

CONTRIBUIÇÕES PARA O DESENVOLVIMENTO DO CONDICIONADOR
UNIFICADO DE ENERGIA (*UPQC – UNIFIED POWER QUALITY
CONDITIONER*)

João Amin Moor Neto

TESE SUBMETIDA AO CORPO DOCENTE DA COORDENAÇÃO DOS
PROGRAMAS DE PÓS-GRADUAÇÃO DE ENGENHARIA DA
UNIVERSIDADE FEDERAL DO RIO DE JANEIRO COMO PARTE DOS
REQUISITOS NECESSÁRIOS PARA A OBTENÇÃO DO GRAU DE DOUTOR
EM CIÊNCIAS EM ENGENHARIA ELÉTRICA.

Aprovada por:

Prof. Maurício Aredes, Dr.-Ing.

Prof. Edson Hirokazu Watanabe, D. Eng.

Prof. Luís Guilherme Barbosa Rolim, Dr.-Ing.

Prof. José Antenor Pomílio, D.Sc

Prof. Fernando Pinhabel Marafão, D.Sc

RIO DE JANEIRO, RJ – BRASIL

SETEMBRO DE 2008

MOOR NETO, JOÃO AMIN

Contribuições Para o Desenvolvimento do Condicionador Unificado de Energia (*UPQC – Unified Power Quality Conditioner*) [Rio de Janeiro] 2008

XX, 226 p. 29,7 cm (COPPE/UFRJ, D.Sc., Engenharia Elétrica, 2008)

Tese – Universidade Federal do Rio de Janeiro, COPPE

1. Condicionadores de Energia

2. UPQC

I. COPPE/UFRJ II. Título (série)

À minha amada esposa Fernanda e a minha adorada filha Ana Gabrielle,
que representam tudo na minha vida,
Aos meus pais Miguel (*in memoriam*) e Helena (*in memoriam*),
por toda minha vida terei vocês em meus pensamentos

AGRADECIMENTOS

A Deus, que é minha fortaleza e que me proporcionou tudo ao longo da vida.

À minha esposa amada Fernanda, pelo apoio irrestrito ao longo desta caminhada. Seu amor nunca me deixou desamimar, e hoje meu amor é ainda muito maior.

À minha filha Ana Gabrielle, por quem meu amor reflete toda a esperança que tenho no futuro.

À minha mãe Helena (*in memoriam*), que representa de forma mais ampla o significado do amor.

Ao meu pai Miguel (*in memoriam*), aos meus irmãos, Alexandre, Maria Helena, Cláudia, e Rita por tudo que representam de amor, honra e respeito na minha vida.

Aos meus queridos sobrinhos Lucas e Thaís e a minha cunhada Inês.

Aos familiares de minha amada esposa, Lúcido, Jacinta, Luciana e Gustavo, e em especial aos tios Egon e Therezinha, pelo apoio ao longo dos anos.

Ao meu orientador Maurício Aredes, por sua amizade e orientação, e pela oportunidade de realizar este trabalho.

Aos doutorandos Mauro S. Reis e Ulisses Miranda pela colaboração na implementação do protótipo. Um agradecimento especial ao funcionário do LEMT Leonardo F. da Silva, pela sua ajuda nos experimentos sempre atendendo de forma solícita aos pedidos de forma ágil e eficiente.

Ao amigo doutorando Rodrigo Martins Fernandes pela sua fundamental colaboração nos experimentos e por sua amizade ao longo destes anos.

Ao amigo professor Lisandro Lovisolo pela inestimável colaboração em estudos relativos a processamento de sinais.

À amiga Engenheira Maria Jovita V. Siqueira pela sua amizade e por sua participação direta e fundamental na viabilização desta pesquisa.

Ao amigo Mamour Soup Nydie pelo companheirismo e consideração.

Aos professores do grupo de eletrônica de potência da COPPE pelos conhecimentos compartilhados, em especial ao professor E. H. Watanabe pela sua disposição em discutir temas relativos à tese.

Às secretárias Luana e Ana Paula pela atenção e boa vontade em assuntos burocráticos e de pesquisa.

Ao DEPEL - Departamento de Engenharia Elétrica do CEFET-RJ.

À CAPES pelo apoio financeiro.

Resumo da Tese apresentada à COPPE/UFRJ como parte dos requisitos necessários para a obtenção do grau de Doutor em Ciências (D.Sc.)

CONTRIBUIÇÕES PARA O DESENVOLVIMENTO DO CONDICIONADOR UNIFICADO DE ENERGIA (*UPQC – UNIFIED POWER QUALITY CONDITIONER*)

João Amin Moor Neto

Setembro/2008

Orientador: Maurício Aredes

Programa: Engenharia Elétrica

A finalidade deste trabalho é apresentar uma contribuição em estudos relacionados com aplicação do condicionador de energia *UPQC (UNIFIED POWER QUALITY CONDITIONER)* em sistemas a três fios. O condicionador *UPQC* é um equipamento de última geração no campo da eletrônica de potência aplicada a sistemas de energia elétrica, sendo estes tipos de equipamentos baseados nos mais modernos dispositivos semicondutores de potência, como também a tecnologia de processadores de sinais digitais (*DSPs*). A principal contribuição deste trabalho é a proposição de dois algoritmos de controle com características distintas, sendo um baseado em simplificações na teoria da potência instantânea e um outro que é estruturado em um circuito de sincronismo trifásico que considera a aplicação da projeção dos sinais de entrada em fasores que correspondem aos componentes fundamentais de seqüência positiva dos mesmos. Com o intuito de demonstrar a adequabilidade dos estudos realizados, são apresentados detalhes de simulações digitais e resultados experimentais obtidos em um protótipo implementado.

Abstract of Thesis presented to COPPE/UFRJ as a partial fulfillment of the requirements for the degree of Doctor of Science (D.Sc.)

CONTRIBUTIONS TO THE DEVELOPMENT OF UPQC – UNIFIED POWER
QUALITY CONDITIONER

João Amin Moor Neto

September/2008

Advisor: Maurício Aredes

Department: Electric Engineering

This work presents a contribution concerned with an application of UPQC (*UNIFIED POWER QUALITY CONDITIONER*) in three-phase three-wire systems to compensate harmonics currents and unbalance of a load and voltage harmonics and unbalance of the power supply. The UPQC is a power electronic equipment applied in Electric Power Systems, which is based on modern power switches, as well as digital signal processors (DSPs) technology. The main contribution of this work is the proposition of two control algorithms with different characteristics, one based on simplifications in the p-q Theory and another that is structured in a three-phase Phase-Locked-Loop (PLL) that considers the application of the projections of the input signs on the phasors that correspond to the estimated fundamental positive sequence components. Details of digital simulations and experimental results obtained in a prototype are presented to confirm the theoretical studies.

ÍNDICE

LISTA DE FIGURAS.....	xi
LISTA DE TABELAS.....	xix
LISTA DE SIGLAS.....	xx

CAPÍTULO 1 INTRODUÇÃO..... 1

1.1	Identificação do Problema.....	1
1.2	Motivação e Objetivos.....	5
1.3	Estrutura do Trabalho.....	6

CAPÍTULO 2 CONDICIONADOR UNIFICADO DE ENERGIA ...8

2.1	Considerações Iniciais.....	8
2.2	Princípio de Compensação Ativa.....	8
2.2.1	Filtros Passivos.....	9
2.2.1.1	Filtros Passivos Paralelos.....	10
2.2.2	Filtros Ativos de Potência.....	11
2.3	Aspectos Gerais do Condicionador <i>UPQC</i>	15
2.3.1	Circuito de Potência.....	17
2.3.1.1.	Filtros Passivos nas Saídas dos Conversores.....	19
2.3.1.2.	Amortecimento dos Filtros Passivos.....	21
2.3.2	Controle <i>PWM</i> de Tensão.....	31
2.3.3	Controle <i>PWM</i> de Corrente.....	33
2.3.4	Circuito de Controle.....	35
2.4	Conclusões Parciais.....	38

CAPÍTULO 3 SIMPLIFICAÇÃO DO CONTROLE DO CONDICIONADOR *UPQC* BASEADO NA TEORIA P-Q 38

3.1	Considerações Iniciais.....	38
-----	-----------------------------	----

3.2	Controle Simplificado Baseado na Teoria p-q	39
3.2.1	Algoritmo Simplificado em Coordenadas de Fase <i>abc</i>	41
3.2.1.1	Controle do Filtro Ativo Série	43
3.2.1.1.1	Controle de Amortecimento	45
3.2.1.2	Controle do Filtro Ativo Paralelo	48
3.2.2	Análise dos Algoritmos Simplificados do <i>UPQC</i>	49
3.2.2.1	Algoritmo do Filtro Ativo Série	50

CAPÍTULO 4 CONTROLE DO CONDICIONADOR *UPQC*

	BASEADO NO PLL TRIFÁSICO DESENVOLVIDO	59
4.1	Considerações Iniciais	59
4.2	Circuitos de Sincronismos (<i>PLL</i> – Phase Locked Loop).....	60
4.3	Modelo do Circuito <i>PLL</i> Monofásico.....	61
4.3.1	Determinação do Ângulo de Sincronismo.....	63
4.3.2	Determinação da Frequência	65
4.3.3	Determinação da Amplitude.....	67
4.3.4	Implementação Digital do Algoritmo.....	68
4.4	Simulações do <i>PLL</i> Monofásico.....	69
4.4.1	Ajuste do Ganho da Malha Interna de Frequência	70
4.4.2	Resultados das Simulações do Modelo Monofásico	76
4.4.3	Análise Comparativa	78
4.5	Modelo do <i>PLL</i> Trifásico	83
4.5.1	Determinação do Ângulo de Sincronismo de Seq. Positiva, da Frequência e da Amplitude de Seqüência Positiva.....	85
4.6	Simulações do <i>PLL</i> Trifásico	89
4.6.1	Resultados das Simulações do Modelo Trifásico.....	89
4.7	Algoritmo de Controle Utilizando o <i>PLL</i> Trifásico	95
4.7.1	Controle do Filtro Ativo Série.....	101
4.7.1.1	Controle de Amortecimento	101
4.7.2	Controle do Filtro Ativo Paralelo	103

CAPÍTULO 5 ANÁLISE COMPUTACIONAL..... 104

5.1	Considerações Iniciais	104
5.2	Caracterização e Modelagem do Circuito de Potência do <i>UPQC</i>	105
5.3	Modelagem dos Controles <i>PWM</i>	110
5.3.1	Análise do Controle <i>PWM</i> de Corrente	113
5.4	Simulações do Condicionador <i>UPQC</i>	121
5.4.1	Simulações com o Controle Simplificado do Capítulo 3	123
5.4.2	Simulações com o Controle do Capítulo 4	130
5.4.3	Avaliação do Filtro de Saída do Conversor Paralelo.....	136
5.4.4	Simulações Adicionais do Controle do Capítulo 4.....	147

CAPÍTULO 6 RESULTADOS EXPERIMENTAIS DO

PROTÓTIPO IMPLEMENTADO

6.1	Considerações Iniciais	153
6.2	Descrição Geral do Protótipo do Condicionador <i>UPQC</i>	153
6.3	Testes Experimentais Realizados	156
6.3.1	Resultados Experimentais Utilizando o Algoritmo do Capítulo 3	159
6.3.2	Resultados Experimentais Utilizando o Algoritmo Parcial do Capítulo 4.....	167
6.3.3	Análises Harmônicas e de Desequilíbrios das Tensões e Correntes	171

CAPÍTULO 7 CONCLUSÕES E ESTUDOS FUTUROS.....

