Fourier a forma de onda mostrada na Fig. 5.10(a), a componente CC é igual $0,5 \cdot V_o$, e o valor rms (V_{C1}) da componente fundamental de v_c é igual a $0,45 \cdot V_o$.

Em termos da componente CC, uma análise de regime permanente deste circuito permite dizer que a corrente ressonante é nula devido à presença de uma resistência de carga, e esta componente de tensão permanece aplicada através dos terminais do capacitor C_s . No caso da componente CA, uma análise de regime permanente deste circuito é relativamente complexa. Entretanto, esta análise pode ser simplificada pela consideração apenas da componente fundamental de tensão (v_{c1}) aplicada à entrada de SPRC e desprezando as componentes harmônicas. Consequentemente, pela aplicação do conceito de divisor de tensão no domínio da freqüência para expressar a ganho de tensão requerido do circuito (G), ou a relação da tensão rms na lâmpada pela tensão rms (V_{C1}) na entrada do SPRC, pode ser encontrada a seguinte equação:

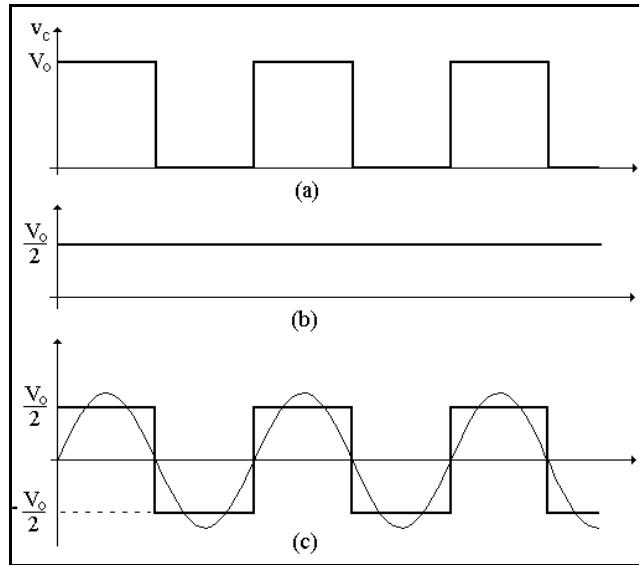


Fig. 5.10 - (a) Forma de onda de tensão aplicada à entrada do SPRC; (b) Componente CC de tensão; (c) Componente CA de tensão e respectiva componente fundamental.

$$G = \frac{V_{Lamp}}{V_{C1}} = \frac{1}{\left(\left(1 + \frac{C_p}{C_s} \cdot (1 - u^2) \right)^2 + Q_s^2 \cdot \left(u - \frac{1}{u} \right)^2 \right)^{\frac{1}{2}}} \quad (5.4)$$

onde V_{Lamp} é o valor rms de tensão nominal na lâmpada.

Em (5.4), Q_S é o fator de qualidade do circuito série ressonante composto por L_R e C_S , que é definido como:

$$Q_S = \frac{\omega_{OS} \cdot L_R}{R_{Lamp}} = \frac{1}{\omega_{OS} \cdot R_{Lamp} \cdot C_S} \quad (5.5)$$

enquanto u é relação da freqüência de chaveamento pela freqüência de ressonância (ω_{OS}) associada apenas a L_R e C_S , e definida como indicado abaixo

$$u = \frac{\omega_S}{\omega_{OS}} \quad (5.6)$$

onde

$$\omega_{OS} = \frac{1}{\sqrt{L_R \cdot C_S}}. \quad (5.7)$$

Deve ser observado que, quando $u > 1$, o SPRC possui característica indutiva. Assim, a corrente em L_R é atrasada em relação à tensão de entrada deste circuito, o que é a razão para o chaveamento suave de M2.

Os valores de C_P e C_S podem ser relacionados como indicado em (5.8):

$$\frac{C_P}{C_S} = \frac{1}{N^2 - 1} \quad (5.8)$$

O parâmetro N é a relação da freqüência de ressonância (ω_O) do SPRC (L_R , C_S e C_P) pela freqüência de ressonância (ω_{OS}). Pode ser verificado que a escolha do valor de N está diretamente associada à distorção harmônica de corrente na lâmpada. Tipicamente, é utilizado N na faixa de 3 a 4.

A Fig. 5.11 apresenta várias curvas de ganho, baseadas em (5.4), considerando $Q_S = 0,5; 0,55; 0,75; 0,9; 1; 1,5$ e 2 , para $N=3$, ou $C_P/C_S=0,125$.

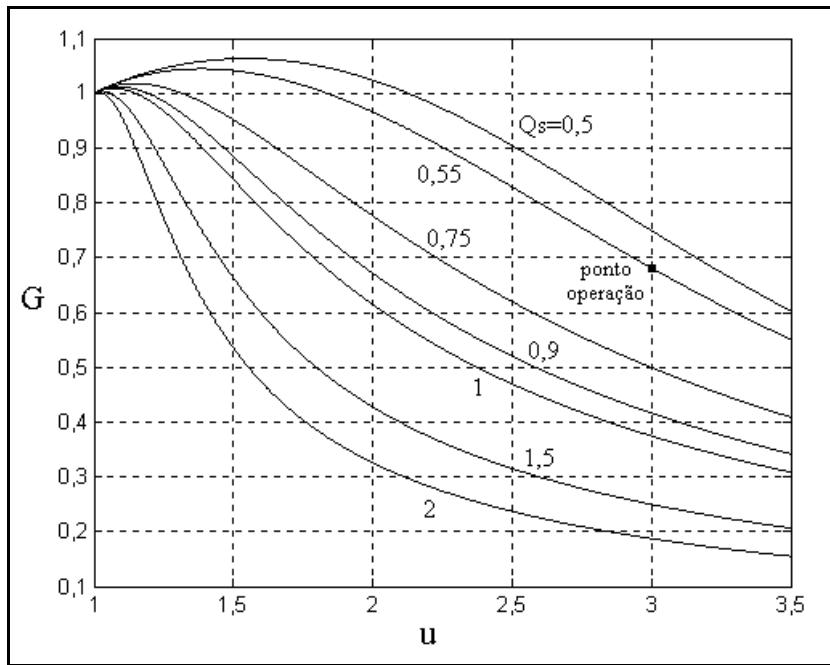


Fig. 5.11 - Ganho de tensão versus relação de freqüência (ω_s/ω_{os}) para Q_s variando de 0,5 a 2 e $C_p/C_s=0,125$.

Para concluir o projeto do SPRC, é interessante comparar o valor de L_R obtido à partir de (5.5) com aquele definido por (5.9). Este passo permite garantir a condição de partida para a lâmpada, ou seja, alta tensão em seus terminais.

$$L_R' = \frac{1}{\left(\frac{C_S \cdot C_P}{C_S + C_P} \right) \cdot (2\pi f_S)^2} \quad (5.9)$$

5.3.3 – Dimensionamento dos Dispositivos Semicondutores

O valor de pico de corrente (I_{pk}) no indutor Buck-Boost é expresso de acordo com a equação (5.10), onde T_1 é o intervalo de tempo de condução da chave M1.

$$I_{pk} = \frac{V_{in,pk}}{L_{BB}} \cdot T_1 = \frac{V_{in,pk} \cdot D}{L_{BB} \cdot f_S} \quad (5.10)$$

A corrente no indutor Buck-Bost possui uma envoltória senoidal retificada com a mesma forma de onda da tensão na saída do retificador, como definida em (5.11).

$$i_{L_{BB}}(t) = \frac{I_{pk}}{2} |\sin(\omega_L \cdot t)| = \frac{V_{in,pk} \cdot D}{2 \cdot L_{BB} \cdot f_S} \cdot |\sin(\omega_L \cdot t)| \quad (5.11)$$

Devido à simplificação adotada para o projeto do SPRC, em termos da corrente em L_R , apenas sua componente fundamental foi considerada, conforme indicado na Fig. 5.12. Baseado nos estágios de operação descritos anteriormente é possível identificar a corrente circulante nos respectivos dispositivos semicondutores.

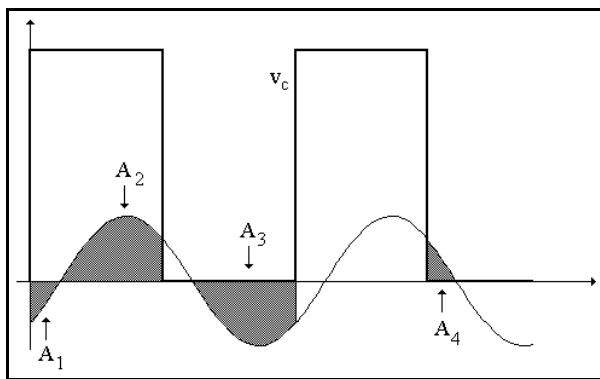


Fig. 5.12 - Forma de onda de tensão aplicada à entrada do SPRC e componente fundamental de corrente em L_R .

A_1 = corrente circulante através do diodo D5 (1º estágio);

A_2 = corrente circulante através da chave M1 (2º estágio);

A_3 = corrente circulante através da chave M2 (4º e 5º estágio);

A_4 = corrente circulante através do diodo D2 (3º estágio).

O cálculo do valor médio associado às respectivas áreas mostradas na Fig. 5.12 levou em conta as seguintes considerações: $A_1=A_4$, e $A_2=A_3$. A componente fundamental de corrente em L_R é descrita em (5.12).

$$i_{L_{R1}}(t) = \frac{V_{pk}}{Z_{SPR}} \cdot \operatorname{sen}(\omega_s t - \phi) \quad (5.12)$$

Onde:

V_{pk} – valor de pico da componente fundamental de tensão aplicada ao SPRC;

Z_{SPR} – módulo da impedância equivalente do SPRC expressa pela equação (5.13);

ϕ - ângulo de fase da componente fundamental de corrente em L_R , definido por (5.14).

$$Z_{SPR} = \sqrt{\left[\frac{R_{Lamp}}{1 + \omega_S^2 \cdot C_P^2 \cdot R_{Lamp}^2} \right]^2 + \left[\omega_S \cdot L_R - \frac{1}{\omega_S \cdot C_S} + \frac{\omega_S \cdot C_p \cdot R_{Lamp}^2}{1 + \omega_S^2 \cdot C_P^2 \cdot R_{Lamp}^2} \right]^2} \quad (5.13)$$

$$\phi = \arctan \left| \frac{\left[\omega_S \cdot L_R - 1/(\omega_S \cdot C_S) + \frac{\omega_S \cdot C_p \cdot R_{Lamp}^2}{1 + \omega_S^2 \cdot C_P^2 \cdot R_{Lamp}^2} \right]}{\frac{R_{Lamp}}{1 + \omega_S^2 \cdot C_P^2 \cdot R_{Lamp}^2}} \right| \quad (5.14)$$

Baseado em (5.11) e (5.12), e considerando as áreas A1, A2, A3 e A4 mostradas na Fig. 5.12, as expressões dadas abaixo podem ser encontradas pela aplicação das definições de valor médio e rms:

$$I_{D4avg} = \frac{V_{inpk} \cdot D^2}{\pi \cdot L_{BB} \cdot f_S} \quad (5.15)$$

$$I_{D4rms} = \frac{V_{inpk} \cdot D^2}{2\sqrt{2} \cdot L_{BB} \cdot f_S} \quad (5.16)$$

$$I_{LR1}(A1)_{avg} = \frac{V_{pk}}{Z_{SPR} \cdot 2\pi} \cdot (\cos(\phi) - 1) \quad (5.17)$$

$$I_{LR1}(A1)_{rms} = \frac{V_{pk}}{Z_{SPR}} \cdot \sqrt{\frac{\phi}{4\pi} - \frac{\sin(2\phi)}{8\pi}} \quad (5.18)$$

$$I_{LR1}(A2)_{avg} = \frac{V_{pk}}{Z_{SPR} \cdot 2\pi} \cdot (1 - \cos(\pi - \phi)) \quad (5.19)$$

$$I_{LR1}(A2)_{rms} = \frac{V_{pk}}{Z_{SPR}} \cdot \sqrt{\frac{1}{4} - \frac{\phi}{4\pi} - \frac{1}{8\pi} \cdot \sin(2\pi - \phi)} \quad (5.20)$$

$$I_{D5avg} = I_{LR1}(A1)_{avg} \quad (5.21)$$

$$I_{D5rms} = I_{LR1}(A1)_{rms} \quad (5.22)$$

$$I_{D6avg} = I_{LR1}(A2)_{avg} \quad (5.23)$$

$$I_{D6rms} = I_{LR1}(A2)_{rms} \quad (5.24)$$

$$I_{D3\text{avg}} = \frac{V_{\text{inpk}}^2 \cdot D^2}{4 \cdot L_{\text{BB}} \cdot V_o \cdot f_s} \quad (5.25)$$

$$I_{D3\text{rms}} = \frac{\sqrt{6} \cdot V_{\text{inpk}}^2 \cdot D^2}{8 \cdot L_{\text{BB}} \cdot V_o \cdot f_s} \quad (5.26)$$

$$I_{M1\text{avg}} = I_{D4\text{avg}} + I_{D6\text{avg}} \quad (5.27)$$

$$I_{M1\text{rms}} = \sqrt{I_{D4\text{rms}}^2 + I_{D6\text{rms}}^2} \quad (5.28)$$

$$I_{M2\text{avg}} = I_{L_{R1}}(A3)_{\text{avg}} + I_{L_{R1}}(A4)_{\text{avg}} = -I_{L_{R1}}(A1)_{\text{avg}} - I_{L_{R1}}(A2)_{\text{avg}} \quad (5.29)$$

$$I_{M2\text{rms}} = \sqrt{I_{L_{R1}}(A1)_{\text{rms}}^2 + I_{L_{R1}}(A2)_{\text{rms}}^2}. \quad (5.30)$$

Os valores de pico de corrente nos dispositivos são expressos como indicado nas seguintes equações:

$$I_{D3\text{pk}} = \frac{V_{\text{inpk}} \cdot D}{L_{\text{BB}} \cdot f_s} \quad (5.31)$$

$$I_{D4\text{pk}} = \frac{V_{\text{inpk}} \cdot D}{L_{\text{BB}} \cdot f_s} \quad (5.32)$$

$$I_{D5\text{pk}} = \frac{V_{\text{pk}}}{Z_{\text{SPR}}} \cdot \text{sen}(\phi) \quad (5.33)$$

$$I_{D6\text{pk}} = \frac{V_{\text{pk}}}{Z_{\text{SPR}}} \cdot \text{sen}\left(\frac{\pi}{2} + \phi\right) \quad (5.34)$$

$$I_{M1\text{pk}} = \frac{V_{\text{inpk}} \cdot D}{L_{\text{BB}} \cdot f_s} + \frac{V_{\text{pk}}}{Z_{\text{SPR}}} \cdot \text{sen}\left(\frac{\pi}{2} + \phi\right) \quad (5.35)$$

$$I_{M2\text{pk}} = \frac{V_{\text{pk}}}{Z_{\text{SPR}}} \cdot \text{sen}\left(\frac{\pi}{2} + \phi\right) \quad (5.36)$$

$$I_{D2\text{pk}} = \frac{V_{\text{pk}}}{Z_{\text{SPR}}} \cdot \text{sen}(\phi). \quad (5.37)$$

A Tabela 5.1 lista o nível de tensão de operação normal em cada um dos dispositivos semicondutores, sem considerar a presença de capacitância parasita dos elementos de circuito.