7.1	Conclusões dos Estudos Realizados	177
7.1.1	Proposições Para Trabalhos Futuros	183

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

ANEXO I	Desempenho do Detector de Sequência Positiva do Capítulo 4 em Ponto Fixo.....	193
----------------	---	-----

ANEXO II	Fotografias do <i>UPQC</i> Implementado	203
-----------------	---	-----

LISTA DE FIGURAS

Figura 2-1	Filtros Passivos Sintonizados	11
Figura 2-2	Filtros Passivos Amortecidos	11
Figura 2-3	Princípio de Compensação Ativa Série de Tensão	12
Figura 2-4	Princípio da Compensação Ativa Paralela de Corrente	13
Figura 2-5	Princípio da Atuação Conjunta das Compensações Ativas de Tensão e Corrente	15
Figura 2-6	Diagrama Unifilar Básico do Condicionador <i>UPQC</i>	16
Figura 2-7	Condicionador <i>UPQC</i> Trifásico a Três Fios	18
Figura 2-8	Filtro LC	20
Figura 2-9	Filtro de Segunda Ordem com Resistor em Série com Capacitor	22
Figura 2-10	Filtro Com Amortecimento Paralelo	23
Figura 2-11	Filtro Com Amortecimento Série	24
Figura 2-12	Filtro Amortecido de Dois Estágios	25
Figura 2-13	Filtro Com Ramo Paralelo Ressonante	27
Figura 2-14	Módulos das Impedâncias de Saídas $\ Z_{O1}(s)\ $, $\ Z_{O2}(s)\ $ e $\ Z_{O3}(s)\ $	28
Figura 2-15	Módulos das Funções de Transferências $FT_1(s)$, $FT_2(s)$ e $FT_3(s)$	29
Figura 2-16	Módulo da Impedância de Saída $\ Z_{O4}(s)\ $	29
Figura 2-17	Módulo da Função de Transferência $FT_4(s)$	30
Figura 2-18	Módulo da Impedância de Saída $\ Z_{O5}\ $	30
Figura 2-19	Módulo da Função de Transferência $FT_5(s)$	31
Figura 2-20	Controle <i>PWM</i> do Filtro Ativo Série	32
Figura 2-21	Controle <i>PWM</i> do Filtro Ativo Paralelo	34
Figura 3-1	Diagrama de Blocos do Controle Integrado do <i>UPQC</i> em coordenadas <i>abc</i>	43
Figura 3-2	Diagrama de Blocos do <i>PLL</i> Trifásico e do Gerador de Sinais de Controle	44
Figura 3-3	Diagrama de Blocos da Estratégia de Controle do Filtro Série	47
Figura 3-4	Diagrama de Blocos do Controle de Amortecimento	49
Figura 3-5	Diagrama de Blocos da Estratégia de Controle do Filtro Ativo Paralelo	51

Figura 3-6	Diagrama Unifilar do Sistema Simplificado	53
Figura 3-7	Tensões da Fonte	54
Figura 3-8	Sinais de Controle do Sistema <i>PLL</i> e Gerador de Senos.....	55
Figura 3-9	Potências associadas aos sinais de controle i_{a_pll} e i_{b_pll}	55
Figura 3-10	Tensões de Seqüência Positiva	56
Figura 3-11	Tensões de Linha Relacionadas com as Fases <i>a</i> e <i>b</i>	56
Figura 3-12	Tensões Fase-Neutro Relacionadas com a fase <i>a</i>	57
Figura 3-13	Potências Associadas ao Controle de Amortecimento	58
Figura 3-14	Correntes Associadas do Controle de Amortecimento.....	58
Figura 3-15	Correntes da Carga e Seqüência Positiva	59
Figura 3-16	Correntes na Carga, de Seqüência Positiva e de Referência da Fase <i>b</i> .60	
Figura 3-17	Tensão Fase-Neutro e Corrente de Seqüência Positiva da Fase <i>b</i>	60
Figura 3.18	Tensões Fase Neutro de Seqüência Positiva.....	61
Figura 3-19	Tensões Fase-Neutro de Referências das Fases <i>a</i> e <i>b</i>	61
Figura 3-20	Correntes na Carga, de Seqüência Positiva e de Referência da Fase <i>b</i> 62	
Figura 4-1	Diagrama de Blocos do Algoritmo <i>PLL</i> Monofásico.....	66
Figura 4-2	Diagrama de Blocos da Malha Interna de Estimção de Frequência ...	71
Figura 4-3	Funcionamento da Janela Deslizante de Largura Variável	73
Figura 4-4	Trajatórias $X = \hat{A} \cos \hat{\theta}_1$ e $Y = \hat{A} \cos \hat{\theta}_1$ com Ganhos de 1/rad e 5/rad.....	76
Figura 4-5	Trajatórias $X = \hat{A} \cos \hat{\theta}_1$ e $Y = \hat{A} \cos \hat{\theta}_1$ com Ganhos de 9/rad e 13/rad.....	77
Figura 4-6	Trajatórias $X = \hat{A} \cos \hat{\theta}_1$ e $Y = \hat{A} \cos \hat{\theta}_1$ com $K_{MF} = 17/\text{rad}$	77
Figura 4-7	Frequência Estimada e Desvio de Frequência para $K_{MF} = 1/\text{rad}$	78
Figura 4-8	Frequência Estimada e Desvio de Frequência para $K_{MF} = 5/\text{rad}$	78
Figura 4-9	Frequência Estimada e Desvio de Frequência para $K_{MF} = 9/\text{rad}$	79
Figura 4-10	Frequência Estimada e Desvio de Frequência para $K_{MF} = 13/\text{rad}$	79
Figura 4-11	Frequência Estimada e Desvio de Frequência para $K_{MF} = 17/\text{rad}$	79
Figura 4-12	Frequência Estimada e Desvio de Frequência para $K_{MF} = 18/\text{rad}$	80
Figura 4-13	Sinais de Entrada Distorcido e Estimado	82
Figura 4-14	Sinais de Entrada e Estimado na Situação de Distúrbios Simultâneos.83	
Figura 4-15	Diagrama de Blocos do <i>EPLL</i>	85
Figura 4 16	Diagrama de Blocos do <i>PLL</i> com Estrutura <i>SOGI-FLL</i>	85
Figura 4-17	Diagrama de Blocos do Sistema de Identificação de Harmônicos.....	85
Figura 4-18	Diferença Entre as Componentes Fundamentais dos Sinais de Entrada e	

	Estimado Diante da Variação da Amplitude	87
Figura 4-19	Diferença Entre as Componentes Fundamentais dos Sinais de Entrada e Estimado Diante da Variação da Frequência.....	88
Figura 4-20	Diferença Entre as Componentes Fundamentais dos Sinais de Entrada e Estimado Diante da Variação da Fase	89
Figura 4 21	Diagrama de Blocos do <i>PLL</i> Trifásico	90
Figura 4 22	Variação da Tensão na Fase <i>a</i>	97
Figura 4-23	Diferença ente as Tensões Estimada v_{a1}^+ e da Entrada v_{sa} Diante da Variação da Amplitude	98
Figura 4-24	Transição da Frequência do Sistema de Suprimento.....	99
Figura 4-25	Transição no Ângulo de Fase do Sistema de Suprimento	100
Figura 4-26	Transição Simultânea na Amplitude, Frequência e Fase do Sistema de Suprimento	101
Figura 4-27	Diagrama de Blocos do Controle do UPQC Utilizando o <i>PLL</i> Trifásico.....	103
Figura 4-28	Diagrama de Blocos do Controle do Filtro Ativo Série	107
Figura 4-29	Diagrama de Blocos do Controle de Amortecimento.....	108
Figura 4-30	Diagrama de Blocos do Filro Ativo Paralelo.....	108
Figura 5-1	Fonte de Suprimento Representada no Programa PSCAD/EMTDC	113
Figura 5-2	Ponte Retificadora Representada no Programa PSCAD/EMTDC	114
Figura 5-3	Conexão Back-to-Back dos Conversores Série e Paralelo Representada no Programa PSCAD/EMTDC.....	115
Figura 5-4	Circuito de Potência do Filtro Ativo Série Representado no Programa PSCAD/EMTDC	116
Figura 5-5	Circuito de Potência do Filtro Ativo Paralelo Representado no Programa PSCAD/EMTDC.....	117
Figura 5-6	Controle <i>PWM</i> do Conversor Paralelo Representado no Programa PSCAD/EMTDC	119
Figura 5-7	Controle <i>PWM</i> Linear do Conversor Série Representado no Programa PSCAD/EMTDC	119
Figura 5-8	Diagrama de Blocos do Controle de Corrente.....	120
Figura 5-9	Diagramas de Bode da FTMA para $f_{s1} = 19,44$ kHz	124

Figura 5-10	Diagrama de Bode da FTMF para $f_{sl} = 19,44$ kHz e $\xi = 0,7071$	125
Figura 5-11	Diagrama de Bode da FTMF para $f_{sl} = 19,44$ kHz e $\xi = 0,45$	126
Figura 5-12	Diagrama de Bode da FTMA para $f_{sl} = 12,6$ kHz.....	127
Figura 5-13	Diagramas de Bode da FTMF para $f_{sl} = 12,6$ kHz e $\xi = 0,7071$	127
Figura 5-14	Diagrama de Bode da FTMF para $f_{sl} = 12,6$ kHz e $\xi = 0,45$	128
Figura 5-15	Diagramas de Bode da FTMA para $f_{sl} = 38,88$ kHz.....	129
Figura 5-16	Diagramas de Bode da FTMF para $f_{sl} = 38,88$ kHz.....	129
Figura 5-17	Tensões Fase-Neutro da Fonte de Suprimento e da Carga com o Filtro Passivo de Amortecimento Clássico no Conversor Paralelo.....	132
Figura 5-18	Tensões na Fase a com Filtro Passivo de Amortecimento Clássico no Conversor Paralelo.....	133
Figura 5-19	Tensões Fase-Neutro da Fonte de Suprimento e da Carga com Filtro Passivo de Amortecimento Paralelo no Conversor Paralelo.....	133
Figura 5-20	Corrente de Carga e da Fonte com Filtro Passivo de Amortecimento Clássico no Conversor Paralelo.....	134
Figura 5-21	Correntes na Fase a com Filtro Passivo de Amortecimento Paralelo no Conversor Paralelo.....	135
Figura 5-22	Corrente de Carga e da Fonte com Filtro Passivo de Amortecimento Paralelo no Conversor Paralelo.....	136
Figura 5-23	DHT das Tensões na Carga e das Correntes na Fonte com Filtro Passivo de Amortecimento Clássico no Conversor Paralelo.....	137
Figura 5-24	Transição na Corrente de Carga.....	138
Figura 5-25	Transição na Tensão de Suprimento.....	139
Figura 5-26	Diferença Entre as Tensões Estimada de Seqüência Positiva e Fonte na Fase a com Filtro Passivo de Amortecimento Clássico no Conversor Paralelo.....	140
Figura 5-27	Detalhe da Figura 5-26 com as Tensões na Fonte e Estimada na Fase a	140
Figura 5-28	Tensões Fase-Neutro da Fonte de Suprimento e da Carga com Filtro Passivo com Amortecimento Clássico no Conversor Paralelo.....	141
Figura 5-29	Tensões Fase-Neutro da Fonte de Suprimento e da Carga com Filtro Passivo de Amortecimento Paralelo no Conversor Paralelo.....	142

Figura 5-30	Tensões na Fase <i>a</i> com Filtro Passivo de Amortecimento Paralelo no Conversor Paralelo	143
Figura 5-31	Corrente de Carga e na Fonte com Filtro Passivo de Amortecimento Clássico no Conversor Paralelo.....	143
Figura 5-32	Correntes na Fase <i>a</i> com Filtro Passivo de Amortecimento Clássico no Conversor Paralelo	144
Figura 5-33	Corrente de Carga e da Fonte com Filtro Passivo de Amortecimento de Amortecimento Paralelo no Conversor Paralelo	144
Figura 5-34	DHT das Tensões na Carga e das Correntes na Fonte com Filtro Passivo de Amortecimento Clássico no Conversor Paralelo.....	145
Figura 5-35	Diferença Entre as Tensões Estimada de Sequência Positiva e Fonte na Fase <i>a</i> com Filtro Passivo de Amortecimento Clássico no Conversor Paralelo	146
Figura 5-36	Detalhe da Figura 5-35 com as Tensões na Fonte e Estimada na Fase <i>a</i>	146
Figura 5-37	Detalhes da Tensão e Corrente na Fonte na Fase <i>a</i> com Filtro Passivo de Amortecimento Clássico no Conversor Paralelo.....	148
Figura 5-38	Detalhes da Tensão e Corrente na Fonte na Fase <i>a</i> com Filtro Passivo de Amortecimento Paralelo no Conversor Paralelo	148
Figura 5-39	Diagramas de Bode dos Filtros Passivos para o Conversor Paralelo .	151
Figura 5-40	Detalhes da Tensão na Fonte e Corrente na Fase <i>a</i> – Uso dos Filt _{1_1} e Filt _{3_1}	152
Figura 5-41	Detalhes da Tensão na Fonte e Corrente na Fase <i>a</i> – Uso dos Filt _{1_2} e Filt _{3_1}	152
Figura 5-42	Detalhes da Tensão na Fonte e Corrente na Fase <i>a</i> – Uso do Filt _{2_1} e Filt _{3_1}	152
Figura 5-43	Detalhes da Tensão na Fonte e Corrente na Fase <i>a</i> – Uso do Filt _{2_2} e Filt _{3_1}	153
Figura 5-44	Circuito Simplificado para Análise da Resposta em Frequência	154
Figura 5-45	Magnitudes das Respostas em Frequências das Funções de Transferências (5-14) e (5-17) Para FT _{I_C1} , FT _{I_C1M} , FT _{V_C1} , e FT _{V_C1M}	156
Figura 5-46	Magnitudes das Respostas em Frequências das Funções de Transferências (5-14) e (5-17) Para FT _{I_C2} , FT _{I_C2M} , FT _{V_C2} , e	

	FT _{V_C2M}	156
Figura 5-47	Magnitudes das Respostas em Frequências das Funções de Transferências FT _v , FT _I	157
Figura 5-48	Tensões Fase-Neutro do Sistema de Suprimento e da Carga com Filtro Passivo de Amortecimento Clássico no Conversor Paralelo....	158
Figura 5-49	Correntes de Carga e da Fonte com Filtro Passivo de Amortecimento Clássico no Conversor Paralelo.....	159
Figura 5-50	Diferença entre as Tensões Fase-Neutro Estimada de Seqüência Positiva e da Fonte de Suprimento na Fase <i>a</i>	160
Figura 5-51	Detalhe da Figura 5-50 com as Tensões na Fonte Estimada de Seqüência Positiva na Fase <i>a</i>	161
Figura 5-52	Tensões Fase-Neutro do Sistema de Suprimento e da Carga com Filtros Passivos Citados nas Subseções 5.4.1 e 5.4.2.....	162
Figura 5-53	Correntes de Carga e da Fonte com Filtros Passivos Citados nas Subseções 5.4.1 e 5.4.2.....	162
Figura 5-54	Magnitude das Respostas em Frequência das Funções de Transferências (5-14) e (5-17) Para FT _I , FT _{IM} , FT _v , e FT _{VM}	163
Figura 6-1	Diagrama Elétrico Simplificado do Protótipo do <i>UPQC</i>	166
Figura 6-2	Diagrama Unifilar Incluindo o Circuito de Controle do <i>UPQC</i>	167
Figura 6-3	Diagrama Esquemático de Implementação do Desequilíbrio de Tensão.....	170
Figura 6-4	Tensões de Linha na Entrada do <i>UPQC</i> sem Carga.....	171
Figura 6-5	Tensões de Linha na Entrada do <i>UPQC</i> com Carga.....	171
Figura 6-6	Correntes de Carga.....	171
Figura 6-7	Correntes na Fonte Compensadas pelo Filtro Ativo Paralelo.....	172
Figura 6-8	Correntes na Fonte Compensadas pelo <i>UPQC</i>	172
Figura 6-9	Correntes Compensada e de Compensação Injetada Pleo Filtro Ativo Paralelo na Fase <i>b</i>	173
Figura 6-10	Correntes Compensadas e Tensão de Linha na Carga <i>v_{bc}</i>	174
Figura 6-11	Correntes Compensadas e Tensão de Linha na Carga <i>v_{bc}</i> Somente com o Filtro Ativo Paralelo Operando.....	174
Figura 6-12	Correntes Compensadas e Tensão de Linha na Carga <i>v_{bc}</i> Somente com o Filtro Ativo Paralelo Operando sem o Filtro Passivo RC.....	175

Figura 6-13	Correntes na Fonte e Tensão de Linha na Carga v_{bc} Somente com o Filtro Ativo Paralelo Operando sem o Filtro Passivo RC e sem Carga	176
Figura 6-14	Correntes na Fonte e Tensão de Linha na Carga v_{bc} Somente com o Filtro Ativo Paralelo Operando com o Filtro Passivo RC	177
Figura 6-15	Transição da Carga – Correntes na Fonte e na Carga na Fase a	177
Figura 6-16	Tensões de Linha na Saída do <i>UPQC</i> com Carga	178
Figura 6-17	Tensões de Linha na Saída do <i>UPQC</i> Somente com o Filtro Ativo Paralelo Operando e com Carga	178
Figura 6-18	Tensões de Linha na Saída do <i>UPQC</i> Operando com Carga	179
Figura 6-19	Transição do Filtro Ativo Série – Tensões de Linha na Carga v_{ab} e v_{bc} e Tensão de Compensação na Fase b	179
Figura 6-20	Tensão no Elo cc , Tensão de Linha na Carga v_{bc} e Corrente Compensada na Fase b – Referência do Elo cc de 400 V	180
Figura 6-21	Tensão no Elo cc , Tensão de Linha na Carga v_{bc} e Corrente Compensada na Fase b – Referência do Elo cc de 460 V	180
Figura 6-22	Tensões de Linha	185
Figura 6-23	Cálculos dos Produtos Internos sem Sub-Amostragem e Aplicação do Ângulo de Sincronismo das Tensões	186
Figura 6-24	Ângulo de Sincronismos das Tensões – Produtos Internos Determinados com Sub-Amostragem	186
Figura 6-25	Cálculos dos Produtos Internos com Sub-Amostragem de 21 Vezes e Aplicação do Ângulo de Sincronismo das Tensões	187
Figura 6-26	Ângulo de Sincronismos das Correntes – Produtos Internos Determinados sem Sub-Amostragem	187
Figura 6-27	Cálculos dos Produtos Internos sem Sub-Amostragem e Aplicação do Ângulo de Sincronismo das Correntes	188
Figura 6-28	Cálculos dos Produtos Internos com Sub-Amostragem de 21 Vezes e Aplicação do Ângulo de Sincronismo das Correntes	189
Figura 6-29	Ângulo de Sincronismos das Correntes – Produtos Internos Determinados com Sub-Amostragem.....	189
Figura 6-30	Correntes Compensadas e Tensão de Linha na Carga v_{bc}	190
Figura 6-31	Corrente na Fonte e Tensão de Linha na Carga v_{bc} com o Filtro Ativo Paralelo Operando sem Carga	191

Figura 6-32	Corrente na Fonte da Fase <i>a</i> com o Filtro Ativo Paralelo Operando sem Filtro RC	191
Figura 6-33	Corrente na Fonte da Fase <i>b</i> e Tensão de Linha na Carga v_{bc} com o Filtro Ativo Paralelo Operando sem Filtro RC e sem Carga.....	192
Figura 6-34	Amplitude dos Harmônicos das Correntes de Carga em Percentagem em Relação à Fundamental	193
Figura 6-35	Amplitude dos Harmônicos das Correntes Compensadas pelo Filtro Ativo Paralelo em Percentagem em Relação à Fundamental	193
Figura 6-36	Amplitude dos Harmônicos das Correntes Compensadas pelo <i>UPQC</i> em Percentagem em Relação à Fundamental	191
Figura 6-37	Amplitude dos Harmônicos das Tensões de Linha com o <i>UPQC</i> Desligado em Percentagem em Relação à Fundamental	191
Figura 6-38	Amplitude dos Harmônicos das Tensões de Linha com o Filtro Ativo Paralelo Operando em Percentagem em Relação à Fundamental	191
Figura 6-39	Amplitude dos Harmônicos das Tensões de Linha com o <i>UPQC</i> Operando em Percentagem em Relação à Fundamental	191
Figura 6-40	Amplitude dos Harmônicos das Tensões de Linha com o <i>UPQC</i> Desligado em Percentagem em Relação à Fundamental	191

LISTA DE TABELAS

Tabela 2-1	Coeficientes dos Parâmetros do Filtro Amortecido de Dois Estágios	26
Tabela 2-2	Parâmetros dos Filtros Amortecidos	28
Tabela 4-1	Distorção Harmônica Total dos Sinais Estimados Pelos Algoritmos	86
Tabela 4-2	Tempos de Estabelecimento e Valor Eficaz dos Erros Frente à Variação de Amplitude	87
Tabela 4-3	Tempos de Estabelecimento e Valor Eficaz dos Erros Frente à Variação de Frequência.....	88
Tabela 5-1	Distorções Harmônicas Totais de Tensões e Correntes.....	137
Tabela 5-2	Distorções Harmônicas Totais de Tensões e Correntes.....	145
Tabela 5-3	Distorções Harmônicas Totais de Tensões e Correntes.....	160
Tabela 5-4	Distorções Harmônicas Totais de Tensões e Correntes.....	163
Tabela 6-1	Frequências Refletidas pelo <i>Aliasing</i> na Malha Interna de Cálculos dos Produtos Internos.....	183

LISTA DE SIGLAS

<i>CSC</i>	<i>Current Sourced Converter</i>
DHT	Distorção Harmônica Total
<i>DSP</i>	Digital Signal Processor (Processador Digital de Sinais)
<i>EPLL</i>	<i>Enhanced Phase Locked Loop</i>
<i>FACTS</i>	<i>Flexible AC Transmission System</i>
<i>FIR</i>	<i>Finite-Duration Impulse Response</i> (Filtros Digitais com Resposta ao Impulso de Duração Finita)
<i>FLL</i>	<i>Frequency Locked Loop</i>
FNA	Filtro <i>Notch</i> Adaptativo
<i>IEC</i>	<i>International Electrotechnical Commission</i>
<i>IEEE</i>	<i>Institute of Electrical and Electronics Engineers</i>
IEM	Interferência Eletromagnética
<i>IGBT</i>	<i>Insulated-Gate Bipolar Transistor</i>
<i>IIR</i>	<i>Infinite-Duration Impulse Response</i> (Filtros Digitais com Resposta ao Impulso de Duração Infinita)
<i>PCC</i>	<i>Point of Common Coupling</i>
<i>PLL</i>	<i>Phase Locked Loop</i>
<i>PWM</i>	<i>Pulse Width Modulation</i>
<i>SOGI</i>	<i>Second Order Generalised Integrator</i>
<i>UPQC</i>	<i>Unified Power Quality Conditioner</i>
<i>UPS</i>	<i>Uninterruptable Power Supply</i>
<i>VSC</i>	<i>Voltage Sourced Converter</i>

CAPÍTULO 1

INTRODUÇÃO

1.1 Identificação do Problema

A energia elétrica é um fator preponderante para a integração da sociedade na busca pelo desenvolvimento. A economia de uma região não pode desenvolver-se adequadamente se não for proporcionado um suprimento de energia confiável, de boa qualidade e de custo dentro da realidade financeira de cada região. Proporcionar condições para a distribuição de energia elétrica de qualidade representa o ponto de partida de prestação dos serviços essenciais e implica no aumento da qualidade de vida da sociedade.

Os parâmetros da qualidade de energia elétrica distribuída até poucas décadas passadas limitavam-se apenas à verificação da frequência da tensão de suprimento (que não deve sofrer variações) e do seu valor eficaz (funcionamento em regime permanente nos valores nominais dos equipamentos existentes no sistema elétrico).

Com o avanço da tecnologia dos dispositivos semicondutores de potência, foi possível inserir o seu uso em uma grande gama de equipamentos industriais, fato que possibilitou um acentuado avanço do processo produtivo das indústrias. Por outro lado, devido às suas características não-lineares, estes equipamentos industriais são causadores em potencial de distúrbios nos sistemas elétricos das concessionárias, visto que drenam formas de ondas distorcidas de corrente [1]. Estes mesmos semicondutores de potência podem também ser encontrados nos equipamentos eletro-eletrônicos presentes nas residências, o que contribui de forma ainda mais acentuada para a injeção de correntes harmônicas no sistema elétrico.

Se por um lado os modernos processos automatizados e equipamentos eletro-eletrônicos em geral necessitam de um suprimento de energia de boa qualidade, por outro lado, eles mesmos constituem fontes de não-linearidades nas redes de distribuição, contribuindo sensivelmente com a perda de qualidade da

tensão de suprimento. Pode-se imaginar o problema em um parque industrial com vários consumidores com processos modernos de fabricação.

Diante deste contexto fica estabelecida uma situação paradoxal, pois ao mesmo tempo em que poluem o sistema elétrico, estes equipamentos necessitam de uma energia de boa qualidade para operarem de forma adequada.

Distorções em formas de ondas de tensões e correntes podem se expressar em termos de harmônicos, ou ainda apresentando transitórios. Com maior frequência, as tensões e correntes têm apresentado comportamento menos estacionário, em alguns casos, até mesmo sem periodicidade. Em determinadas situações os sistemas elétricos de distribuição poderão operar diante da existência de subharmônicos e inter-harmônicos, além dos componentes harmônicos múltiplos inteiros da frequência fundamental do sistema.

Também cabe ser ressaltado que os desequilíbrios nas formas de ondas das tensões de suprimento são outros tipos de distúrbios que podem refletir em grandes problemas ao sistema elétrico e aos consumidores [2].

Na década de 70, os conceitos básicos dos filtros ativos foram introduzidos [3], sendo desde então, realizados estudos relacionados com os seus princípios operacionais e com o desenvolvimento destes equipamentos. No mesmo sentido, grupos de pesquisas e empresas ligadas à distribuição de energia vêm pesquisando e desenvolvendo equipamentos relacionados com o conceito de *Custom Power* aplicado em sistemas de distribuição que foi introduzido por *Hingorani* [4].

Neste contexto, esforços têm sido direcionados na busca por soluções que possam atenuar os problemas de harmônicos, reativos e desequilíbrios no sistema elétrico. Os filtros ativos são equipamentos que podem compensar harmônicos de tensões e correntes, assim como compensar os desequilíbrios nas tensões e correntes, além de possibilitar a compensação da parcela reativa da corrente de carga.

Pode ser verificado na literatura atual o crescente uso de técnicas de controle digital por meio de microprocessadores no comando e controle de sistemas baseados em conversores estáticos. Novas tecnologias surgem na área da engenharia, propiciando o desenvolvimento de equipamentos que proporcionam uma melhoria na qualidade de vida da sociedade. Sendo que este fato exige a

concepção e aplicação de técnicas muito complexas, tornando economicamente inviáveis pelo número de componentes que seriam necessários, ou mesmo não implementáveis por meio de métodos clássicos da eletrônica analógica/digital. Neste contexto, a aplicação de microprocessadores e Processadores Digitais de Sinais (*Digital Signal Processors - DSPs*) tem viabilizado o desenvolvimento e implementação de sistemas que requerem processamento e controle mais complexos.