Tabela 5.1 – Nível de tensão em cada dispositivo semicondutor.

<i>Componente</i>	<i>Nível de tensão</i>
M2	$V_o + \Delta V_o$
M1	$V_{in,pk} + V_o + \Delta V_o$
D4	0
D6	$V_{in,pk}$
D3	$V_{in,pk} + V_o + \Delta V_o$
D5	$V_o + \Delta V_o$

5.4 – RESULTADOS DE SIMULAÇÃO E EXPERIMENTAIS

Para validar a idéia da nova topologia de reator eletrônico apresentada neste capítulo, na seqüência são apresentados alguns resultados de simulação, e experimentais obtidos com um protótipo construído em laboratório. As características de projeto são aquelas indicadas na Tabela 5.2. O ganho de tensão requerido (G) é igual a $0,68$ [$110/(0,45 \cdot 360)$]. Considerando que $N=3$, o ponto de operação apropriado, isto é, $Q_s=0,55$ e $u=3$, pode ser determinado a partir da Fig. 5.11.

Assim, os parâmetros do SPRC foram calculados a partir das equações (5.5), (5.6) e (5.8), enquanto (5.2) e (5.3) foram utilizadas para os cálculos do conversor Buck-Boost, cujos valores estão listados na Tabela 5.3. $L_F=1,4\text{mH}$ e $C_F=330\text{nF}$ foram utilizados no filtro de entrada.

Tabela 5.2 – Características de projeto.

<i>Características de Projeto</i>	
$V_{in}=200\text{V}$ (rms)	$f_L=60\text{Hz}$
$f_S=50\text{kHz}$	$P_{Lamp}=40\text{W}$
$V_o=360\text{V}$; $\Delta V_o=5\%$	$V_{Lamp}=110\text{V}$ (rms)
$D=0,5$	$R_{Lamp}=302,5\ \Omega$

Tabela 5.3 – Parâmetros do reator.

Parâmetros do Reator	
Buck-Boost	$L_{BB}=2.4\text{mH}$
	$C_{Bulk}=100\mu\text{F}$
SPRC	$L_R=1,6\text{mH}$
	$C_S=57,4\text{nF}$
	$C_P=7,2\text{nF}$

Resultados de simulação e experimentais são apresentados nas Figs. 5.13 a 5.18.

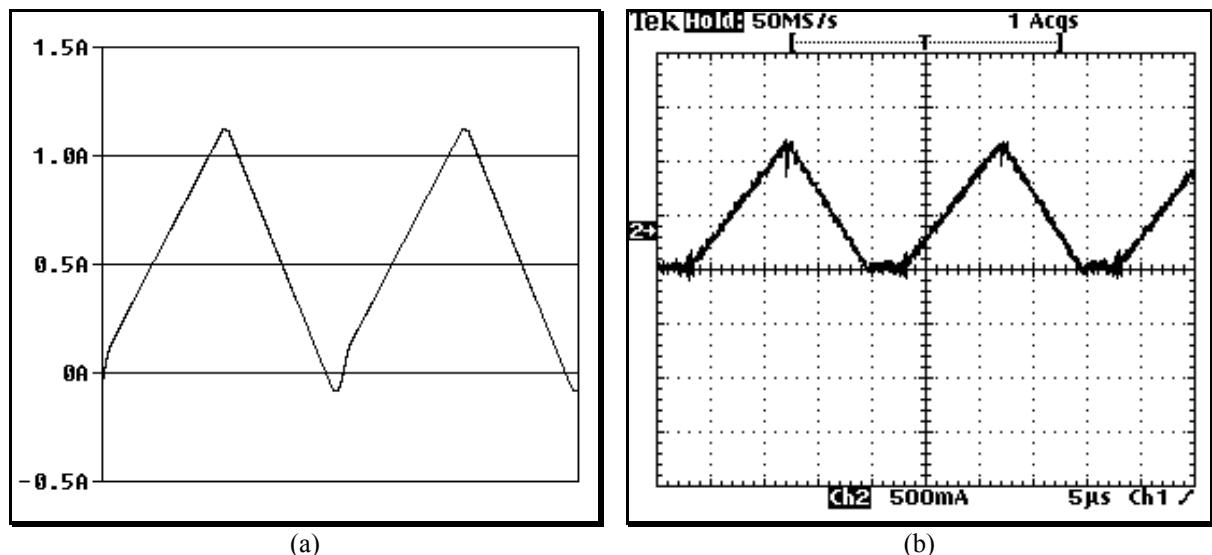


Fig. 5.13 - Corrente do indutor L_{BB} :
 (a) Resultado simulado; (b) Resultado experimental.

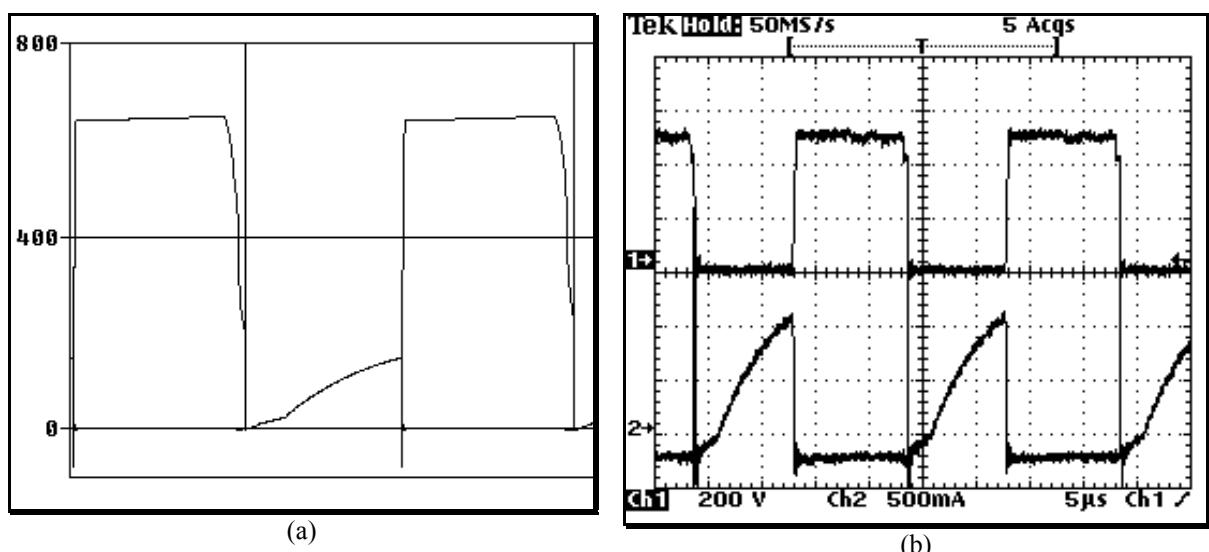


Fig. 5.14 - Tensão e corrente na chave M1:
 (a) Resultados simulados (correntex100); (b) Resultados experimentais.

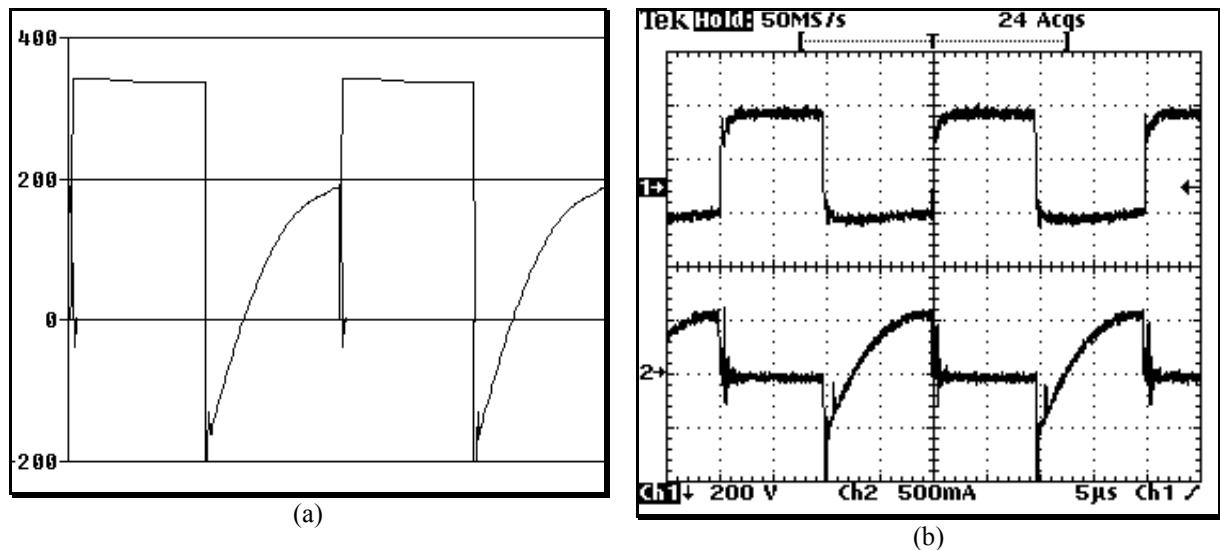


Fig. 5.15 - Tensão e corrente na chave M2:
 (a) Resultados simulados (correntex400); (b) Resultados experimentais.

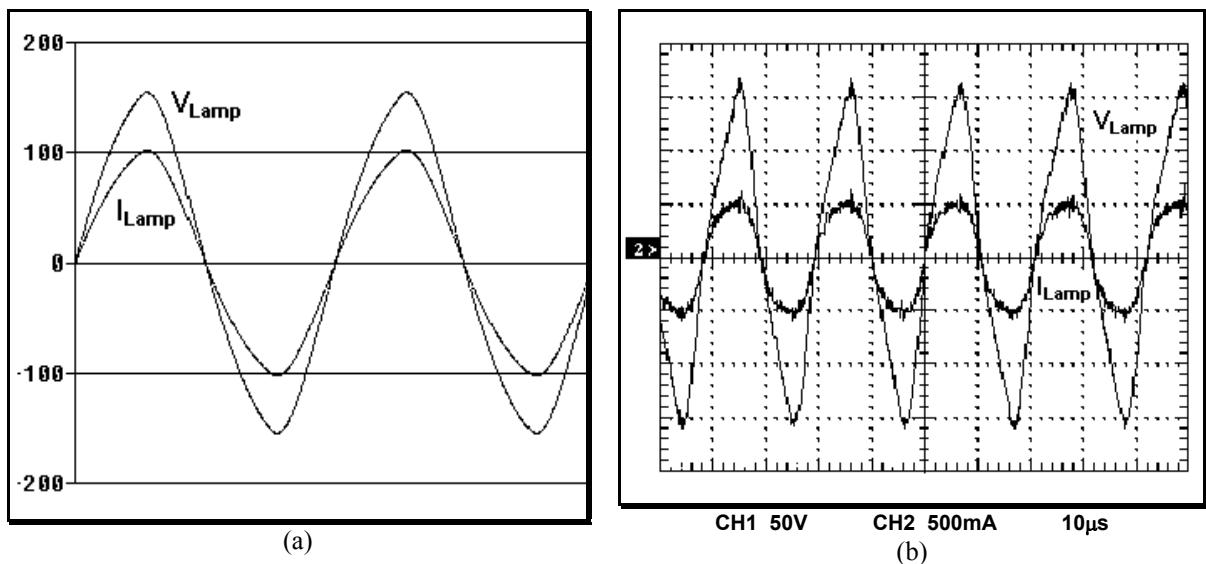


Fig. 5.16 - Tensão e corrente na lâmpada:
 (a) Resultados simulados (correntex200); (b) Resultados experimentais.