Podem ser citados os seguintes aspectos positivos relacionados à utilização de controle digital:

- 👉 Facilidade e flexibilidade no desenvolvimento e implementação de algoritmos de controles e moduladores, visto que as modificações e ajustes necessários podem ser realizados por intermédio de alterações em linhas de programação do *software*;
- 👉 Facilidade no monitoramento do sistema, possibilitando a aplicação de diferentes funções de forma simplificada, tais como: proteção sinalizações e etc;
- 👉 Maior facilidade na implementação de algoritmos de controle que necessitem de técnicas de controle e/ou de processamento digital de sinais mais avançadas;
- 👉 Redução no número de componentes eletrônicos das placas de comandos dos conversores, resultando na redução nos custos e facilitando a implementação do produto final no processo de fabricação em linhas de produção;
- 👉 Menor custo e maior confiabilidade no controle de sistemas que necessitem de algoritmos de controles complexos, visto que praticamente trata-se do mesmo *hardware*, tendo em vista que em muitas oportunidades o sistema já disponibiliza diversas entradas Analógica/Digital (A/D) e Digital/Analógica (D/A), podendo-se monitorar sistemas multivariáveis.

Contudo, algumas desvantagens na aplicação de controle digital também devem ser citadas:

- ✎ O custo pode se tornar elevado especialmente se for utilizado em alguns casos como: sistema de controle que se enquadra no caso de sistemas *SISO* (monovariáveis);
- ✎ O projeto no domínio discreto pode apresentar problemas relacionados com erros de quantização, taxa de amostragem de aquisição dos sinais, resolução dos conversores A/D e D/A, tipo de microprocessador (ponto fixo ou ponto flutuante), memória necessária e etc.

Em grande parte das aplicações em eletrônica de potência, tais como filtros ativos, que é tópico desta pesquisa, necessita-se de controle, supervisão e regulação da tensão e corrente.

O controle destas variáveis pode ser realizado por intermédio do comando adequado das chaves semicondutoras da estrutura de potência do equipamento em questão. Pode-se citar um método que é normalmente empregado onde se tem a variação do tempo de condução das chaves semicondutoras em relação ao período de comutação, que é denominado de MLP (Modulação por Largura de Pulsos). Com o avanço tecnológico a modulação MLP (*PWM - Pulse Width Modulation*) tem sido empregada com sucesso em diferentes tipos e finalidades.

Com a aplicação de comando adequado é possível controlar as estruturas baseadas em eletrônica de potência. Isto reflete em diversas aplicações, tais como:

- ❖ Controle de máquinas elétricas;
- ❖ *UPS –Uninterruptable Power Supply*;
- ❖ Processamento de energia foltovoltáica;
- ❖ Fontes de alimentação com alta densidade de potência;
- ❖ Estabilizadores de tensão;
- ❖ Controle de equipamentos *FACTS (Flexible AC Transmission System)*;
- ❖ Controle de equipamentos definidos no conceito de *Custom Power*, tais como filtros ativos, restauradores dinâmicos de tensão e etc.

1.2 Motivação e Objetivos

A temática relacionada ao condicionamento de energia elétrica é de grande interesse no meio acadêmico há algum tempo e, mais recentemente, tem despertado o interesse do setor produtivo. O avanço tecnológico dos sistemas microprocessados tem permitido a aplicação de algoritmos cada vez mais complexos, o que tem propiciado inúmeras publicações conforme foi verificado na revisão bibliográfica realizada.

A motivação principal deste trabalho é realizar um estudo do Condicionador Unificado de Energia (*UPQC – Unified Power Quality Conditioner*) por meio da proposição de novos algoritmos de controle que possam realizar a compensação de harmônicos e desbalanços nas tensões da fonte e corrente de carga. Além disto, o algoritmo de controle do filtro ativo paralelo do *UPQC* deve possibilitar a compensação também da parcela reativa da corrente de carga.

Os principais objetivos do presente trabalho são:

- Possibilitar a discussão dos problemas relacionados às distorções harmônicas e desequilíbrios em sistemas de energia elétrica;
- Desenvolver um algoritmo de controle simplificado para o *UPQC* baseado na teoria das potências ativa e reativa instantâneas (Teoria p-q) [5];
- Desenvolver um algoritmo de controle para o *UPQC* baseado em um novo algoritmo *PLL – Phase Locked Loop*, por meio do qual é possível definir as variáveis de controle diretamente nas tensões e correntes medidas;
- Verificar o desempenho dos controles propostos por intermédio de simulações digitais do modelo do *UPQC* compensando harmônicos e desequilíbrios de tensão e corrente;
- Apresentar as informações básicas relativas a implementação do protótipo experimental do condicionador *UPQC*, bem como mostrar os resultados experimentais obtidos utilizando os algoritmos de controle ora propostos, a fim de comprovar a eficácia dos algoritmos apresentados.

1.3 Estrutura do Trabalho

Esta tese de doutorado foi dividida em 7 capítulos. No primeiro capítulo foram apresentados a motivação e os objetivos deste trabalho, além de um breve relato do condicionamento de energia, e a importância dos processadores digitais na aplicação de filtros ativos.

O Capítulo 2 traz as informações gerais relacionadas ao condicionador *UPQC* para sistemas a três fios, como o princípio de funcionamento, as características do circuito de potência, incluindo algumas topologias dos filtros de saídas utilizados nos conversores série e paralelo. Também é relatado o número de tensões e correntes a serem medidas e utilizadas nos algoritmo de controle do condicionador *UPQC*. Por fim, são apresentados os modelos dos moduladores *PWM* adotados para os filtros ativos série e paralelo que compõem o *UPQC*.

O Capítulo 3 mostra o equacionamento do algoritmo de controle simplificado baseado na teoria da potência instantânea (Teoria p-q). São esclarecidos os detalhamentos dos algoritmos dos filtros ativos série e paralelo, além de testes preliminares com estes algoritmos que compõem o controle do condicionador *UPQC*.

No Capítulo 4 é relatado o algoritmo de controle para o condicionador *UPQC* concebido, a partir de um modelo de *PLL*, proposto neste trabalho. Num primeiro momento é detalhado o algoritmo do *PLL* monofásico, a partir do qual foi estruturado o modelo do *PLL* trifásico, e o próprio algoritmo do condicionador *UPQC*. São realizadas simulações computacionais com os modelos monofásico e trifásico diante de diferentes tipos de distúrbios, com o intuito de mostrar o comportamento de ambos, tanto em relação à precisão como também em relação à sua resposta dinâmica.

No Capítulo 5 são analisadas as características de compensação de harmônicos e desbalanços da tensão da fonte e corrente de carga, considerando o controle do *UPQC*, utilizando o algoritmo simplificado baseado na Teoria p-q e o algoritmo de compensação de corrente e tensão baseado no *PLL* trifásico proposto.

Os resultados experimentais obtidos por meio de um protótipo de condicionador *UPQC* implementado em laboratório são mostrados e discutidos no Capítulo 6, além dos aspectos gerais do citado protótipo.

Finalmente, o Capítulo 7 apresenta as conclusões gerais relativas a esta pesquisa e também mostra algumas sugestões que podem ser investigadas em pesquisas futuras visando a continuidade do trabalho ora realizado.

CAPÍTULO 2

CONDICIONADOR UNIFICADO DE ENERGIA

2.1 Considerações Iniciais

Neste capítulo é realizada uma abordagem geral a respeito do Condicionador Unificado de Energia (*UPQC – Unified Power Quality Conditioner*). Serão abordados o seu princípio de operação, bem como os aspectos gerais dos seus circuitos de potência e controle relativos à integração dos filtros ativos série e paralelo.

Serão mostradas algumas configurações de filtros passivos que podem ser utilizados na filtragem dos componentes de alta frequência gerados pela operação dos conversores dos filtros ativos série e paralelo.

2.1 Princípio de Compensação Ativa

Os problemas de qualidade de energia têm ao longo da última década despertado grande interesse devido ao impacto econômico originado, tanto em termos de consumidores como também das próprias concessionárias de energia elétrica. A crescente utilização de cargas não-lineares tem contribuído para afetar a qualidade de energia dos sistemas elétricos de distribuição tanto em termos de geração de reativos, como também pela injeção de correntes distorcidas. A circulação destas correntes distorcidas ao longo do próprio sistema de distribuição pode refletir na distorção das formas de ondas das tensões de suprimento. Deste modo, outros consumidores podem ser afetados por serem supridos por tensões distorcidas.

Caracteriza-se com este fato que a definição de qualidade de energia não está apenas relacionada com os aspectos da tensão fornecida aos consumidores pelos sistemas de distribuição das concessionárias, mas também com a qualidade da corrente elétrica drenada da rede por estes consumidores.

Até recentemente as distorções harmônicas nas formas de onda de sistemas elétricos de potência criavam poucos problemas, com exceções de alguns casos especiais, tais como subestações de sistemas para trens elétricos, retificadores/inversores para sistemas de transmissão em corrente contínua, entre outros.

Contudo, com o avanço do uso da tecnologia dos semicondutores de potência, este quadro se modificou, tendo em vista que foi possível inserir o uso deste tipo de tecnologia em equipamentos elétricos e eletrônicos presentes tanto nas indústrias como nas residências.

Estes semicondutores, apesar de propiciarem o desenvolvimento de equipamentos elétricos e eletrônicos cada vez mais sofisticados, apresentam características não-lineares em sua funcionalidade, de modo que, na análise da qualidade de energia elétrica, o tema das distorções nas formas de ondas de tensão e corrente passou a ser foco de grande atenção, visto que os efeitos gerados por estas formas de ondas distorcidas são cada vez mais perceptíveis.

As distorções nas formas de ondas são um dos problemas mais comuns vivenciados em sistemas elétricos de distribuição e este assunto tem despertado muita atenção por parte das concessionárias de energia elétrica. Normas de âmbito internacional consideradas pelo *IEEE (Institute of Electrical and Electronics Engineers)* [6, 7] e também do *IEC (International Electrotechnical Commission)* [8] têm abordado o tema em questão e, inclusive, proposições de limites do grau de distorções harmônicas nas tensões e correntes são apresentados. Desta forma, visando manter os índices de distorções harmônicas dentro de limites propostos por normas [6-8] é necessário considerar a utilização de sistemas de compensação.

2.2.1 Filtros Passivos

A aplicação de filtros passivos é uma maneira prática tradicional considerada na redução da amplitude de tensões e corrente de frequências harmônicas. De uma forma geral, os filtros passivos podem ser classificados pelo

seu modo de conexão na rede elétrica, pelo seu fator de qualidade, bem como pelo número e frequências dos seus pontos de ressonâncias.

Os filtros passivos série atuam como um circuito de bloqueio para um componente harmônico em uma frequência específica ou harmônicos em uma faixa de frequência em relação a uma parte da rede elétrica. Este tipo de filtro apresenta um custo elevado sendo pouco utilizado, tendo em vista que devem ser dimensionados em termos de apresentar uma capacidade compatível com a corrente nominal do ponto onde forem instalados no circuito.

Uma solução comumente utilizada é o filtro passivo paralelo, que se caracteriza por oferecer um caminho de baixa impedância para correntes harmônicas, evitando, assim que estas correntes penetrem em determinadas partes do sistema.

2.2.1.1 Filtros Passivos Paralelos

Consistindo de capacitores, indutores e ou resistores estes tipos de filtros podem ser definidos em dois tipos: filtros sintonizados e filtros amortecidos (filtros passa altas). Este tipo de filtragem apresenta alguns aspectos negativos, tais como:

- ✓ As características de filtragem são influenciadas pelas impedâncias da fonte de suprimento, bem como das outras impedâncias existentes no sistema;
- ✓ Não operam de forma correta em situações em que a frequência do sistema varia;
- ✓ Susceptibilidade à ocorrência de ressonância série e/ou paralela entre a fonte e o filtro;
- ✓ Absorvem harmônicos oriundos de outros pontos do circuito, o que irá refletir em uma sobrecarga para o filtro.

A Figura 2-1 ilustra as configurações de filtros passivos sintonizados (sintonias única e dupla). De modo similar, a Figura 2-2 mostra as configurações dos filtros amortecidos de primeira, segunda e terceira ordens, respectivamente.

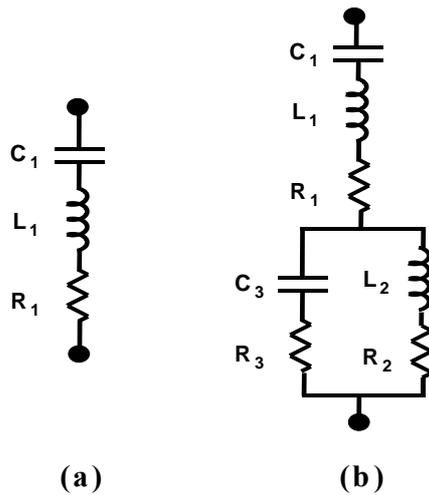


Figura 2-1: Filtros Passivos Sintonizados – (a) Filtro de Sintonização Única e (b) Filtro de Sintonia Dupla.

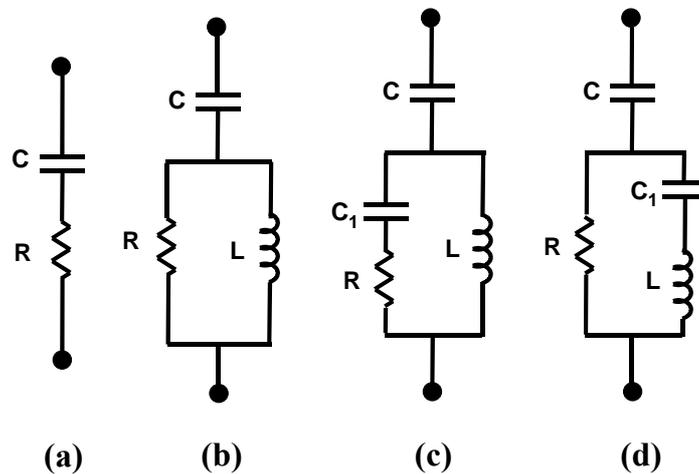


Figura 2-2: Filtros Passivos Amortecidos – (a) Filtro de Primeira Ordem, (b) Filtro de Segunda Ordem, (c) Filtro de Terceira Ordem e (d) Filtro do Tipo-C.

2.2.2 Filtros Ativos de Potência

Os aspectos negativos dos filtros passivos RLC que foram citados na seção 2.2.1, não ocorrem em situações em que os filtros ativos são utilizados, porque estes são auto-sintonizáveis e seletivos na execução da filtragem. Os filtros ativos podem ainda ser utilizados no balanceamento de cargas e/ou tensões. Estes podem ser utilizados em sistemas de distribuição, próximo das cargas que geram correntes harmônicas, as quais podem afetar outras cargas sensíveis, conectadas ao mesmo barramento.

O objetivo da aplicação dos filtros ativos é possibilitar que a corrente drenada da fonte de suprimento, e/ou a tensão fornecida à carga sejam senoidais e balanceadas. Ainda salienta-se que outro benefício deste tipo de equipamento é a compensação de potência reativa exigida pela carga.

Diferentes configurações de filtros ativos foram apresentadas e testadas na literatura com sucesso [9], tais como: paralela, série, híbrida (que utiliza filtragem passiva conjuntamente com a ativa), e o Condicionador Universal de Potência (*UPQC – Unified Power Quality Conditioner*, que é uma combinação dos filtros ativos série e paralelo). Estes tipos de condicionadores podem ser aplicados em sistemas monofásicos e também em trifásicos a três ou quatro fios.

De um modo específico, os filtros ativos podem ser divididos em duas grandes classes:

- Filtro ativo série e,
- Filtro ativo paralelo.

Visando efetivar o cancelamento das distorções na forma de onda de tensão utiliza-se a compensação ativa série, a qual está representada na Figura 2-3.

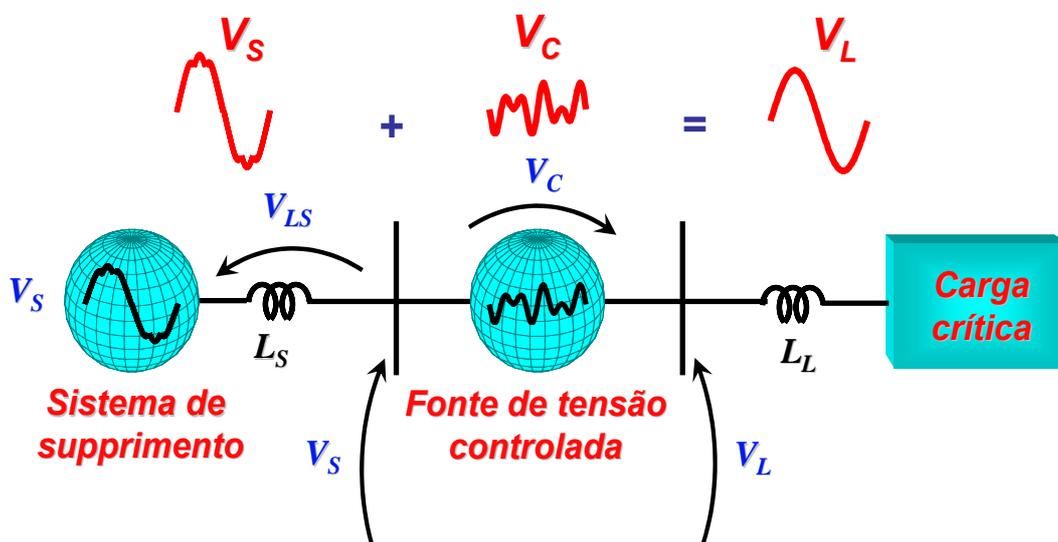


Figura 2-3: Princípio de Compensação Ativa Série de Tensão.

O filtro ativo série atua como uma fonte de tensão controlada, produzindo uma tensão de compensação V_C em série com a tensão V_S do sistema de suprimento no ponto de acoplamento comum com a carga crítica. Deste modo, a tensão

compensada V_L , que é fornecida à carga crítica, será senoidal. A operação da filtragem série proporciona a compensação de possíveis desequilíbrios que, porventura, estejam presentes na tensão de suprimento V_S . Como resultado, a tensão que será entregue à carga crítica será também equilibrada.

Para cancelar as distorções da forma de onda de corrente, a filtragem ativa paralela é uma metodologia eficaz e é representada pela Figura 2-4.

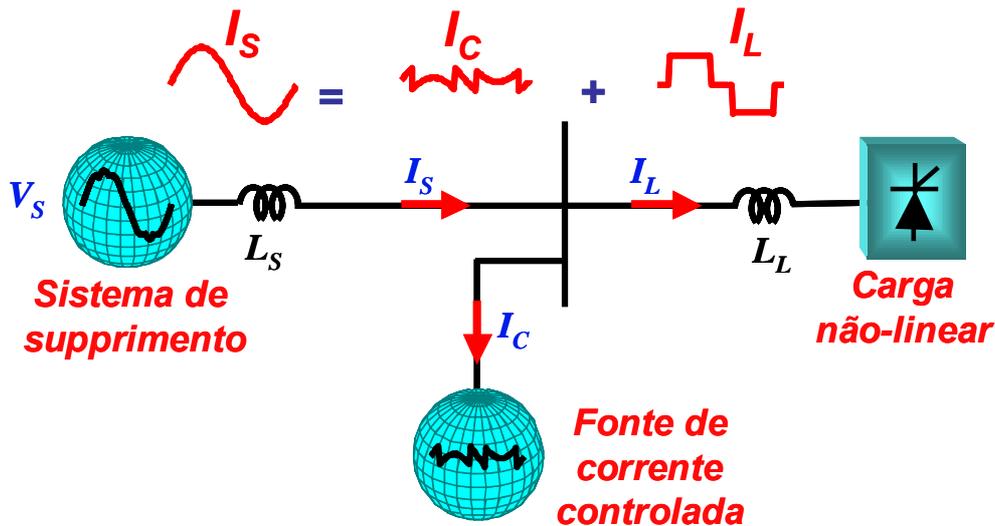


Figura 2-4: Princípio da Compensação Ativa Paralela de Corrente.

O filtro ativo paralelo apresenta um comportamento dual em relação ao filtro ativo série, atuando como uma fonte de corrente controlada que produz uma corrente de compensação I_C , que é adicionada à corrente I_L exigida pela carga não-linear. Devido a tal fato, a corrente I_S drenada da fonte poderá se senoidal.

Com a atuação do filtro ativo paralelo, a corrente na fonte I_S não será composta de componentes de seqüência negativa ou zero (este último no caso de sistemas a 4 fios). Além disto, a corrente I_S drenada da fonte estará em fase com a componente fundamental da tensão V_S na fonte de suprimento.

Um dos aspectos mais relevantes no projeto do filtro ativo é a estratégia de controle considerada na determinação das correntes e/ou tensões de compensação. Este tema vem sendo discutido nos últimos 20 anos com publicações de diversos trabalhos [10-23].

Entretanto, em vários trabalhos publicados, os resultados de aplicações de filtros ativos foram apresentados de forma imprecisa, quer seja pelo fato do sistema

básico modelado não condizer com a realidade prática, ou mesmo devido aos problemas de interpretação confusa de algumas estratégias de controle já desenvolvidas, tendo em vista a não utilização de algoritmos de sincronismo *PLL* (*Phase locked loop*) em estratégias que visam obter correntes senoidais na fonte, como trabalhos mostrados em [24-27]. Deste modo, discussões relativas a este tema podem ainda gerar discussões com aspectos teóricos e práticos importantes, principalmente, em termos de simplificações de algumas estratégias já existentes e desenvolvimentos de outras baseadas em novos algoritmos de sincronismos *PLL*. No que tange a algoritmos *PLL* em particular, é um fator de grande interesse que o mesmo estime as suas grandezas de forma precisa e rápida mesmo diante de sinais com elevado grau de distorção.

Por exemplo, como relatado por Aredes *et al.* [21], deve-se atentar que em situações em que as tensões de suprimento são distorcidas e/ou desbalanceadas, nenhuma estratégia de controle possibilitará que de, forma simultânea, os seguintes aspectos sejam atendidos por meio da aplicação de filtros ativos:

- a potência ativa fornecida pela fonte seja constante;
- as correntes na fonte sejam senoidais;
- as tensões e correntes na fonte sejam proporcionais, ou seja, linearmente dependentes.

A Figura 2-5 ilustra a combinação das compensações ativas série e paralela, onde as fontes controladas de tensão e corrente operam de forma conjunta compensando de forma simultânea as distorções e/ou desequilíbrios nas formas de ondas de tensão e corrente, respectivamente. Sendo assim, este equipamento desempenha um papel efetivo em situações em que as correntes drenadas pela carga não-linear e as tensões de suprimento apresentem simultaneamente desequilíbrios e / ou harmônicos. Além disso, caso seja necessário, a compensação ativa paralela possibilita a compensação da parcela reativa da corrente de carga, tornando a corrente compensada em fase com a tensão.

Existem compensadores que combinam filtros ativos com filtros passivos, sendo denominados filtros híbridos. Apesar de necessitarem de um menor investimento para a sua implementação, pois é possível uma redução das potências

nominais dos filtros ativos, estes compensadores híbridos não apresentam a mesma capacidade e flexibilidade de compensação que o condicionador *UPQC*.

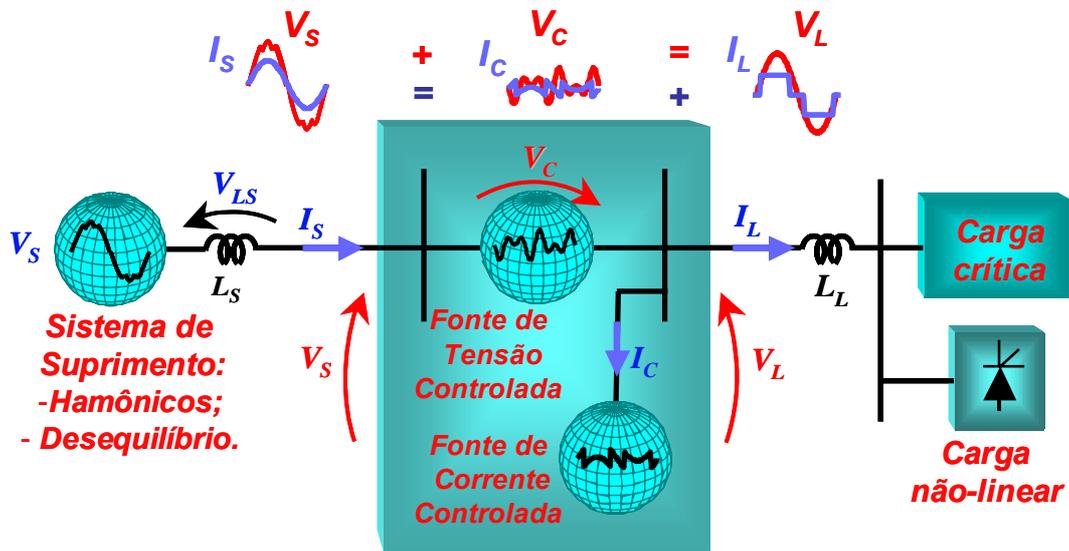


Figura 2-5: Princípio da Atuação Conjunta das Compensações Ativas de Tensão e Corrente.

2.3 Aspectos Gerais do Condicionador *UPQC*

O condicionador *UPQC* é caracterizado em termos de suas duas partes distintas:

- Circuito de Potência (Conversores *PWM* Série e Paralelo);
- Circuito de Controle (Controle integrado dos filtros ativos Série e Paralelo).