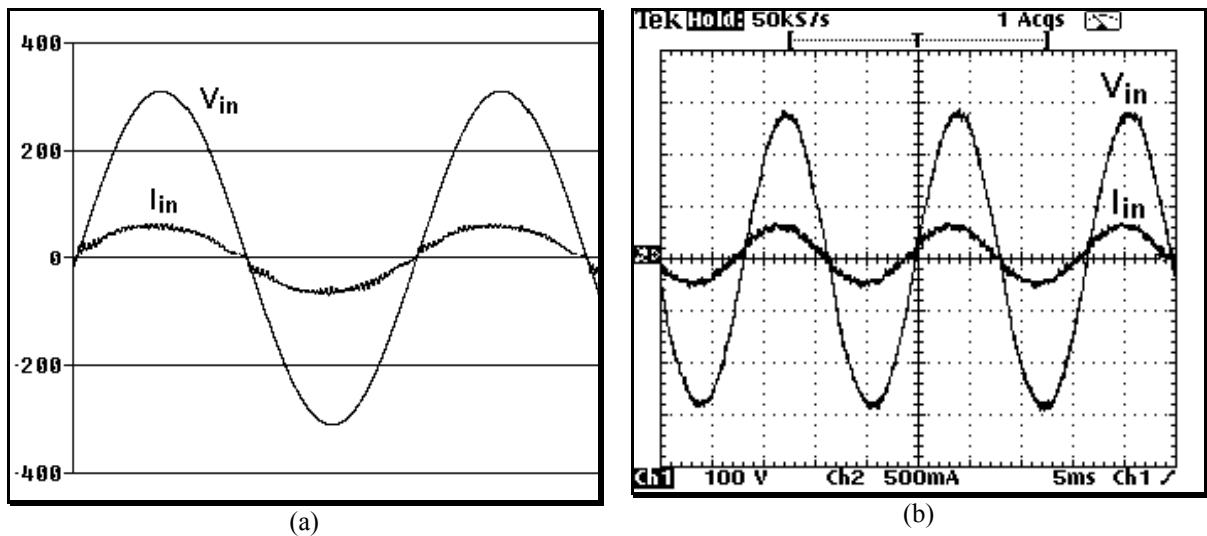


Fig. 5.17 - Tensão e corrente na entrada:
(a) Resultados simulados (correntex100); (b) Resultados experimentais.

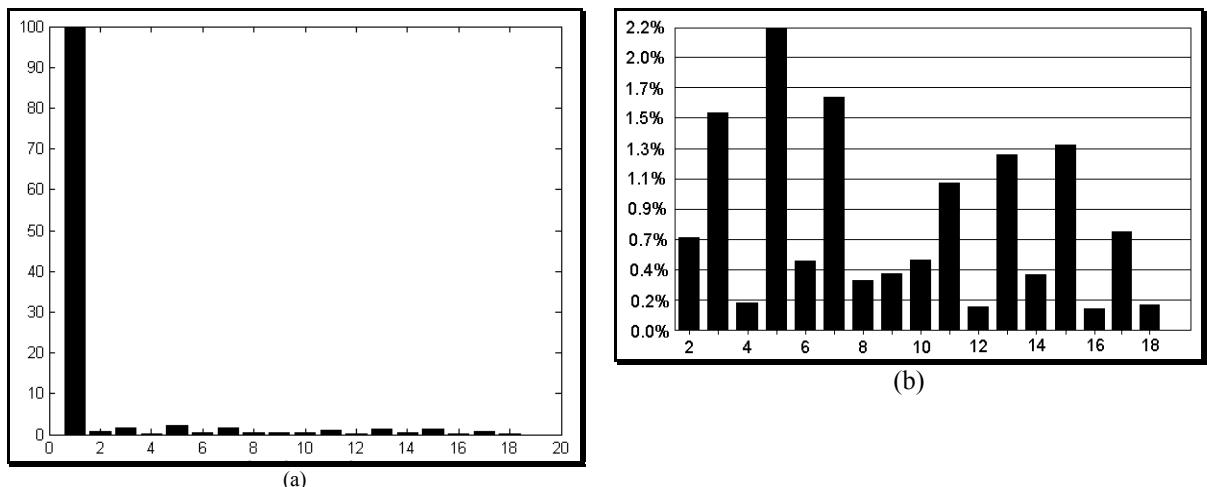


Fig. 5.18 - Espectro harmônico da corrente de entrada em porcentagem da componente fundamental:
(a) Incluindo a componente fundamental; (b) Detalhamento sem a componente fundamental.

O protótipo implementado apresentou um fator de potência de 0,97 e uma distorção harmônica total da corrente de entrada igual a 4,1%. O fator de crista de corrente na lâmpada foi 1,57 enquanto a eficiência do conversor foi 94%.

Uma análise qualitativa das formas de onda apresentadas revela que os resultados simulados estão em conformidade com os resultados experimentais.

5.5 – CONSIDERAÇÕES FINAIS

Neste capítulo foi descrita uma topologia de reator eletrônico com correção de fator de potência em um único estágio. A integração entre os estágios de entrada e saída permite que uma chave ativa seja eliminada.

O conversor apresentado possui simplicidade de controle, robustez e baixo estresse de tensão nas chaves. Graças ao uso do conversor Buck-Boost na entrada do circuito, foi possível trabalhar com chaves de menor tensão se comparado com outras topologias de reatores eletrônicos apresentadas na literatura, com o mesmo nível de tensão de entrada. As características de operação do reator proposto foram verificadas pelos resultados de simulação e experimentais.

CONCLUSÃO GERAL

Neste trabalho foi apresentado um estudo, a nível teórico e prático, do filtro ativo de potência trifásico paralelo atuando para várias funções. Com relação ao circuito de potência, são relatadas considerações importantes no processo de análise e entendimento deste tipo de condicionador ativo de energia, como por exemplo, esquema de operação das chaves do inversor, processo de carga do capacitor no lado CC, nível de tensão de operação no barramento CC em regime permanente, etc. No que se refere ao circuito de controle, foram apresentados detalhes importantes a respeito de seu processo de implementação, a partir de uma dada estratégia de controle.

Além disso, foi possível também verificar que o nível de potência, assim como, o tipo de carga a ser compensada, podem afetar a performance de operação do filtro ativo paralelo.

Um outro fato interessante constatado é que a simples presença de uma malha de controle da tensão no barramento CC de um filtro ativo paralelo, devidamente integrada à sua malha de controle de corrente, garante total controle do fluxo de potência ativa em ambas as direções CA/CC e CC/CA em regime permanente, o que pode permitir em termos operacionais a combinação de mais de uma função para o mesmo circuito de potência. Para tanto, não há necessidade de qualquer alteração em seu circuito de controle, exceto que a amplitude máxima da ação de controle da malha de tensão, esteja devidamente ajustada para a condição de máximo fluxo de potência ativa a ser processado pelo conversor. Isto permite garantir a sua estabilidade no nível de tensão previamente estabelecido para o elo CC, independente das suas condições de carga.

Convém ressaltar também que, em termos “ideais”, a manutenção da tensão no barramento CC de um filtro ativo paralelo em um valor “constante”, é apenas uma condição necessária para se obter fator de potência unitário na fonte, não implicando, entretanto,

diretamente na compensação da carga conectada no lado CA. Isto ocorre devido ao fato de que o controle de potência ativa fundamental por parte do compensador, ocorre de maneira independente, ou completamente distinta daquela associada ao controle de potência reativa fundamental e correntes harmônicas inerentes à operação da carga CA.

Conforme apresentado e discutido ao longo deste trabalho, o emprego de um filtro ativo de potência paralelo em ambientes industriais, onde obviamente exista a presença de cargas não-lineares, em especial pontes retificadoras trifásicas, pode apresentar grandes vantagens como:

- minimização de harmônicos e reativos circulantes, com consequente redução do valor rms de corrente, para um mesmo valor de potência útil entregue;
- trabalhar independentemente ou não como sistema de interface de uma carga CC com a rede elétrica, com boa característica de regulação de tensão no elo CC de forma dinâmica, entretanto, ainda assim com correção de fator de potência na entrada;
- servir diretamente, seja de maneira independente ou não, como sistema de interface de uma fonte de energia CC, em especial um sistema fotovoltaico ou sistema de célula combustível, por estarem inseridas no contexto da chamada energia limpa;
- permitir uma miscelânea das funções anteriormente descritas, ainda assim caracterizando um fator de potência unitário na fonte CA equivalente do sistema elétrico.

Obviamente, todas estas funções passíveis de serem atribuídas a um filtro ativo de potência paralelo, contribuem diretamente para uma melhoria da sua relação custo-benefício.

De um modo geral, foram apresentados vários aspectos teóricos e práticos importantes, relativos à implementação de um FAP trifásico paralelo, incluindo sua operação com multifunção, e também a utilização em conjunto de um sistema fotovoltaico na sua condição de operação em potência máxima.

É interessante salientar que o uso de reatores eletrônicos de alta freqüência em sistemas de iluminação fluorescente, e ainda com correção passiva de fator de potência, devido ao seu menor custo, representa também uma solução altamente atrativa sob o enfoque de eficiência energética, por permitirem uma maior eficácia luminosa, ou seja, maior relação lm/W, e ainda um menor valor rms de corrente na entrada do circuito.

Enfim, pode-se dizer que, todas as estruturas abordadas neste trabalho, filtro ativo de potência paralelo, reator eletrônico de alta freqüência com correção de fator de potência, e também sistemas fotovoltaicos conectados à rede elétrica, podem ser inseridos dentro do contexto de desenvolvimento sustentável ligado ao setor elétrico, uma vez que sua utilização implica em um melhor gerenciamento de energia elétrica em termos de perdas, seja de forma direta ou indireta, o que contribui para uma melhoria de eficiência energética de um determinado sistema.

Como sugestões de trabalhos futuros são indicadas: a implementação do mesmo circuito de controle, porém digital, e o estudo do comportamento da estrutura implementada submetida à alimentação desequilibrada.

BIBLIOGRAFIA

- [1] Akagi, H., Kanazawa Y. and Nabae, A., "Instantaneous Reactive Power Compensators Comprising Switching Devices Without Energy Storage Components", *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. IA-20, n° 03, pp. 625-630, May/June 1984.
- [2] Akagi, H., Nabae, A. and Atoh, S., "Control Strategy of Active Power Filter Using Multiple Voltage-Source PWM Converters", *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. IA-22, n° 03, pp. 460-465, May/June 1986.
- [3] Morán, L. A., Dixon, J. W. and Wallace, R. R., "A Three-Phase Active Power Filter Operating with Fixed Switching Frequency for Reactive Power and Current Harmonic Compensation", *IEEE Trans. Ind. Elec.*, vol. 42, n° 04, pp. 402-408, August 1995.
- [4] Tepper, J. S., Dixon, J. W., Venegas, G. and Morán, L. A., "A Simple Frequency-Independent Method for Calculating the Reactive and Harmonic Current in a Nonlinear Load", *IEEE Trans. Ind. Elec.*, vol. 43, n° 06, pp. 647-653 , December 1986.
- [5] Xu, D., Fang, H., Lee, Y. S. and Masada, E., "Active Power Filter with Optimal DC Side Condenser", *IEEE PESC00*, pp. 1167-1170, 2000.
- [6] Cavallini, A. and Montanari, G. C., "Compensation Strategies for Shunt Active Filter Control", *IEEE Trans. Pow. Elec.*, vol. 9, n° 06, pp. 587-593, November 1994.
- [7] Aredes, M., Häfner, J., and Heumann, K., "A Three- Phase Four-Wire Shunt Active Filter Using Six IGBT's", *EPE9'95-Eur. Conf. Power Elec. Appl.*, vol. 1, Sevilla, Spain, Sep. 1995, pp.1874-1879.
- [8] Aredes, M. and Watanabe, E., "New Control Algorithms for Series and Shunt Three-Phase Four-Wire Active Power Filters", *IEEE Trans. Power Deliv.*, vol. 10, n° 03, pp. 1649-1656, July 1995.

- [9] Bettega, E. e Fiorina, J. N., “Filtros Ativos: Uma Nova e Eficiente Solução para Harmônicas”, *Revista Eletricidade Moderna*, nº , Maio de 1998, pp. 162-198, Aranda Editora.
- [10] Hsieh, G. -C. and Hung, J. C., “Phase-Locked Loop Techniques – A Survey”, *IEEE Trans. Ind. Elec.*, vol. 43, nº 06, pp. 609-615, December 1986.
- [11] Chen S. and Joós, G., “Direct Power Control of Three-Phase Active Filter with Minimum Energy Storage Components”, *APEC'01 – Appl. Power Electron. Conf. and Exp.*, vol. 1, pp. 570-576, 2001.
- [12] Akagi, H., “Trends in Active Power Line Conditioners”, *IECON'92*, pp. 19-24, 1995.
- [13] El-Habrouk, M., Darwish, M. K., and Metha, P., “A Survey of Active Filters and Reactive Power Compensation Techniques”, *IEE Power Electronics and Variable Speed Drives Conference*, nº 475, pp. 7-12, September, 2000.
- [14] Dixon, J. W., Contardo, J. M., and Morán, L. A., “A Fuzzy-Controlled Active Front-End Rectifier with Current Harmonic Filtering Characteristics and Minimum Sensing Variables”, *IEEE Trans. Power Electr.*, vol. 14, nº 04, pp. 724-729, July 1999.
- [15] Sashida, T. N., Ogasawara, Y. K., and Yamasaki, Y., “Parallel Processing Inverter System”, *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 6, nº 3, pp. 442-450, July 1991.
- [16] Lin, M. C., Tsai, W., and Huang, C., “Design and Implementation of a Demand-Side Multifunction Battery Energy Storage System”, *IEEE Trans. Industrial Electron.*, vol. 42, nº 6, pp. 642-652, December 1995.
- [17] Choi, J., Park, G. and Dewan, S. B., “Standby Power Supply with Active Power Filter Ability Using Digital Controller”, *APEC'95 – Appl. Power Electron. Conf. and Exp.*, vol. pp. 783-789, 1995.