Neste trabalho foi considerada a topologia do *UPQC* mostrada na Figura 2-6. Pode-se verificar os dois conversores bi-direcionais conectados por meio de um elo *cc*. O conversor série bi-direcional é composto por seis chaves, sendo conectado por meio de 3 transformadores monofásicos em série com a rede CA. O conversor paralelo bi-direcional também é composto por seis chaves semicondutoras de potência.

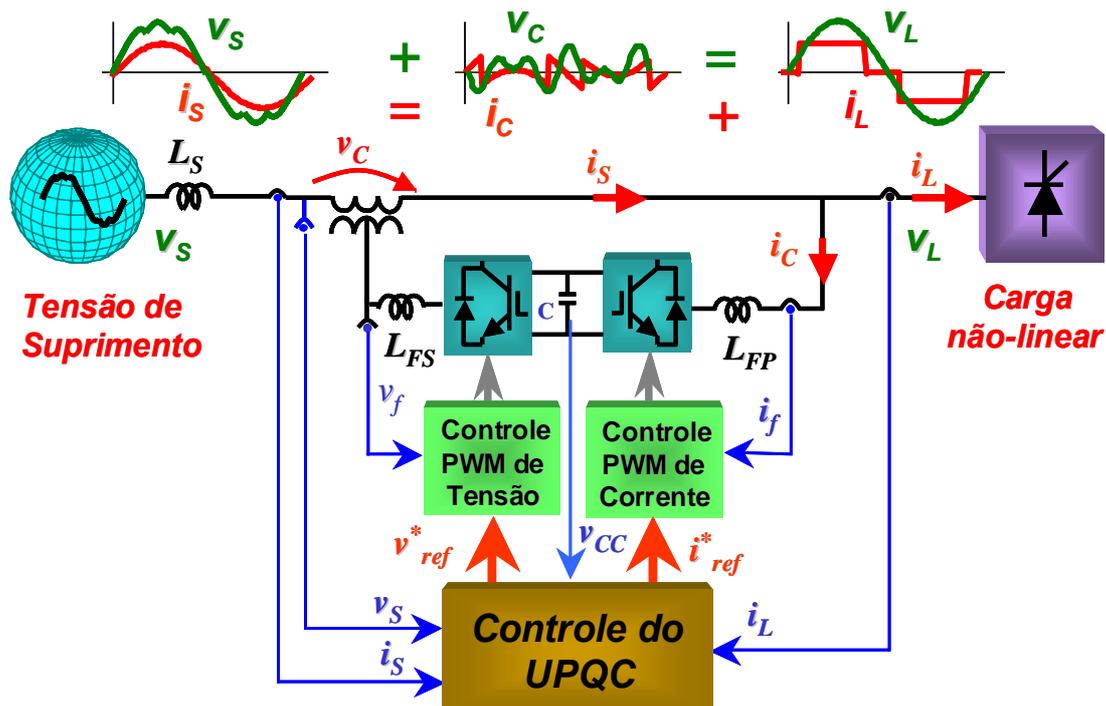


Figura 2-6: Diagrama Unifilar Básico do Condicionador UPQC.

O conversor *PWM* série do UPQC comporta-se como uma fonte de tensão controlada (filtro ativo série), enquanto o conversor *PWM* paralelo do UPQC comporta-se como uma fonte de corrente controlada (filtro ativo paralelo). A filtragem ativa realizada conjuntamente pelos dois conversores é com acúmulo de energia capacitor, pois nenhuma fonte de tensão é conectada no elo de tensão CC, mas somente um capacitor.

O controle integrado dos filtros ativos série e paralelo (Controle do UPQC) determina, em tempo real, as tensões de compensação (referência) v_{ref}^* e as correntes de compensação (referência) i_{ref}^* .

A relação entre as tensões na carga v_L , compensação v_C e na fonte v_S é representada por

$$v_L = v_C + v_S. \quad (2-1)$$

De forma dual, a relação ente as correntes na carga i_L , compensação i_C e na fonte i_S é dada por

$$i_S = i_C + i_L. \quad (2-2)$$

A tensão da rede de suprimento v_S e a corrente da carga i_L são compensadas incluindo seus desequilíbrios presentes na frequência fundamental e as potências

ativa (real) oscilante e reativa (imaginária). Com isto, as tensões entregues à carga v_L e as correntes drenadas da fonte i_S passam a ser balanceadas, livres de harmônicos e em fase com a seqüência positiva das tensões medidas na fonte.

O Filtro Ativo Paralelo regula a tensão do elo de tensão CC, absorvendo energia do sistema de distribuição, recompondo as perdas nos conversores *PWM*.

Para este trabalho em particular, as atribuições associadas de forma independente com os filtros ativos série e paralelo que formam o condicionador *UPQC*, são elencadas a seguir:

Filtro Ativo Série

- Compensar os harmônicos presentes nas tensões de suprimento e desequilíbrio (de seqüência negativa) na freqüência fundamental,
- Bloquear as componentes harmônicas das correntes presentes na rede, impedindo que fluam para a carga sensível, através dos transformadores do Filtro Ativo Série,
- Melhorar a estabilidade do sistema por meio de um controle de amortecimento inserido no controle do Filtro Ativo Série.

Filtro Ativo Paralelo

- Compensar os harmônicos presentes nas correntes da carga não-linear, bem como os desequilíbrios presentes na freqüência fundamental,
- Compensar o fator de potência por meio da compensação da potência reativa (imaginária) exigida pela carga,
- Regular a tensão do elo CC.

2.3.1 Circuito de Potência

A configuração do circuito de potência do *UPQC* trifásico a três fios considerada neste trabalho é ilustrada na Figura 2-7. Nesta configuração do circuito de potência do condicionador *UPQC*, em particular, foi considerado um número reduzido de pontos de medições em relação ao número tradicionalmente utilizado.

Neste caso, os dois conversores são alimentados por fonte de tensão (comumente chamado de *VSC – Voltage Sourced Converter*), outra opção seria utilizar uma configuração dual em termos de formas de ondas tensão e corrente, com dois conversores alimentados por fonte de corrente (comumente chamado de *CSC – Current Sourced Converter*). Em grande parte os trabalhos nesta área utilizaram o conversor alimentado por fonte de tensão, sendo que a principal motivação é o fato de o mesmo apresentar perdas menores em relação ao conversor alimentado por fonte de corrente [28].

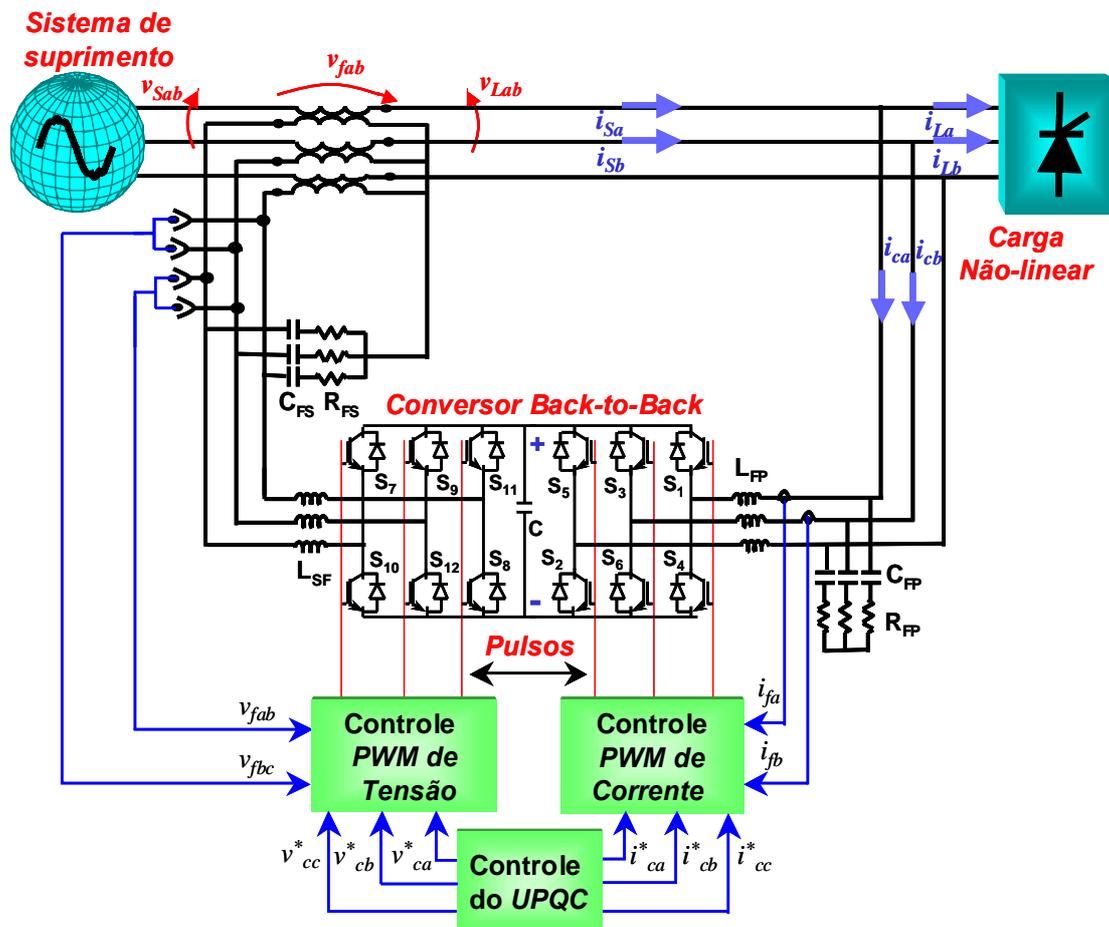


Figura 2-7: Condicionador UPQC Trifásico a Três Fios.

O uso de filtros passivos do tipo passa altas (passivos amortecidos de primeira ordem - RC), de forma combinada com as indutâncias de comutação L_{FS} e L_{FP} , como ilustrado na Figura 2-7, formando um filtro RLC, é uma alternativa interessante na maioria das situações, na melhoria da filtragem dos harmônicos oriundos do chaveamento dos conversores, visto que são harmônicos de ordem elevada e de pequena magnitude. Contudo, outras topologias de filtros passivos

podem ser utilizadas juntamente com as indutâncias de comutação L_{FS} e L_{FP} visando obter um melhor desempenho na filtragem da ondulação (*ripple*) gerada pelas variações rápidas das tensões nos conversores. Em termos gerais, a filtragem passiva nos dois conversores deve possibilitar que a operação dos mesmos não provoque qualquer tipo de mau funcionamento nas outras cargas conectadas ao sistema de suprimento, devido à Interferência Eletromagnética - IEM conduzida.

O conversor paralelo deve ser do tipo regulado em corrente, pois deve gerar correntes de compensação com componentes de frequências semelhantes às geradas pela carga não-linear. O conversor série deve controlar a tensão, visto que este deve operar como uma fonte de tensão controlada.

Devido às suas características operacionais, as correntes e tensões de compensação geradas pelos conversores *PWM* contêm componentes em altas frequências. Visando obter a reprodução de sinais por meio de técnicas de chaveamento, faz-se necessário que a frequência de chaveamento dos conversores *PWM* deva ser pelo menos 10 vezes maior que a maior componente de frequência existente na corrente da carga não-linear ou da tensão de suprimento que se pretende compensar por meio dos filtros ativos paralelo e série.

Devido às perdas nas chaves semicondutoras de potência aumentarem em função do aumento da frequência de chaveamento, é imposto um limite superior para esta frequência em implementações práticas.

A conexão interligando o filtro ativo série com a rede é realizada por meio de três transformadores monofásicos. Como o sistema é trifásico a três fios, os lados destes transformadores em relação ao conversor série, são conectados em estrela, com o neutro suspenso.

2.3.1.1. Filtros Passivos nas Saídas dos Conversores

Os dois conversores alimentados por fonte de tensão impõem a utilização de indutores de alisamento L_{FS} e L_{FP} nas saídas, os quais possibilitam a redução dos componentes de alta frequência impostos pelos chaveamentos dos conversores. Entretanto, considerar somente a aplicação de um indutor na saída dos conversores (sistema representativo de um filtro de primeira ordem) exigiria valores de indutâncias extremamente elevados visando atender aos requisitos de filtragem que

possibilitem um baixo nível de Interferência Eletromagnética - IEM conduzida. Nesta situação, os efeitos seriam quedas de tensões elevadas nos indutores de comutação L_{FS} e L_{FP} , além de prejuízo na dinâmica frente às respostas nas variações de carga.