- [18] Vaz, A. R., Vieira Jr., J. B., Freitas, L. C., Coelho, E. A. A. and Farias, V. J., “Operation Analysis of a Three-Phase Active Power Filter Operating with Fixed Switching Frequency”, *VINDUSCON - Ind. Applic. Conf.*, CD ROM, paper code 129, July 2002.
- [19] Vaz, A. R., Vieira Jr., J. B., Freitas, L. C., Coelho, E. A. A. and Farias, V. J., “A Three-Phase Shunt Active Power Filter Operating Too As PRC Boost Converter”, *VINDUSCON - Ind. Applic. Conf.*, CD ROM, paper code 130, July 2002.
- [20] Lambert, J. A., “Proposta de Um Filtro Ativo e de uma Célula de Comutação”, *Tese de Doutorado* - Uberlândia-MG: Universidade Federal de Uberlândia, Dezembro de 1998.
- [21] Bhattacharya, S; Frank, T. M.; Divan, D. M.; Banerjee, B., “Active Filter System Implementation”, *IEEE Trans. Industry Appl. Magazine*, vol. 4, nº 5, pp. 47-63, September/October 1998.
- [22] Bhattacharya, S.; Cheng, Po-Tai; Divan, D. M., “Hybrid Solutions for Improving Passive Filters Performance in High Power Applications”, *IEEE Trans. Industry Appl.*, vol. 33, nº 3, pp. 732-747, May/June 1997.
- [23] Silva, S. A. O., “Sistemas de Energia Ininterrupta Line Interactive Trifásicos com Compensação Ativa de Potência Série e Paralela”, *Tese de Doutorado* – Belo Horizonte-MG: Universidade Federal de Minas Gerais, Dezembro de 2001.
- [24] Vaz, A. R., Vieira Jr., J. B., Freitas, L. C., Coelho, E. A. A. and Farias, V. J., “Bidirectional Three-Phase Bridge Converter Driven to Several Functions”, *IEEE Power Electronics Specialist Conference – PESC’04*, pp.3932-3938, July 2004.
- [25] Arrilaga, J., Bradley, D. A. and Bodger, P. S., “Power Systems Harmonics”, John Wiley and Sons, 1985.
- [26] Dugan, R. C., Mcgranaghan, M. F., Beaty, H. W., “Electrical Power Systems Quality”, Cap. 5. McGraw-Hill, 1996.
- [27] Malvino, A. P., “Eletrônica” Vol. II, 4^a Edição, Makron Books, 1995.

- [28] Irwin, J. D., "Basic Engineering Circuit Analysis", 5th Edition, Prentice Hall, 1996.
- [29] Mohan, N.; Underland, T. M.; Robbin, W. P., "Power Electronics: Converters, Applications and Design", New York: John Wiley & Sons, 1989.
- [30] Rashid, M. H., "Power Electronics: Circuits, Devices and Applications", New Jersey, Prentice Hall, 1993.
- [31] Reis, L. B. Dos, Silveira, S. e outros, "Energia Elétrica para o Desenvolvimento Sustentável", São Paulo, EDUSP, 2000.
- [32] Pimenta, J. L., "Células de Combustível: Energia Limpa para o Desenvolvimento Sustentável", *Revista E. M.*, Abril de 1999, pp. 224-236, Aranda Editora.
- [33] Albuquerque, F. L., Moraes, A. J., Guimarães, G. C., Sanhueza, S. M. R. And Vaz, A. R., "Optimization of a Photovoltaic System Connected to Electric Power Grid", *IEEE/PES T&D2004 Latin America*, Nov. 2004.
- [34] Albuquerque, F. L., Moraes, A. J., Guimarães, G. C., Sanhueza, S. M. R., Vaz, A. R. And Tofoli, F. L., "A Proposal for Maximizing the Exploration of Photovoltaic Systems Connected to the Utility Power Grid", *COBEP'2003*, pp.1041-1046,
- [35] Albuquerque, F. L., Moraes, A. J., Guimarães, G. C., Sanhueza, S. M. R., Vaz, A. R., "Controlling Photovoltaic System Active and Reactive Powers Supplied to Low-Voltage Distribution Grid", *VI INDUSCON - Ind. Applic. Conf.*, CD ROM, paper code , Oct. 2004.
- [36] Hammer, E. E. and McGowan, T. K., "Characteristics of Various F40 Fluorescent Systems at 60 Hz and High Frequency" *IEEE Trans. Industry Applications*, vol. 21, n°1, pp. 11-16, Jan. 1985.
- [37] Alonso, J. M., Calleja, A. J., et-al; "Single-Stage Constant-Wattage High-Power-Factor Electronic Ballast with Dimming Capability" *IEEE Power Electronics Specialist Conference – PESC'98*, pp. 2021-2027.

- [38] Vilela Jr., J. A., “Desenvolvimento e Análise de Topologias Não Convencionais para Reatores Eletrônicos”, *Dissertação de Mestrado* - Uberlândia-MG: Universidade Federal de Uberlândia, Fevereiro de 2003.
- [39] Vaz, A. R., Vilela Jr., J. A., Farias, V. J., Freitas, L. C., Coelho, E. A. A. and Vieira Jr., J. B., “An Electronic Ballast with High Power Factor and Low Voltage Stress”, *V INDUSCON - Ind. Applic. Conf.*, CD ROM, paper code 124, July 2002.
- [40] Vilela Jr., J. A., Vaz, A. R., Farias, V. J., Freitas, L. C., Coelho, E. A. A. and Vieira Jr., J. B., “A High Power Factor Electronic Ballast with a Single Switch and Single Power Stage”, *IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition – APEC’03* – CD ROM.
- [41] Vilela Jr., J. A., Vaz, A. R., Morais, A. S., Coelho, E. A. A., Farias, V. J., Freitas, L. C., and Vieira Jr., J. B., “A High Power Factor Electronic Ballast with Mitigation of the Leakage Inductance Effects”, *IEEE Power Electronics Specialist Conference – PESC’03*, CD ROM.
- [42] Cipoli, J. A., “Engenharia de Distribuição”, Rio de Janeiro: Editora Qualitymark, 1993.
- [43] Joos, G., Lin, Y., Ziogas, P. D., and Lindsay, J. F., “An On-line UPS with Improved Input-Output Characteristics”, *APEC’92 – Appl. Power Electron. Conf. and Exp.*, vol. único, pp. 598-605, February 1992.
- [44] Cocian, Luís F. E., Santos João C. V.; “Sistemas Fotovoltaicos: Uma alternativa para a geração de energia elétrica” Revista Lumière, julho de 2000.
- [45] Erge, T., Hoffmann, V. U. and Kiefer K.; “The German Experience With Grid-Connected PV Systems” Solar Energy, vol. 70, nº 6 pp 479-487, 2001.
- [46] Lorenzo, E., “Electricidade Solar: Ingenieria de los Sistemas Fotovoltaicos” Impresso em España – Artes Gráficas Gala, S. L.
- [47] Messenger R. and Ventre, J., “Photovoltaic Systems Engineering” CRC Press.

APÊNDICE A

UMA PROPOSTA PARA MAXIMIZAÇÃO DA EXPLORAÇÃO DE SISTEMAS FOTOVOLTAICOS CONECTADOS À REDE DE ENERGIA ELÉTRICA

A conversão solar fotovoltaica é uma das formas de energia alternativa mais citada para substituir os métodos convencionais para geração de eletricidade. Entretanto, existe a necessidade de aperfeiçoar tal sistema em geral para ser mais competitivo no mercado de energia, tornando-o tecnicamente e economicamente viável. Dentro deste contexto, este apêndice tem como objetivo desenvolver a modelagem de um sistema alternativo (círculo de potência e círculo de controle) para buscar a máxima potência de operação de um sistema fotovoltaico conectado à rede de energia principal [34]. Para atingir este objetivo, técnicas de modulação de largura de pulso são utilizadas para ajustar a tensão no lado CC para o ponto de potência máxima, permitindo que o sistema seja capaz de absorver toda a energia disponível do gerador fotovoltaico em qualquer condição de insolação. Além disso, o equipamento de controle desenvolvido deveria atuar tão rápido quanto possível quando a energia solar disponível varia. Alguns resultados são também apresentados para confirmar a eficácia deste “rastreador” do ponto de potência máxima.

A.1 - INTRODUÇÃO

Hoje em dia, o sistema elétrico brasileiro é composto por plantas de energia grandes e centralizadas, distribuindo eletricidade através de uma extensa rede de transmissão e

distribuição. Para atender o aumento na demanda de carga, a solução normal tem sido construir mais plantas de energia assim como linhas de transmissão. Entretanto, a adoção de tal alternativa como a única maneira para resolver este problema aumenta as perdas de energia assim como resulta em elevados custos de investimentos e outras desvantagens. Estes fatos têm motivado o uso de fontes de energia local como uma nova opção, a então chamada “Geração Distribuída”, que fornece eletricidade num local mais próximo ao consumidor, eliminando o desnecessário e elevado custo de transmissão e distribuição. Além disso, isto pode fornecer outras vantagens tais como, menos manutenção, baixas perdas, melhoria na regulação de tensão do alimentador de distribuição e aumento do fator de potência. Com isso, alguns investimentos nas grandes plantas de energia podem ser evitados ou adiados.

Um outro notável benefício é a produção de pequena quantidade de energia por fontes renováveis tais como: pequenas plantas de energia hidrelétrica, plantas de energia eólica, células combustíveis, módulos fotovoltaicos etc.

A exploração destas fontes renováveis de energia, extraídas a partir da transformação direta de fontes naturais, tem sido uma importante decisão para a conjectura do mundo atual. É previsto que, em cerca de quinze anos, em torno de um quarto do consumo de energia total da Europa será atendido por energia solar. No Brasil, este tipo de geração é ainda pouco comum devido principalmente ao seu elevado custo inicial de instalação [44]. Entretanto, com a necessidade de aumento global de energia e o impacto da nova política de energia para proteger a sociedade e o meio ambiente, houve a necessidade de se procurar por fontes de energia mais eficientes, baratas e seguras para atender a demanda e, consequentemente, criando as bases para um desenvolvimento sustentável.

A energia elétrica produzida por sistemas fotovoltaicos é ainda mais cara que a produzida por outras fontes de energia renovável, como aerogeradores, pequenas centrais hidrelétricas e biomassa. Mesmo assim, a alternativa anterior tem as vantagens de baixas

perdas, maior eficiência e maior vida útil. Além disso, existe uma taxa favorável entre o custo inicial de instalação e a quantidade de energia produzida. Recentemente, o planejamento para espalhar os sistemas fotovoltaicos, como o programa para instalar 1000 telhados fotovoltaicos na Alemanha [45], e o progresso na fabricação de módulos e componentes fotovoltaicos, produziu uma redução de custo significante. As pesquisas em sistemas de conversão solar fotovoltaica têm gradualmente apontado esta tecnologia como uma opção desejável para substituir os métodos de geração de eletricidade convencionais. Mesmo porque, a cada dia, os problemas ambientais estão se tornando piores e também a quantidade de matéria prima para a exploração contínua dos combustíveis fósseis está decrescendo continuamente.

A.2 – A CÉLULA FOTOVOLTAICA

A conversão de energia solar em energia elétrica, a partir da radiação solar, é um fenômeno conhecido como efeito fotovoltaico, no qual a célula solar é o dispositivo principal [46].

A célula solar fotovoltaica convencional é obtida através da junção de duas regiões de cristal semicondutor, do tipo p e n, com diferentes condutividades, conforme ilustrado na Fig. A.1. Quando a célula é iluminada, pares de elétron-lacuna são produzidos pela interação dos fótons incidentes com os átomos da célula. O campo elétrico criado pela junção da célula faz os pares de elétrons-lacunas gerados por fótons separar, com os elétrons fluindo para dentro da região-n e as lacunas fluindo para dentro da região-p. Conseqüentemente, uma corrente elétrica é gerada no semicondutor, e circula pelo circuito externo, liberando assim a energia fornecida pelos fótons quando os pares de elétrons-lacuna são criados.

Assim, quando esta célula conectada a uma carga externa é iluminada, como indicado na Fig. A.1, uma diferença de potencial aparecerá nos terminais da carga. Isto

provocará uma circulação de corrente que deixa o terminal positivo da célula para o circuito externo e volta ao seu terminal negativo.

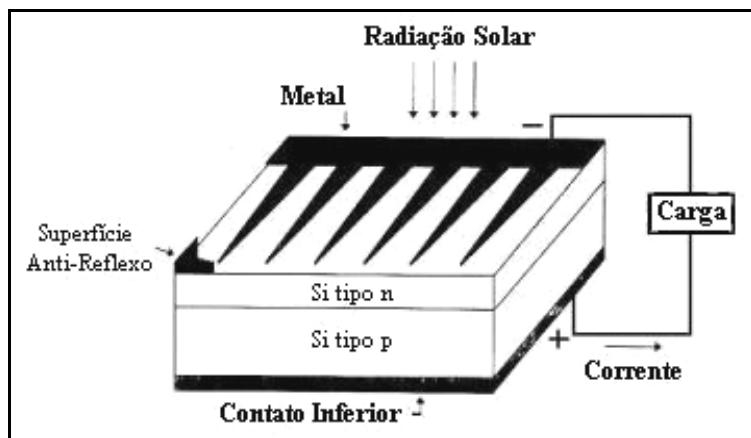


Fig. A.1 – Estrutura de células de silício convencional.

A.2.1 – CARACTERÍSTICA V-I e DESEMPENHO

A Fig. A.2 apresenta algumas curvas características V-I de uma célula fotovoltaica típica [47]. Observa-se que a quantidade de tensão e corrente disponíveis na célula dependem do nível de iluminação da mesma. Além disso, a célula fotovoltaica possui limitações de tensão e corrente, ou seja, tensão de circuito aberto e corrente de curto-círcuito respectivamente.

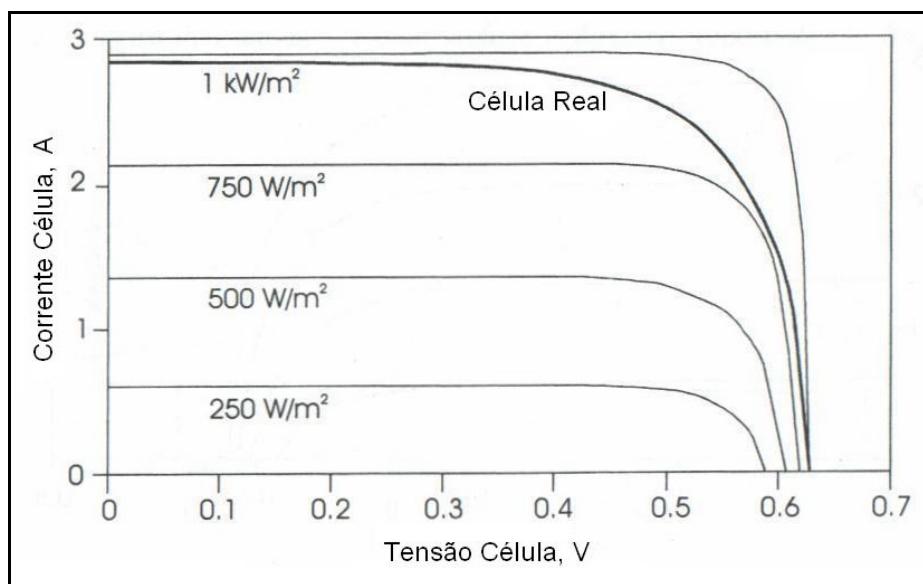


Fig. A.2 – Curvas características V-I de uma célula fotovoltaica ideal sob diferentes níveis de iluminação.

No caso ideal, a característica V-I é dada pela equação (A.1).

$$I = I_L - I_0 \left[\exp \frac{eV}{mKT} - 1 \right] \quad (\text{A.1})$$

Onde, I_L é a corrente da célula devido aos fótons, I_0 é a corrente de saturação reversa, $e = 1,6 \times 10^{-19}$ Coulomb (carga do elétron), $K = 1,38 \times 10^{-23}$ J/K (constante de Steffan Boltzman) e T é a temperatura da célula em graus Kelvin (K).

Com uma boa aproximação, a corrente da célula é diretamente proporcional à irradiação. Assim, se a corrente é conhecida sob condições de teste padrão ($G_0 = 1\text{kW/m}^2$), então a corrente da célula em qualquer outra irradiação G , é dada pela equação (A.2) [47].

$$I(G) = \left(\frac{G}{G_0} \right) I(G_0) \quad (\text{A.2})$$

A.2.2 – CIRCUITO ELÉTRICO EQUIVALENTE

O circuito da Fig. A.3(a), constituído por um diodo ideal (junção pn), com uma corrente de saturação I_D e uma fonte de corrente I_L , ambos em paralelo, tem o mesmo comportamento elétrico que o de uma célula solar como aquela descrita pela equação (A.1). Entretanto na prática, existem alguns efeitos na célula solar real que não são considerados na equação (A.1) e que afetam o seu comportamento externo. No mínimo dois deles podem ser considerados através da introdução de uma resistência série e uma resistência paralela no circuito elétrico equivalente, como mostrado na Fig. A.3(b) [45].

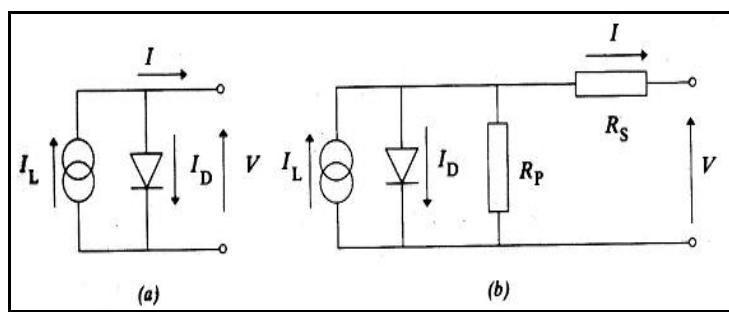


Fig. A.3 – Circuitos elétricos equivalentes de uma célula solar.

Uma célula fotovoltaica típica produz menos que 2W em aproximadamente 0,5V CC. Deste modo, células devem ser conectadas em arranjos série/paralelo para produzir energia suficiente para aplicações de maior potência, ou seja, com maiores níveis de tensão e corrente.

A.2.3 – OPERAÇÃO EM POTÊNCIA MÁXIMA

Obviamente, é sempre desejável ter a condição de operação em potência máxima de um sistema fotovoltaico, afim de se maximizar sua exploração e consequentemente melhorar sua relação custo-benefício. Conforme pode ser observado na Fig. A.4, existe um ponto na curva característica P – V da célula onde tal situação é atingida. Além disso, pode ser verificado também que a tensão correspondente ao ponto de potência máxima da célula é dependente do seu nível de iluminação. Entretanto, esta tensão no ponto de potência máxima correspondente ao nível de insolação mais alto é aproximadamente a mesma que para os outros três níveis mais baixos.

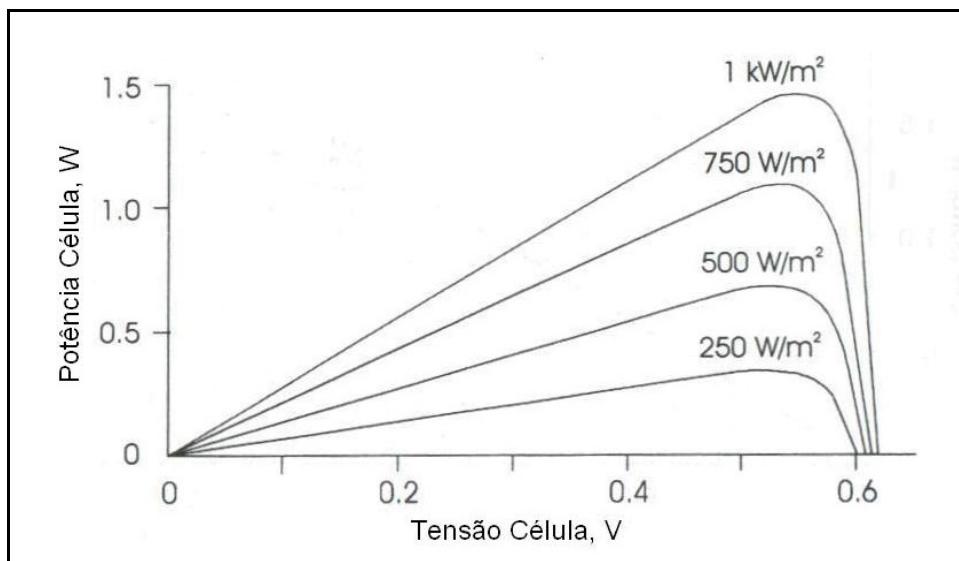


Fig. A.4 – Potência da célula fotovoltaica versus tensão para quatro níveis de iluminação.

A operação na condição de potência máxima tem sido um desafio, considerando que ela requer que a carga conectada ao conjunto de células seja capaz de utilizar toda energia

disponível do sistema fotovoltaico durante todo o tempo. Isto significa não apenas que a carga deveria absorver toda energia quando o índice de insolação é máximo, mas que ela deveria também ajustar-se tão rápido quanto possível no caso do índice diminuir. Nessas circunstâncias, em qualquer condição, a característica $V - I$ de tal carga interceptaria o ponto de potência máxima da característica $V - I$ do sistema fotovoltaico para vários níveis de iluminação. Obviamente, esta seria uma carga ideal, já que na prática a carga de um sistema varia com o tempo. A característica $V - I$ para esta carga ideal é mostrada na Fig. A.5, junto com a característica de outras cargas comuns e também de um sistema fotovoltaico para diferentes níveis de iluminação.

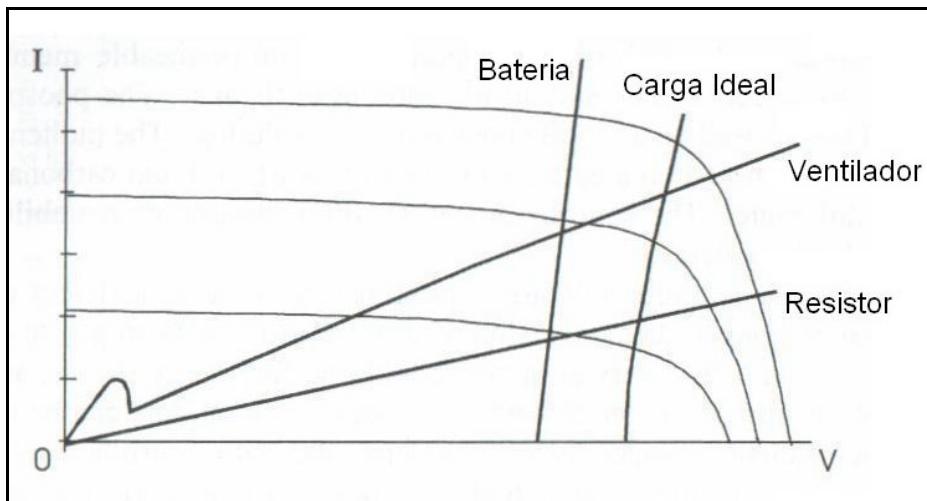


Fig. A.5 – Característica V-I para várias cargas comuns junto com a característica V-I para operação em potência máxima de um sistema fotovoltaico.

Dentro deste contexto, é desejável um circuito que combine eletronicamente e automaticamente a potência requerida pela carga com aquela gerada pelo sistema fotovoltaico, em outras palavras, um rastreador do ponto de potência máxima.

Este rastreador usualmente emprega técnicas de modulação de largura de pulso (PWM) para manter a tensão CC nos terminais do sistema fotovoltaico próxima a um valor fixado estabelecido em função de sua curva característica $P - V$ (Fig. A.4). O rastreador também utiliza uma malha de realimentação para ajustar a tensão apropriadamente até que a potência de saída seja maximizada.

A.3 – SISTEMA PROPOSTO

Para promover a interface de um sistema fotovoltaico com o sistema CA, o uso de um inversor do tipo VSI é proposto. O modelo de regime permanente mais simples de um inversor conectado a um sistema elétrico é mostrado na Fig. A.6. A idéia é fazer este sistema operar como uma fonte de tensão controlada conectada em paralelo com a rede elétrica. Neste sistema a tensão nos terminais do sistema fotovoltaico está desacoplada da carga. O controle do ângulo de fase da tensão na saída do inversor em relação à tensão da rede é que permite ter o sistema fotovoltaico operando em sua potência máxima, independentemente do nível de insolação, já que neste caso, sua tensão pode ser mantida constante. Observa-se no sistema da Fig. A.6, que o conjunto fotovoltaico juntamente com o inversor opera como uma fonte CA auxiliar.

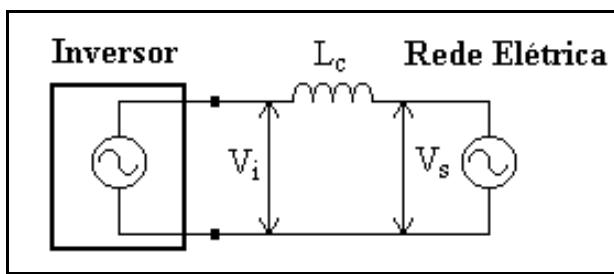


Fig. A.6 – Inversor VSI conectado a rede elétrica operando como fonte de tensão controlada.

Os fluxos de potência ativa e reativa no sistema da Fig. A.6 não estão desacoplados. De fato, a potência ativa depende predominantemente do ângulo de fase δ (também chamado ângulo de carga) entre a tensão de saída do inversor (V_i) e a tensão do sistema CA (V_s), e a potência reativa é uma função da magnitude das tensões V_i e V_s , conforme mostrado na Fig. A.7 e expresso pelas equações (A.3) e (A.4).

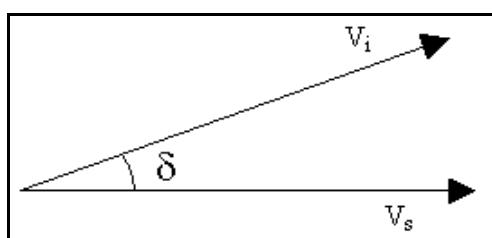


Fig. A.7 – Diagrama fasorial de tensão.

$$P = \frac{V_i V_s}{2\pi f L_c} \sin \delta = P_{\max} \sin \delta \quad (\text{A.3})$$

$$Q = \frac{V_i^2}{2\pi f L_c} - \frac{V_i V_s}{2\pi f L_c} \cos \delta \quad (\text{A.4})$$

Onde:

V_i - tensão de saída do inversor;

V_s - tensão no barramento do sistema CA;

L_c - indutância de acoplamento;

f - freqüência do sistema CA;

δ - ângulo de carga.

De acordo com a Fig. A.7 e as equações (A.3) e (A.4), o ajuste do fluxo de potência da unidade inversora, conectado em paralelo com a rede elétrica, pode ser desempenhado através do controle da magnitude de tensão V_i e/ou do ângulo δ do inversor.

A.4 – CIRCUITO DE POTÊNCIA E CIRCUITO DE CONTROLE

A Fig. A.8 apresenta o circuito de potência e o diagrama de blocos do circuito de controle proposto para esta aplicação. O circuito de potência é composto por um inversor “full-bridge” do tipo VSI, um capacitor no lado CC, um filtro passa-baixa e um indutor de acoplamento [15], [16], [29], [43].