A inclusão de capacitores na saída os indutores de alisamentos L_{FS} e L_{FP} modifica a configuração do lado CA do conversor, propiciando um caminho alternativo ao fluxo da componente na frequência de chaveamento. O filtro LC resultante nesta topologia está mostrado na Figura 2-8, e representa um circuito de segunda ordem, o que reflete em um aumento na taxa de atenuação de 20dB/década para 40 dB/década acima da frequência de corte (freq. de ressonância). Na frequência natural de ressonância a impedância do filtro atinge seu menor valor, sendo a frequência de ressonância determinada em rad/s por:

$$\omega_C = \frac{1}{\sqrt{LC}}. \quad (2-3)$$

Sendo que Z_o e Z_i representam as impedâncias de saída e de entrada do filtro passivo $L_F C_F$, respectivamente. A impedância de entrada Z_i do filtro $L_F C_F$ vista pela saída do conversor é dada por

$$Z_i|_{i_o=0} = \frac{L_F C_F s^2 + 1}{C_F s}. \quad (2-4)$$

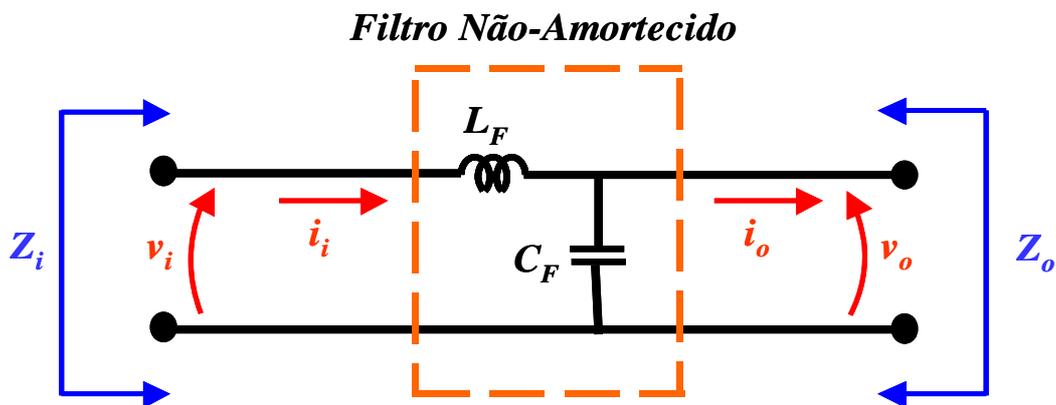


Figura 2-8: Filtro LC.

A impedância de saída Z_o do filtro é dada por

$$Z_o|_{v_i=0} = \frac{sL_F}{L_F C_F s^2 + 1}, \quad (2-5)$$

a função de transferência deste filtro é representada por

$$FT = \frac{v_o}{v_i} \Big|_{i_o=0} = \frac{1}{L_F C_F s^2 + 1}. \quad (2-6)$$

Os filtros passivos utilizados nas saídas dos conversores série e paralelo necessitam de um amortecimento para evitar os graves problemas associados à ocorrência do fenômeno de ressonância. O amortecimento adequado não deve descaracterizar o desempenho requerido ao filtro passivo em relação à sua capacidade de filtragem da componente de alta frequência gerada pelo chaveamento do conversor.

2.3.1.2. Amortecimento dos Filtros Passivos

O amortecimento de filtros está relacionado inversamente com a seletividade na filtragem imposta pelos mesmos, ou seja, quanto menos amortecimento for imposto ao circuito maior será o nível de atenuação do sinal a ser filtrado. O fator de seletividade do filtro (fator Q), que é adimensional, é estabelecido pela relação da frequência de corte com a banda passante conforme

$$Q = \frac{\omega_c}{\text{Banda Passante}}. \quad (2-7)$$

Sendo que a banda passante é a faixa de frequência em que a magnitude da relação entre a saída e entrada do filtro é de no mínimo 70.7 % do seu valor de pico. O amortecimento pode ser aplicado por meio da inserção de resistores em série ou em paralelo com os elementos passivos dinâmicos do filtro considerado, sendo que isto pode ser realizado por meio de diferentes configurações de filtros passivos amortecidos. É de fundamental importância analisar a relação entre a sua capacidade de não amplificar possíveis componentes harmônicos na frequência de ressonância com a sua taxa de atenuação do sinal na frequência a ser filtrada. Além disto, deve ser comentado que não é interessante que o filtro passivo represente uma carga capacitiva elevada na frequência fundamental para o sistema, tendo em vista que isto acarretaria em alteração principalmente na compensação de corrente. A

seguir são apresentadas algumas topologias mais comuns que podem ser utilizadas como filtros passivos amortecidos nas saídas de conversores.

- **Filtro amortecido de segunda ordem clássico ($R_A L_F C_F$):** A Figura 2-9 ilustra inclusão de um resistor em série, com o capacitor C_F que impõe o amortecimento ao filtro. Devido ao amortecimento, nesta topologia a taxa de atenuação acima da frequência de corte é inferior aos 40 dB/década do circuito sem amortecimento mostrado na Figura 2-9.

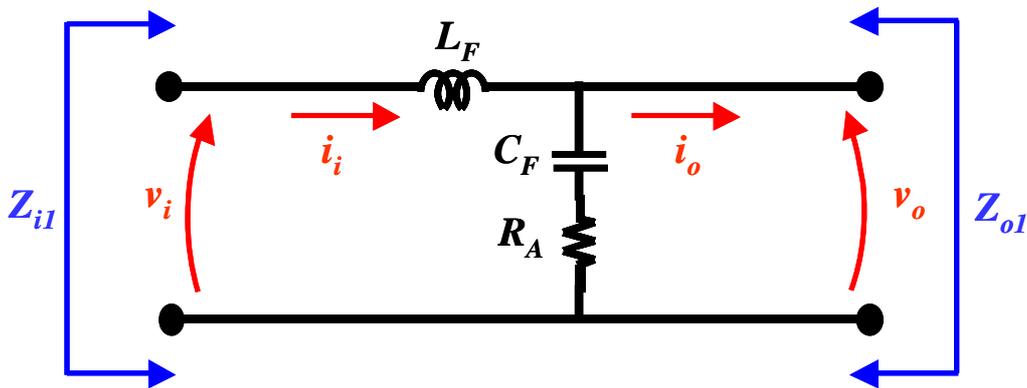


Figura 2-9: Filtro de Segunda Ordem com Resistor em Série com Capacitor.

A impedância de entrada é dada por

$$Z_{il}(s) \Big|_{i_o(s)=0} = \frac{L_F C_F s^2 + R_A C_F s + 1}{C_F s}. \quad (2-8)$$

A impedância de saída é dada por

$$Z_{ol}(s) \Big|_{v_i(s)=0} = \frac{L_F C_F R_A s^2 + L_F s}{L_F C_F s^2 + C_F R_A s + 1}. \quad (2-9)$$

A função de transferência é dada por

$$FT_1(s) = \frac{v_o(s)}{v_i(s)} \Big|_{i_o(s)=0} = \frac{C_F R_A s + 1}{L_F C_F s^2 + C_F R_A s + 1}. \quad (2-10)$$

- **Filtro com Amortecimento Paralelo:** A Figura 2-10 ilustra a configuração do filtro que consta com um ramo $R_{AP} C_{AP}$, em paralelo com o capacitor C_F , que promove o amortecimento do filtro. O ramo $R_{AP} C_{AP}$ possibilita uma redução do fator Q do filtro, sendo que a função do capacitor C_{AP} é limitar a tensão no resistor R_{AP} no sentido de reduzir as perdas. Nesta configuração, o

desempenho do filtro não é prejudicado pelo amortecimento, visto que a taxa de atenuação acima da frequência de corte é de 40db/década. Este tipo de configuração é muito utilizada em situações de baixa e média potência [29].

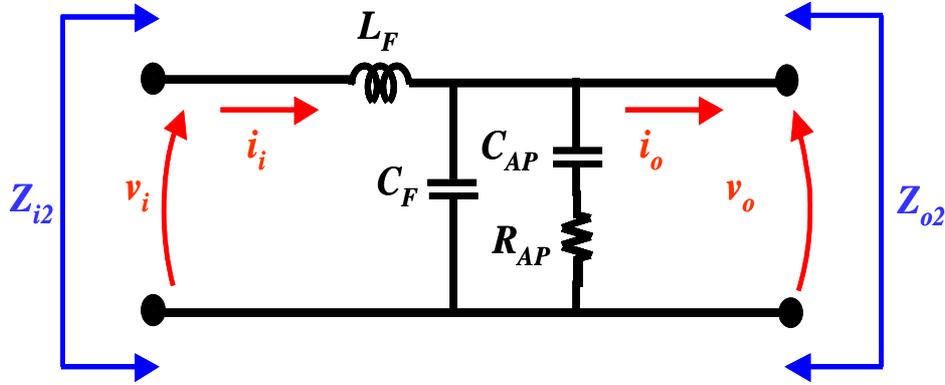


Figura 2-10: Filtro com Amortecimento Paralelo.

A impedância de entrada é dada por

$$Z_{i2}(s) \Big|_{i_o(s)=0} = \frac{L_F C_F R_{AP} C_{AP} s^3 + L_F (C_F + C_{AP}) s^2 + R_{AP} C_{AP} s + 1}{C_F R_{AP} C_{AP} s^2 + (C_F + C_{AP}) s}. \quad (2-11)$$

A impedância de saída é dada por

$$Z_{o2}(s) \Big|_{v_i(s)=0} = \frac{L_F R_{AP} C_{AP} s^2 + L_F s}{L_F C_F R_{AP} C_{AP} s^3 + L_F (C_F + C_{AP}) s^2 + R_{AP} C_{AP} s + 1}. \quad (2-12)$$

A função de transferência é dada por:

$$FT_2(s) = \frac{v_o(s)}{v_i(s)} \Big|_{i_o(s)=0} = \frac{C_{AP} R_{AP} s + 1}{L_F C_F R_{AP} C_{AP} s^3 + L_F (C_F + C_{AP}) s^2 + R_{AP} C_{AP} s + 1}. \quad (2-13)$$

Conforme demonstrado em [30] e também em [31], neste tipo de topologia os parâmetros do ramo de amortecimento é otimizado considerando os seguintes valores para R_{AP} e C_{AP} .

$$\begin{cases} R_{AP} = \sqrt{\frac{L_F}{C_F}} \\ C_{AP} = 4C_F \end{cases} \quad (2-14)$$

- **Filtro com Amortecimento Série:** A Figura 2-11 ilustra a configuração deste tipo de filtro, que apresenta um ramo $R_{AS}L_{AS}$, em paralelo com o indutor L_F ,

que promove o amortecimento do mesmo. Para ser possível que R_{AS} propicie o amortecimento desejado, o seu valor deve ser suficientemente superior ao valor da reatância do indutor L_{AS} na frequência de corte especificada. Este tipo de configuração pode ser mais interessante em relação ao filtro com amortecimento paralelo para conversores de potências elevadas, tendo em vista que o indutor de amortecimento L_{AS} será bem menor comparativamente ao tamanho do capacitor C_{AP} , caso seja utilizado o filtro com amortecimento paralelo. Contudo, apesar da mesma taxa de atenuação de 40db/década para as frequências superiores à frequência de corte, o seu desempenho na filtragem de frequências superiores é pior em comparação ao filtro com amortecimento paralelo.

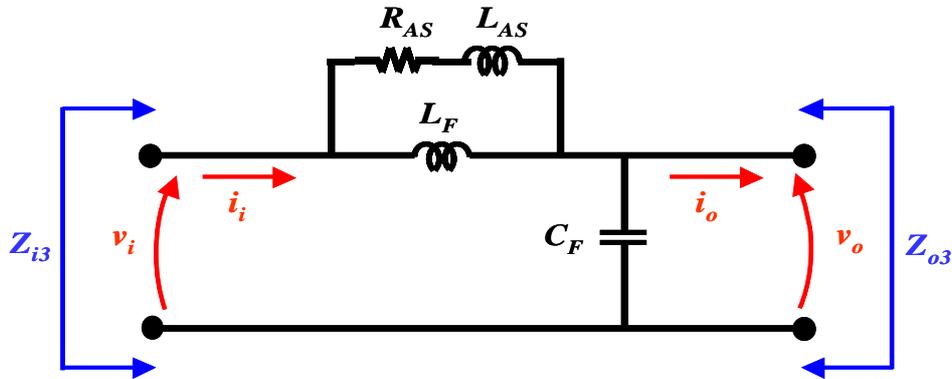


Figura 2-11: Filtro com Amortecimento Série.