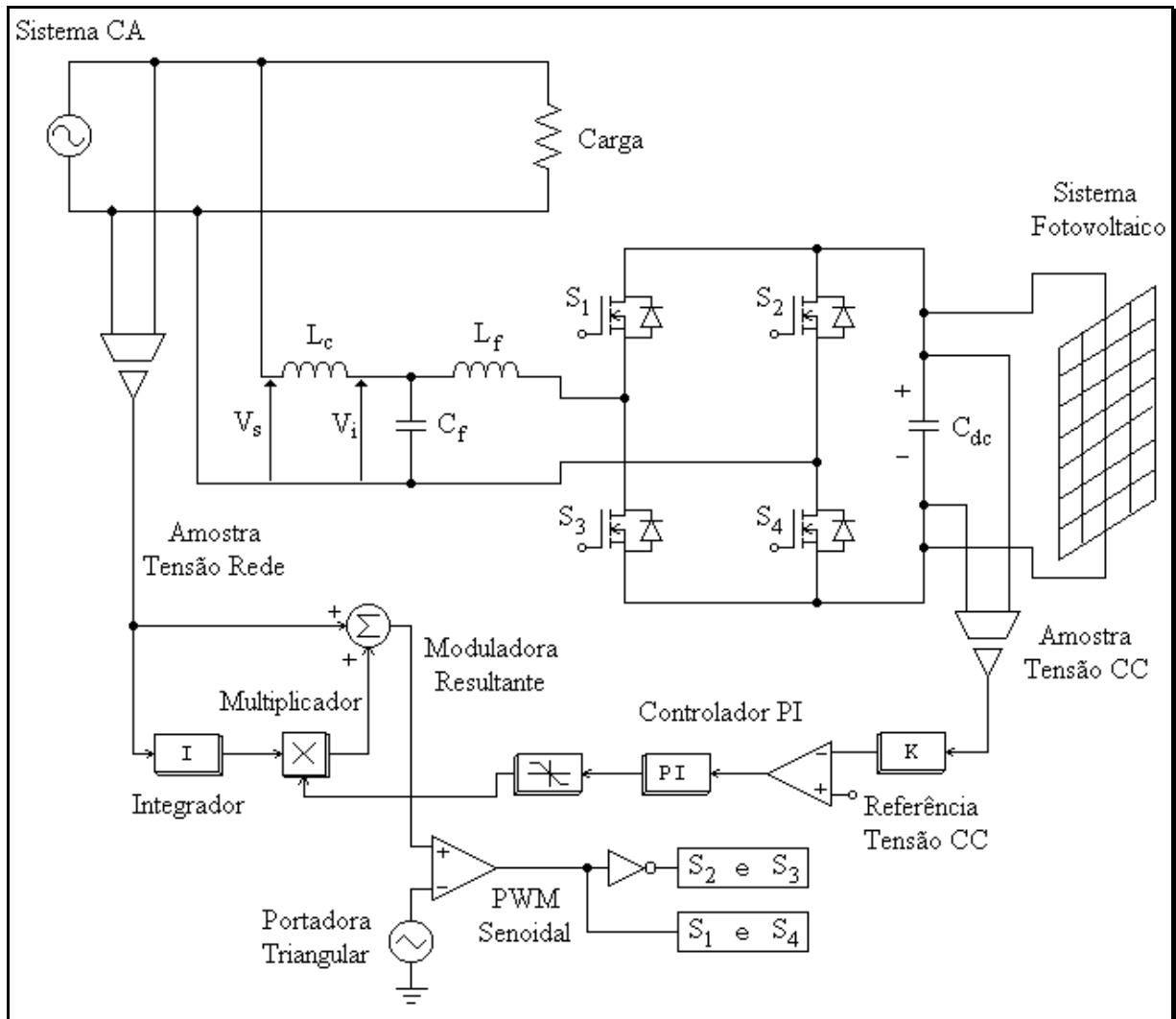


Fig. A.8 – Circuito de potência e diagrama de blocos do circuito de controle.

A técnica de controle utilizada foi desenvolvida com o objetivo de ajustar a potência ativa fornecida pelo inversor à rede elétrica, de acordo com o que é produzido pelo sistema fotovoltaico, a fim de garantir a manutenção da tensão no lado CC do inversor regulada em 250V (tensão correspondente à produção de potência máxima). Além disso, com a variação da incidência solar, a potência do sistema fotovoltaico mudará e o controle deve atuar na potência ativa fornecida pelo inversor para manter a tensão em seu barramento CC inalterada. Neste sentido, a malha de controle de tensão é utilizada para atuar na variação do ângulo de carga (δ), ou no ajuste de potência ativa que flui do lado CC para o lado CA do inversor.

A.5 – RESULTADOS DE SIMULAÇÃO

Para o desenvolvimento deste trabalho, a modelagem de um sistema fotovoltaico foi empregada, que consiste de 15 módulos em série. A especificação nominal de cada módulo é 60W, 16,8V e 3,57A, para a condição de potência máxima, considerando um índice de insolação de 1000W/m^2 e temperatura de 25°C . Para a operação do sistema a plena carga, a tensão no lado CC foi fixada em 250V, independentemente do nível de insolação. Além disso, para tais condições, a máxima potência do sistema é de 900W. Este sistema é conectado ao secundário de uma rede de distribuição monofásica de 127V, que está alimentando uma carga resistiva de 1600W.

Os parâmetros do circuito de potência adotados na simulação foram os seguintes:
 $f_s=10\text{ kHz}$; $V_{dc}=250\text{ V}$; $C_{dc}=1600\mu\text{F}$; $L_f=1\text{mH}$; $C_f=20\text{ }\mu\text{F}$ e $L_c=2\text{mH}$.

Todas as simulações foram realizadas utilizando o programa PSpice. As formas de onda de tensão são mostradas, no lado CC que está conectado ao sistema fotovoltaico, bem como no lado CA, que está conectado à rede elétrica.

Os resultados obtidos para a operação de regime permanente são mostrados nas Figs. A.9 a A.19, que estão arranjados em três grupos: caso 1, para um índice de insolação de 700W/m^2 ; caso 2, para um índice de insolação de 1000W/m^2 e caso 3 que representa a resposta transitória do sistema analisado, levando em consideração um degrau de variação no índice de insolação ou a corrente associada ao sistema fotovoltaico.

Caso 1: Regime permanente com índice de insolação de 700W/m^2 .

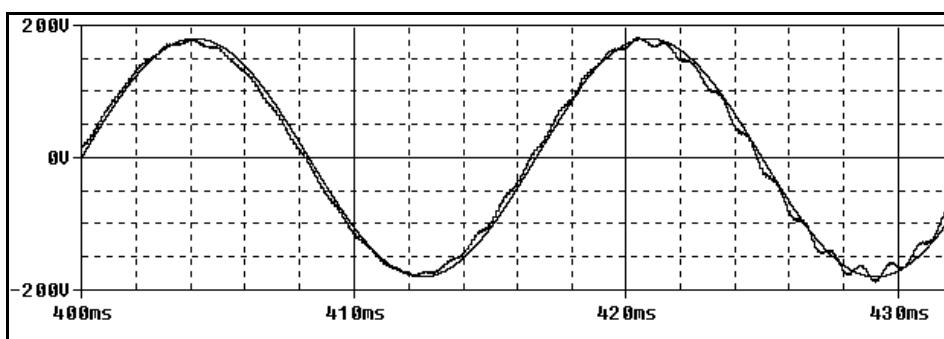


Fig. A.9 – Tensão da rede e tensão na saída do inversor (caso 1).

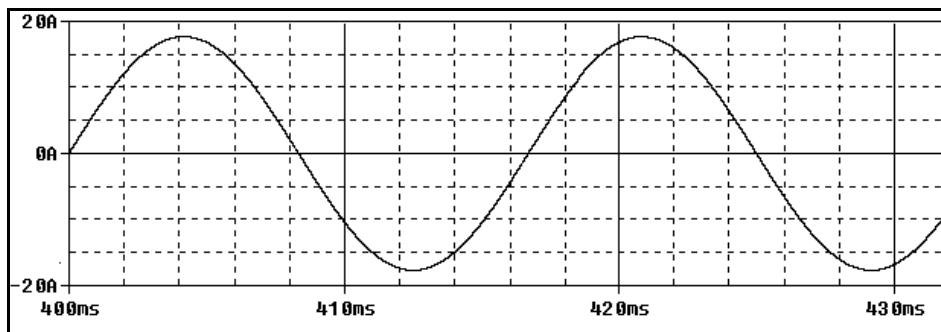


Fig. A.10 – Corrente de carga (caso 1).

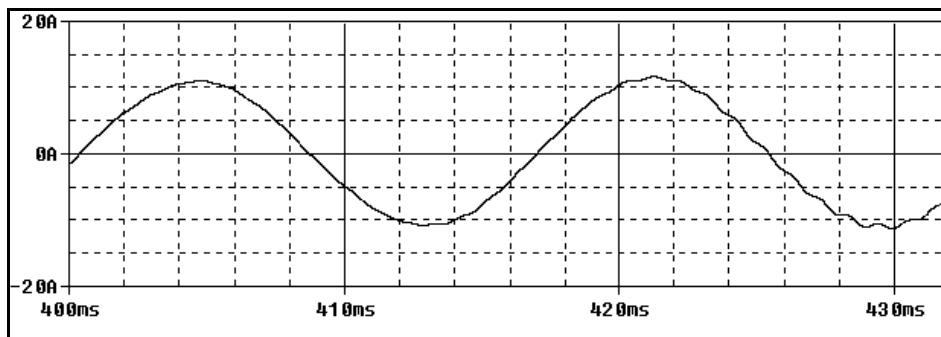


Fig. A.11 – Corrente do sistema CA (caso 1).

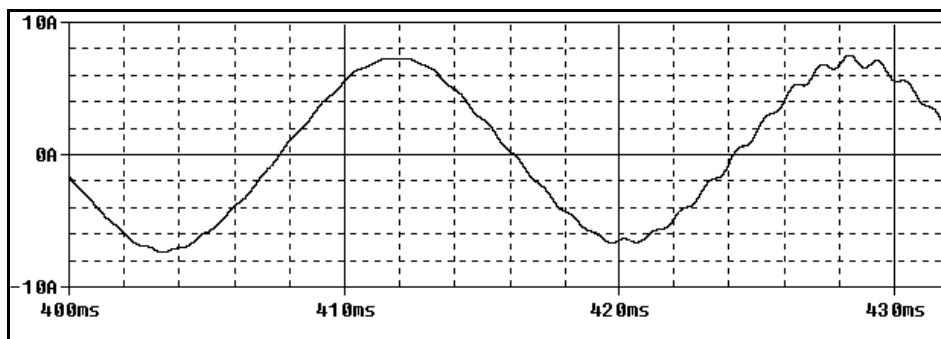


Fig. A.12 – Corrente de saída do inversor (caso 1).

No caso 1, o sistema fotovoltaico está suprindo uma corrente rms de 4,95A (ou uma potência de 620W) à carga através do inverter, para uma tensão de 127V rms, como mostrado na Fig. A.12. É observado também que a rede elétrica está liberando uma corrente de 7,7A (ou uma potência de 980W) para a carga, como mostrado na Fig. A.11. Assim, estas fontes conectadas em paralelo alimentam uma carga de 1600W.

Conforme pode ser visto na Fig. A.9 a tensão na saída do inversor está levemente adiantada em relação à tensão da rede, possuindo um deslocamento de fase proporcional à transferência de potência ativa.

Caso 2: Regime permanente com índice de insolação de $1000W/m^2$.

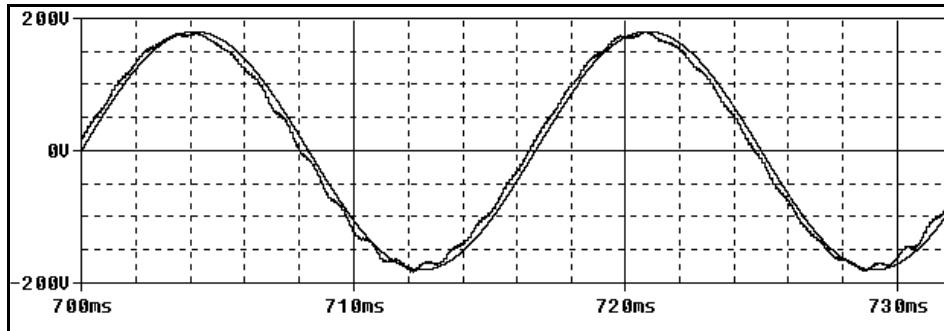


Fig. A.13 - Tensão da rede e tensão na saída do inversor (caso 2).

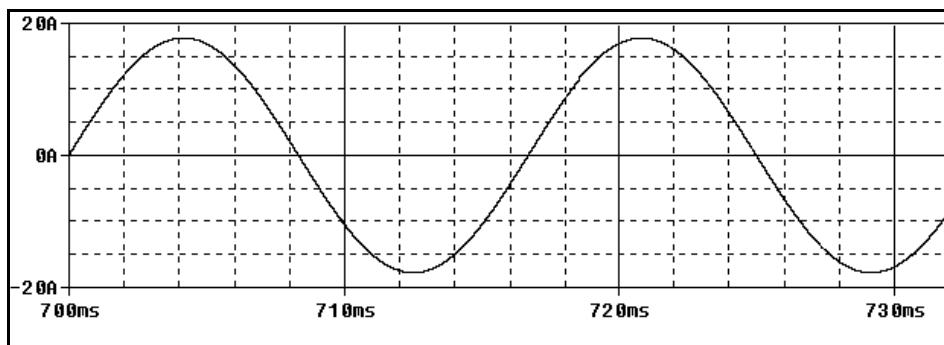


Fig. A.14 – Corrente de carga CA (caso 2).

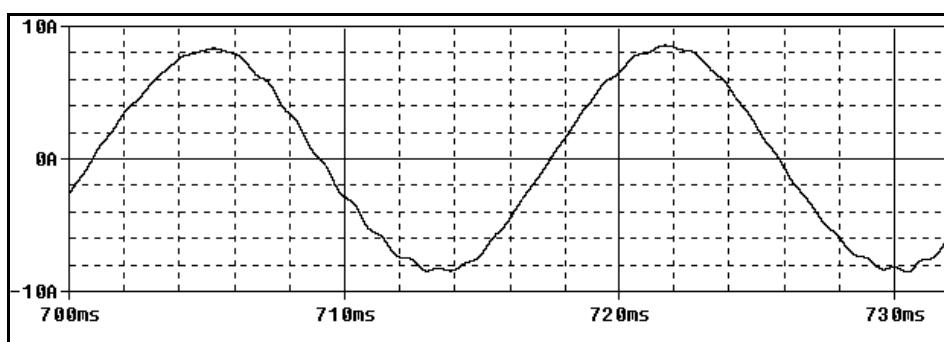


Fig. A.15 - Corrente do sistema CA (caso 2).

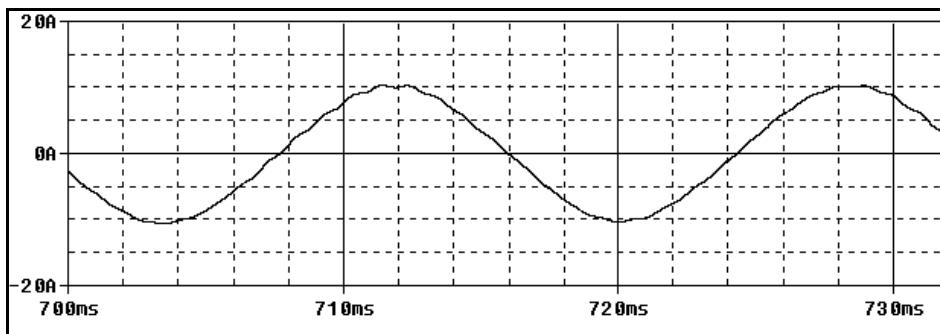


Fig. A.16 – Corrente de saída do inversor (caso 2).

No caso 2, o sistema fotovoltaico está operando com índice de insolação máximo. O sistema fotovoltaico está suprindo uma corrente rms de 7,1A (ou uma potência de 890W) para a carga CA, através do inverter, para uma tensão de 127V rms, como mostrado na Fig. A.16. Pode ser observado também que a rede elétrica está liberando uma corrente de 5,6A (ou uma potência de 710W) para a carga CA, conforme mostrado na Fig. A.15. Novamente, estas fontes conectadas em paralelo alimentam uma carga de 1600W.

Comparando os casos 1 e 2, é observado que, com o aumento do índice de insolação, o sistema fotovoltaico começa a suprir mais energia para a carga, reduzindo a potência proveniente da rede elétrica.

Caso 3: Resposta transitória devido a uma mudança no índice de insolação.

Conforme mostrado na Fig. A.17, a corrente fornecida pelo sistema fotovoltaico ao barramento CC do inverter sofreu uma considerável alteração, de 2,5A para 3,53A, devido à mudança no índice de insolação de 700W/m^2 para 1000W/m^2 .

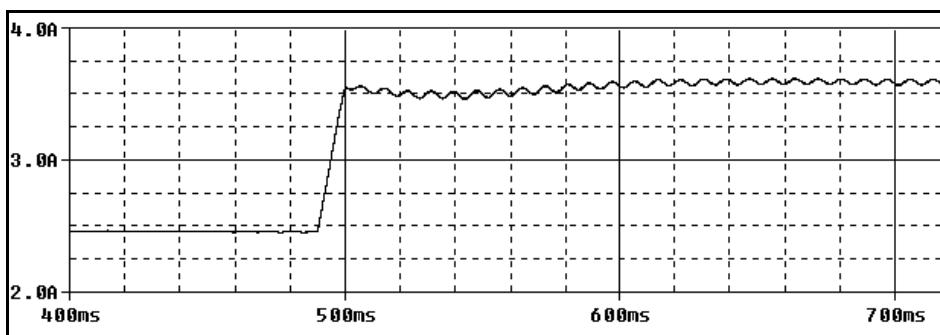


Fig. A.17 – Corrente do inverter no lado CC (caso 3).

É observado na Fig. A.18 que a tensão no barramento CC do inversor sofreu uma leve oscilação quando o índice de insolação variou, e então retornou para 250V, que é a tensão ótima para o suprimento de potência máxima pelo sistema fotovoltaico supracitado.

Conforme mostrado na Fig. A.19, durante o transitório a corrente de saída do inversor muda de 4,95A (rms) para 7,1A (rms), sem sofrer *overshoots* ou outros distúrbios indesejáveis.

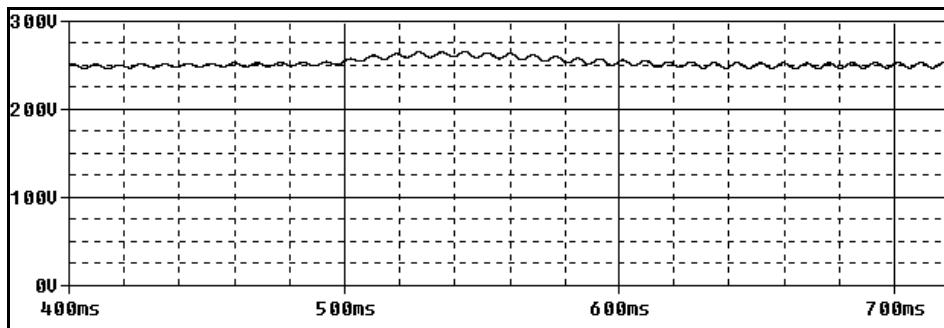


Fig. A.18 – Tensão do barramento CC do inversor (caso 3).

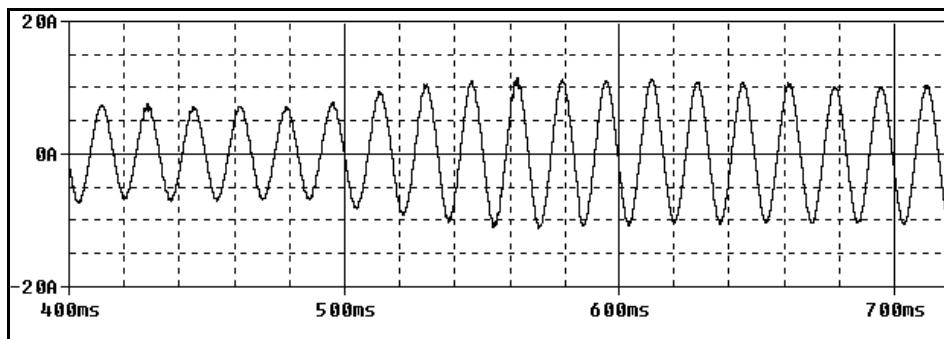


Fig. A.19 – Corrente de saída do inverter (caso 3).

Além disso, de acordo com as Figs. A.18 e A.19 pode ser verificado que o controle proposto apresentou uma boa performance em ambas situações, regime permanente e regime transitório.

A.6 – RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Na seqüência são apresentados alguns resultados relativos à implementação prática do sistema proposto. O sistema fotovoltaico utilizado nesse caso é o mesmo do capítulo 4, ou seja, 120V/0,14kW. Na saída do inversor foram empregados os seguintes elementos de filtro: $C_f=60\mu F$ e $L_f=796\mu H$.

A Fig.A.20 revela que o integrador prático gera um defasamento de aproximadamente 90° entre o seu sinal de entrada e saída, conforme esperado. Na Fig. A.21 é apresentada a amostra de tensão da rede e a moduladora resultante para a condição de erro máximo negativo da malha de controle de tensão no barramento CC do inversor. Ela apresenta uma amplitude apenas ligeiramente maior que moduladora original proveniente da rede elétrica, o que faz com que a tensão na saída do inversor seja praticamente igual à tensão da rede. Esta medida tem como objetivo permitir uma separação entre o controle dos fluxos de potência ativa e reativa através do inversor. Neste caso, prevalece apenas o controle do fluxo de potência ativa.

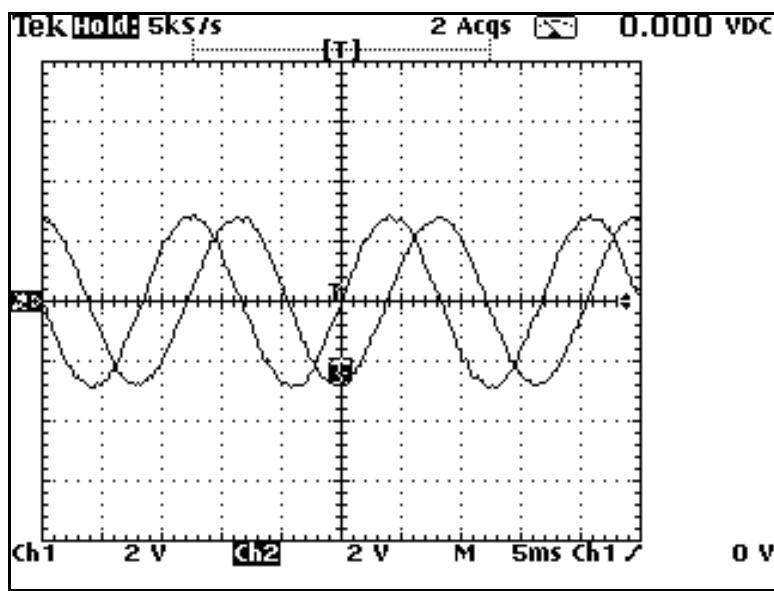


Fig. A.20 – Amostra de tensão da rede e saída do integrador.

Na Fig. A.22 é exibido o sinal correspondente à portadora triangular, utilizada na controle, gerada a partir de um oscilador de relaxação.

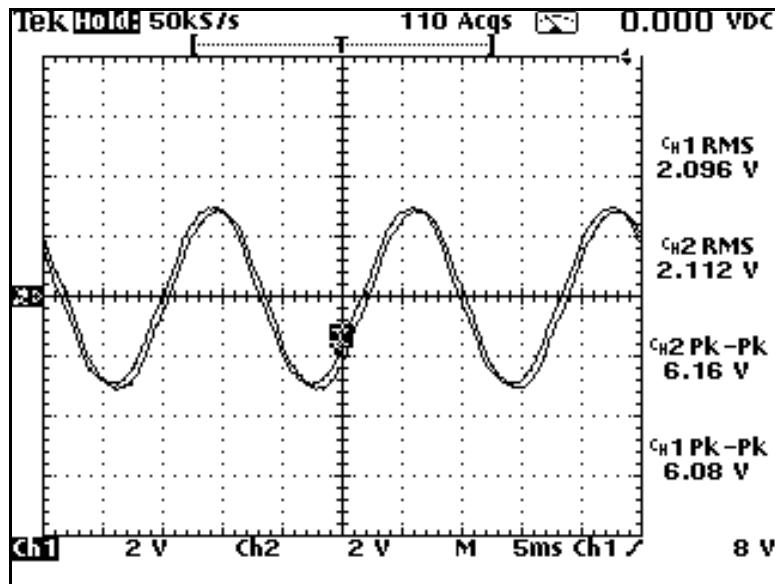


Fig. A.21 – Amostra de tensão da rede e moduladora resultante na condição de ângulo de carga máximo (sinal atrasado).

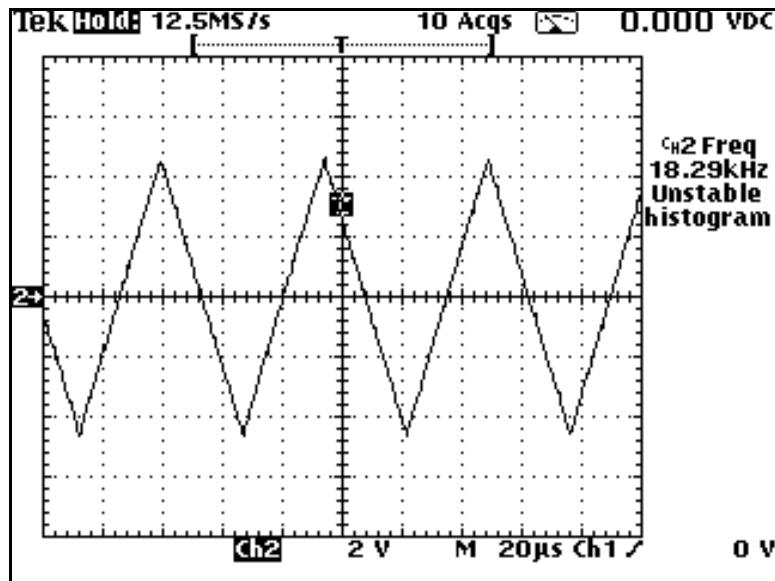


Fig. A.22 – Portadora triangular.

Uma análise da Fig. A.23 e A.24 mostra a variação da razão cíclica das chaves do inversor, caracterizando o chaveamento do tipo modulação por largura de pulso (PWM). Outra importante característica a ser observada é a presença do “dead time” (tempo morto) entre os pulsos aplicados às chaves do inversor. Esta providência elimina a possibilidade de curto-circuito entre as chaves de um mesmo braço do inversor durante sua operação. Esta é uma característica intrínseca do driver empregado no acionamento do inversor. O modelo do driver utilizado é o SKHI22B da Semikron.

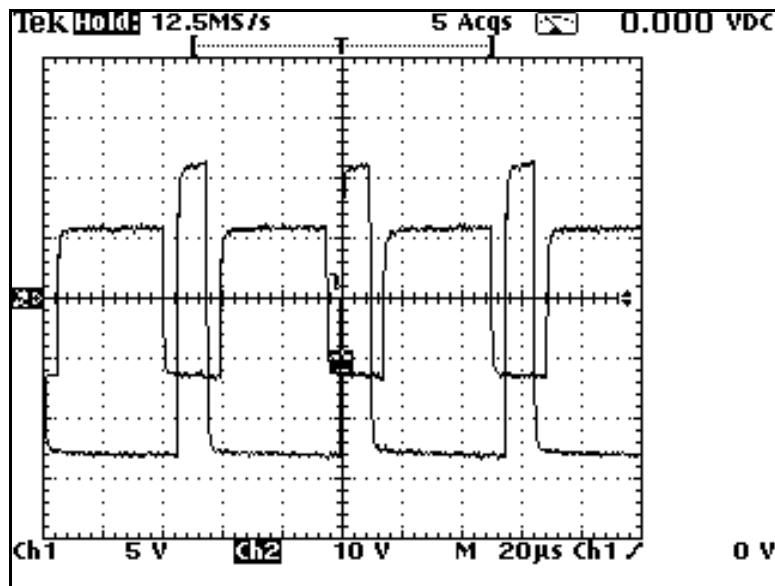


Fig. A.23 – Sinal de gatilho das chaves S₁ e S₄ e das chaves S₂ e S₃.

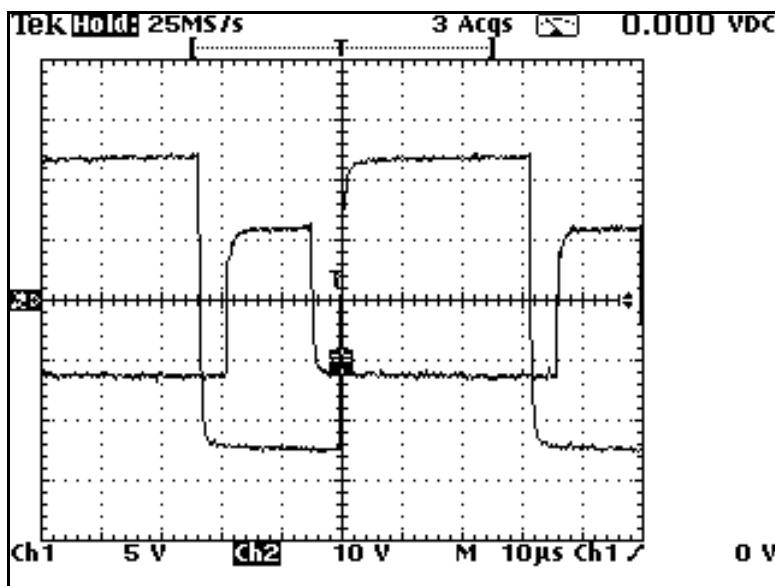


Fig. A.24 – Sinal de gatilho das chaves S₁ e S₄ e das chaves S₂ e S₃ em outra escala de tempo.

Na Fig. A.25 é apresentada a forma de onda da tensão da rede e de saída do inversor.

Observa-se que estas formas de onda estão casadas.

A forma de onda da tensão do barramento CC do inversor juntamente com a sua tensão de saída é mostrada na Fig. A.26. É possível constatar com base nesse resultado que a tensão no barramento CC permanece regulada no ponto correspondente a potência máxima do sistema fotovoltaico utilizado.

Os resultados mostrados nas Figs. A.25 e A.26 comprovam a estabilidade do inversor conectado à rede elétrica.

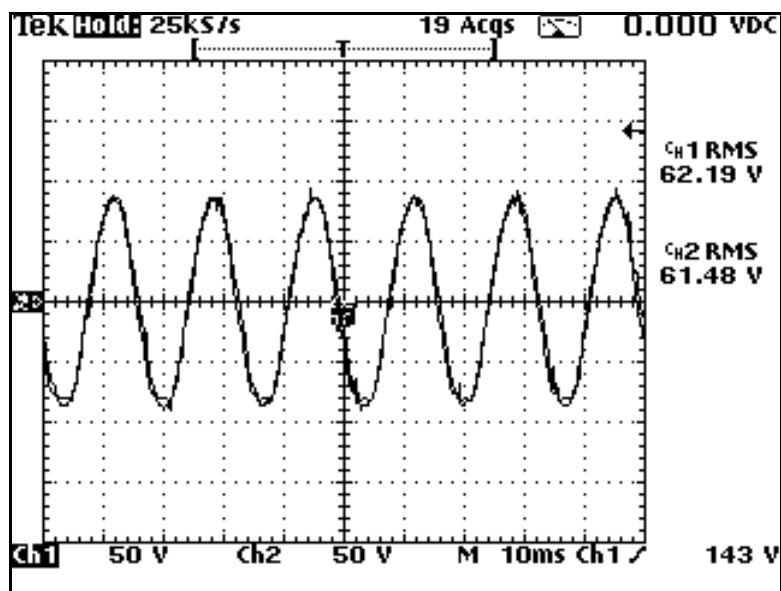


Fig. A.25 – Forma de onda de tensão da rede (Ch1) e de saída do inverter (Ch2).

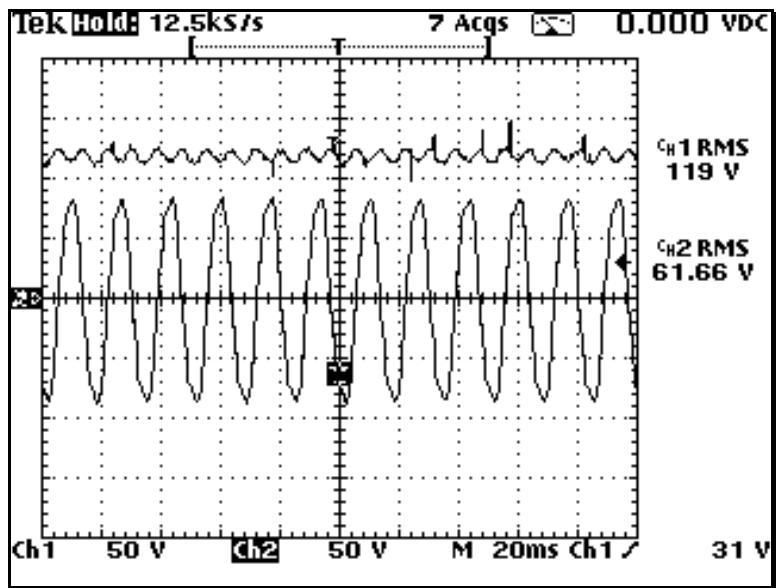


Fig. A.26 – Forma de onda de tensão do barramento CC do inverter (Ch1) e de saída do inverter (Ch2).

A Fig. A.27 mostra a forma de onda da corrente de carga resistiva, de tensão da rede (Ch2) e da potência instantânea (Ch3/Math) com o inversor desacoplado da rede elétrica. Foi usado no monitoramento de corrente um sensor resistivo de $0,21\Omega$. Desse modo, a potência (ativa) absorvida pela carga é de 0,2kW, ou $42,94/0,21$.

Nas Figs. A.28 e A.29 são apresentadas as mesmas formas de onda da Fig. A.27, considerando entretanto, o inversor acoplado a rede elétrica injetando potência ativa em função da disponibilidade pelo sistema fotovoltaico conectado em seu barramento CC.

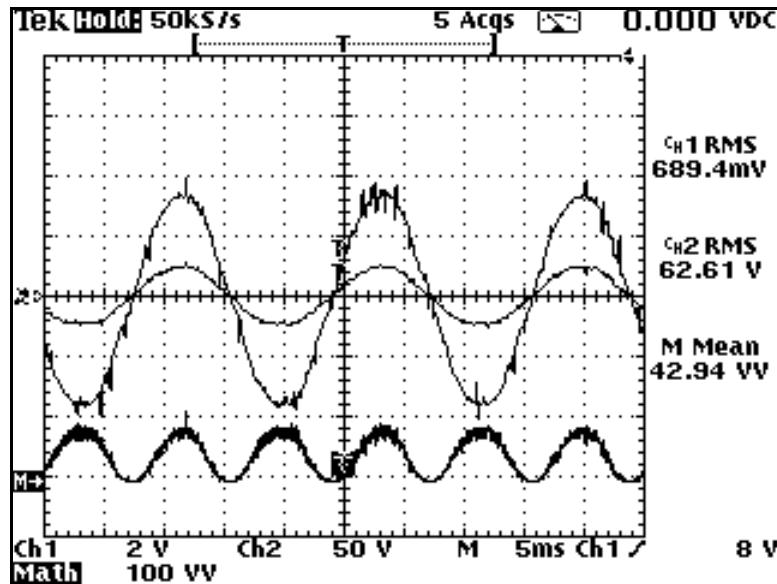


Fig. A.27 – Forma de onda da corrente de carga resistiva (Ch1), de tensão da rede (Ch2) e da potência instantânea (Ch3/Math) com o inversor desacoplado da rede elétrica.

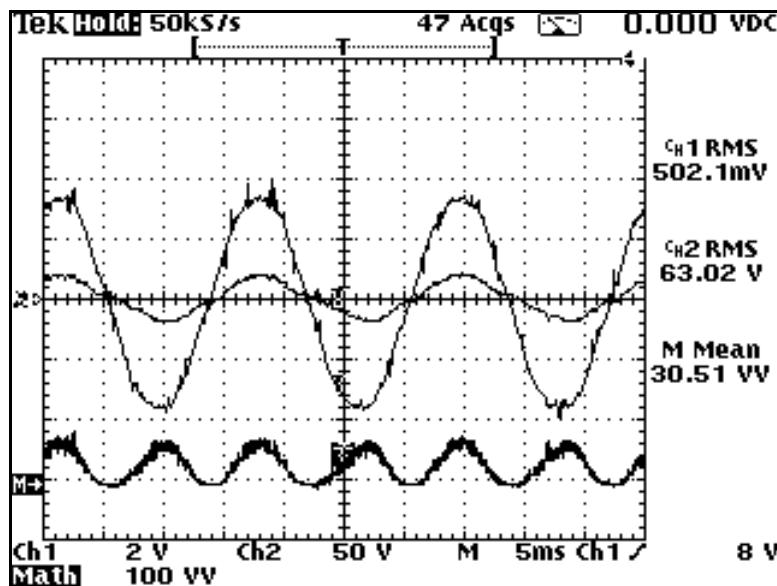


Fig. A.28 – Forma de onda da corrente de carga resistiva (Ch1), de tensão da rede (Ch2) e da potência instantânea (Ch3/Math) com o inversor acoplado a rede – caso 1.

Comparando-se os resultados da Fig. A.27 e A.29, é possível verificar que houve uma redução de 33% no nível de potência ativa absorvida da rede elétrica por parte da carga resistiva. É importante lembrar que nessa condição de operação o sistema fotovoltaico supre

também as perdas operacionais do inversor. Verifica-se também que, houve um aumento no nível de tensão da rede, passando de 62,61V para 63,31V (valor rms). Esse fato se deve ao baixo nível de curto-círcuito da fonte de tensão utilizada.

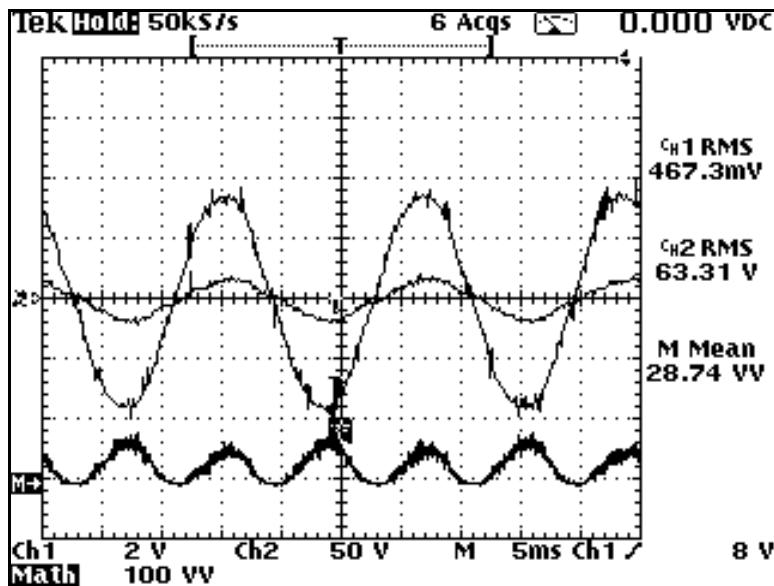


Fig. A.29 – Forma de onda da corrente de carga resistiva (Ch1), de tensão da rede (Ch2) e da potência instantânea (Ch3/Math) com inversor acoplado a rede – caso 2.

A.7 – CONCLUSÃO

Os resultados de simulação e experimentais revelaram que o sistema proposto, desenvolvido para ajustar o ângulo de fase da tensão na saída do inversor em relação à tensão da rede e, consequentemente, o fluxo de potência ativa entre a rede elétrica e um sistema fotovoltaico, apresentou uma boa eficácia. Ele respondeu rápido a uma variação no índice de insolação, mantendo a tensão no lado CC do inversor regulada no valor correspondente à potência máxima do conjunto fotovoltaico. Pode ser observado também que não houve nenhum distúrbio na corrente e na tensão no lado CA quando uma mudança na quantidade de energia fornecida pelo sistema fotovoltaico ocorreu.

Uma outra vantagem é que, além de suprir potência ativa para a rede elétrica, este sistema combinado (equipamento de controle mais módulos fotovoltaicos) pode também suprir potência reativa através do ajuste na magnitude da tensão de saída do inversor, o que

resultaria na melhoria do nível de tensão local. Nesse caso seria necessária uma pequena modificação no circuito de controle proposto [35]. Em outras palavras, caso não exista radiação solar, total ou parcial, este equipamento poderia atuar no fornecimento de reativo para a rede elétrica, como um capacitor ajustável.

Enfim, o uso do sistema proposto para trabalhar com sistemas fotovoltaicos conectados à rede de energia elétrica principal pode resultar em uma melhor relação custo-benefício. Isto é possível porque o sistema fotovoltaico pode ser operado na condição de uso de energia máxima, independente do nível de insolação, e também pode atuar como supridor de potência reativa minimizando a necessidade de bancos de capacitores.