Neste filtro, a impedância de entrada é dada por

$$Z_{i3}(s) \Big|_{i_o(s)=0} = \frac{L_F C_F L_{AS} s^3 + L_F C_F R_{AS} s^2 + (L_F + L_{AS}) s + R_{AS}}{(L_F + L_{AS}) C_F s^2 + C_F R_{AS} s} \quad (2-15)$$

A impedância de saída é dada por

$$Z_{o3}(s) \Big|_{v_i(s)=0} = \frac{L_F L_{AS} s^2 + L_F R_{AS} s}{L_F C_F L_{AS} s^3 + L_F C_F R_{AS} s^2 + (L_F + L_{AS}) s + R_{AS}} \quad (2-16)$$

A função de transferência é dada por:

$$FT_3(s) = \frac{v_o(s)}{v_i(s)} \Big|_{i_o(s)=0} = \frac{(L_F + L_{AS}) s + R_{AS}}{L_F C_F L_{AS} s^3 + L_F C_F R_{AS} s^2 + (L_F + L_{AS}) s + R_{AS}} \quad (2-17)$$

Nesta configuração, os valores de R_{AS} e L_{AS} podem ser calculados visando obter um pico de ressonância minimizado, conforme demonstrado em [31].

$$\begin{cases} R_{AS} = \sqrt{\frac{L_F}{C_F}} \\ L_{AS} = \frac{2}{15} L_F \end{cases} \quad (2-18)$$

- **Filtro Amortecido de Dois Estágios:** É uma topologia de filtro amortecido que utiliza um número maior de componentes, possibilitando um alto desempenho na filtragem de frequências de chaveamentos elevadas [31]. Nesta configuração a taxa de atenuação é de 80db/década para as frequências superiores à frequência de corte.

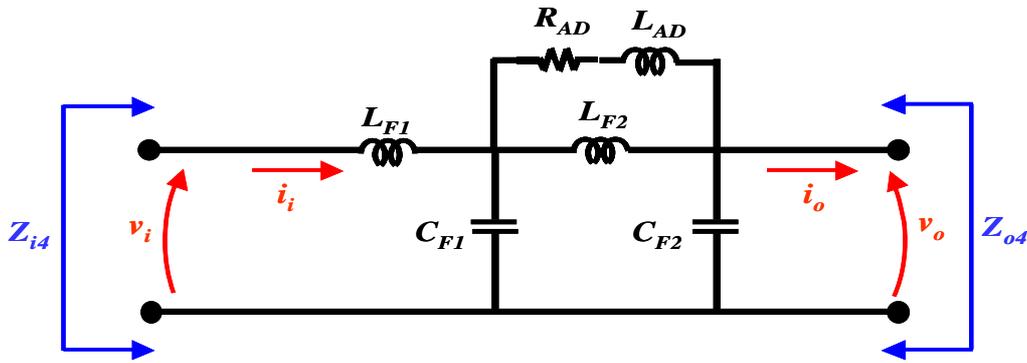


Figura 2-12: Filtro Amortecido de Dois Estágios.

A impedância de entrada é dada por

$$Z_{i4}(s) \Big|_{i_o(s)=0} = \frac{a_1 s^5 + a_2 s^4 + s^3 (a_3 - C_{F2} L_{F1} (L_{F2} + L_{AD})) + s^2 (a_4 - L_{F1} C_{F2} R_{AD}) + (L_{F2} + L_{AD}) s + R_{AD}}{C_{F1} C_{F2} (L_{F1} + L_{AD}) s^3 + C_{F1} C_{F2} R_{AD} s^2} \quad (2-19)$$

A impedância de saída é dada por

$$Z_{o4}(s) \Big|_{v_i(s)=0} = \frac{b_1 s^3 + b_2 s^2 + R_{AD} (L_{F1} + L_{F2}) s}{a_1 s^5 + a_2 s^4 + a_3 s^3 + a_4 s^2 + (L_{F2} + L_{AD}) s + R_{AD}} \quad (2-20)$$

A função de transferência é dada por

$$FT_4(s) = \frac{v_o(s)}{v_i(s)} \Big|_{i_o(s)=0} = \frac{(L_{F2} + L_{AD}) s + R_{AD}}{a_1 s^5 + a_2 s^4 + a_3 s^3 + a_4 s^2 + (L_{F2} + L_{AD}) s + R_{AD}} \quad (2-21)$$

A Tabela 2-1 apresenta um resumo relativo aos coeficientes utilizados nas expressões das impedâncias de entrada, saída e função de transferência.

Tabela 2-1 – Coeficientes dos Parâmetros do Filtro Amortecido de Dois Etágios.

Coeficientes	Parâmetros
a_1	$L_{F1}L_{F2}C_{F1}C_{F2}L_{AD}$
a_2	$L_{F1}L_{F2}C_{F1}C_{F2}R_{AD}$
a_3	$C_{F2}((L_{F2} + L_{AD})L_{F1} + L_{AD}L_{F2}) + L_{F1}C_{F1}(L_{F2} + L_{AD})$
a_4	$R_{AD}((L_{F1} + L_{F2})C_{F2} + L_{F1}C_{F1})$
b_1	$L_{F1}L_{F2}L_{AD}C_{F1}$
b_2	$L_{F1}L_{F2}R_{AD}C_{F1} + L_{F1}(L_{F2} + L_{AD}) + L_{F2}L_{AD}$

Nesta configuração, os parâmetros podem ser determinados visando obter um pico de ressonância minimizado (maior amortecimento possível) com uma capacidade de filtragem em 40 dB), conforme demonstrado em [31].

$$\left\{ \begin{array}{l} C_{F1} = C_F \quad e \quad C_{F2} = 4C_{F1} \\ L_{F1} = \frac{1}{7}L_F \quad e \quad L_{F2} = 6L_{F1} \\ L_{AD} \square L_{F2} \\ R_{AD} = \sqrt{\frac{L_{F1}}{C_{F2}}} \end{array} \right. \quad (2-22)$$

- **Filtro com Ramo Paralelo Ressonante de Segunda Ordem (Filtro Passa Alta de Segunda Ordem):** Neste caso, a inclusão do indutor L_{FF} em paralelo com o resistor R_{AF} promove um amortecimento distinto em relação ao caso do filtro com amortecimento clássico da Figura 2-9. Um projeto interessante em termos de proporcionar uma redução acentuada nas perdas é considerar um valor elevado para a resistência R_A e um valor para indutância L_{FF} de cerca de 10% da indutância L_F . Entretanto, este tipo de filtro apresenta um desempenho da filtragem limitado, porque sua atenuação é constante em cerca de 20db para as frequências superiores à sua frequência de corte.

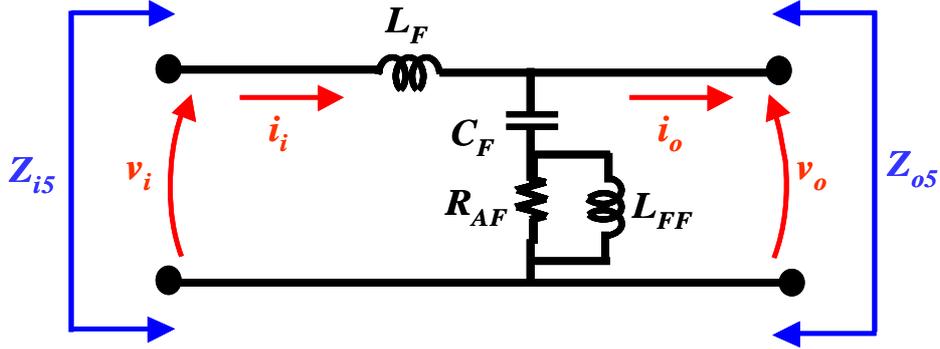


Figura 2-13: Filtro com Ramo Paralelo Ressonante.

A impedância de entrada é dada por

$$Z_{i5}(s) \Big|_{i_o(s)=0} = \frac{C_F L_F L_{FF} s^3 + C_F R_{AF} (L_F + L_{FF}) s^2 + L_{FF} s + R_{AF}}{C_F L_{FF} s^2 + C_F R_{AF} s} \quad (2-23)$$

A impedância de saída é dada por

$$Z_{o5}(s) \Big|_{v_i(s)=0} = \frac{C_F L_F L_{FF} R_{AF} s^3 + L_F L_{FF} s^2 + R_{AF} L_F s}{L_F L_{FF} C_F s^3 + C_F R_{AF} (L_F + L_{FF}) s^2 + L_{FF} s + R_{AF}} \quad (2-24)$$

A função de transferência é dada por

$$FT_5(s) = \frac{v_o(s)}{v_i(s)} \Big|_{i_o(s)=0} = \frac{C_F L_{FF} R_{AF} s^2 + L_{FF} s + R_{AF}}{L_F L_{FF} C_F s^3 + C_F R_{AF} (L_F + L_{FF}) s^2 + L_{FF} s + R_{AF}} \quad (2-25)$$

Considerando, a título de exemplo, uma frequência de chaveamento de 10 kHz a ser filtrada, tem-se como ponto de partida o filtro não amortecido mostrado na Figura 2-8, o qual foi estabelecido a partir de uma frequência natural de ressonância de $f_C = 2690$ Hz, sendo este valor também escolhido somente em nível de exemplo. Sendo assim, escolhendo um valor de capacitância de $C_F = 7\mu\text{F}$, o indutor ficou sendo $L_F = 500\mu\text{H}$. Desta maneira, os parâmetros obtidos para os diferentes tipos de filtros amortecidos citados estão resumidos no Tabela 2-2.

Os comportamentos das magnitudes das impedâncias de saídas $Z_{o1}(s)$, $Z_{o2}(s)$ e $Z_{o3}(s)$ dos três primeiros tipos de filtros amortecidos são mostrados na Figura 2-14. A Figura 2-15 mostra as magnitudes das funções de transferências $FT_1(s)$, $FT_2(s)$ e $FT_3(s)$ dos mesmos filtros amortecidos correspondentes da Figura 2-14.

Tabela 2-2 – Parâmetros dos Filtros Amortecidos.

Tipo de Filtro	Parâmetros
Segunda Ordem Amortecido	$R_A = 3 \Omega$
Amortecimento Paralelo	$R_{AP} = 8.45 \Omega$; $C_{AP} = 28 \mu F$
Amortecimento Série	$R_{AS} = 8.45 \Omega$; $L_{AS} = 66.67 \mu H$
Dois Estágios	$C_{F1} = 7 \mu F$; $C_{F2} = 28 \mu F$
	$L_{F1} = 71.4 \mu H$; $L_{F2} = 428.6 \mu H$
	$R_{AD} = 1.6 \Omega$; $L_{AD} = 6 \mu H$
Ramo Ressonante	$R_{AF} = 6.5 k\Omega$; $L_{FF} = 38 \mu H$

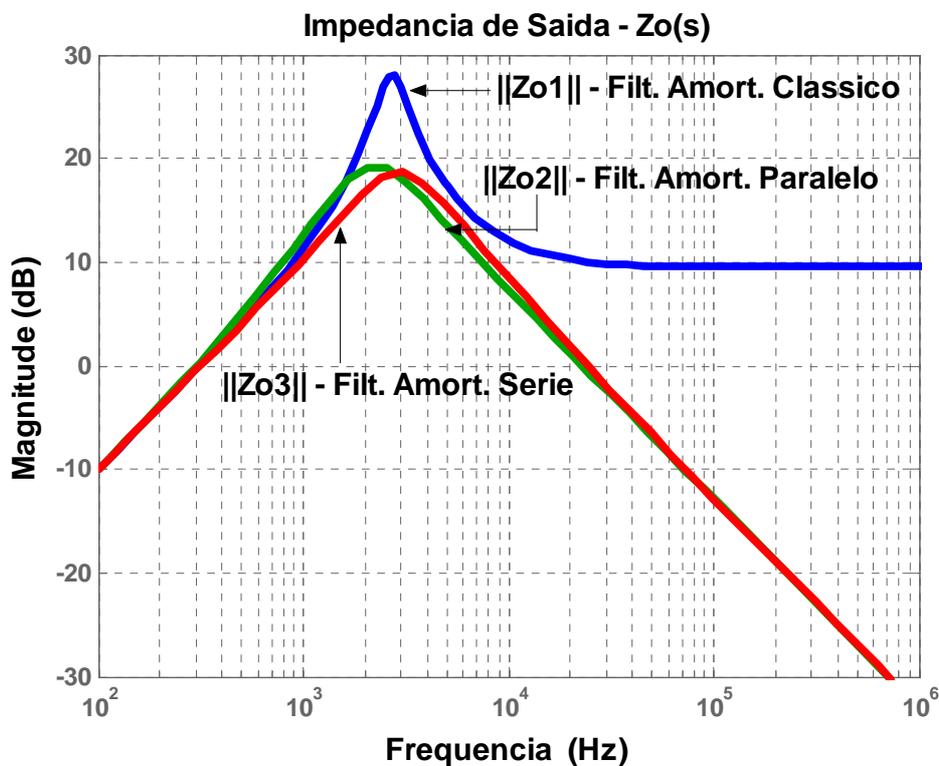


Figura 2-14: Módulos das Impedâncias de Saídas $\|Z_{o1}(s)\|$, $\|Z_{o2}(s)\|$ e $\|Z_{o3}(s)\|$.

A magnitude da impedância de saída $Z_{o4}(s)$ do filtro amortecido de dois estágios está representada na Figura 2-16, e a magnitude da função de transferência $FT_4(s)$ consta na Figura 2-17. A Figura 2-18 mostra a magnitude da impedância de saída $Z_{o5}(s)$ do filtro amortecido de ramo ressonante, e a variação da magnitude da sua função de transferência $FT_5(s)$ está na Figura 2-19.

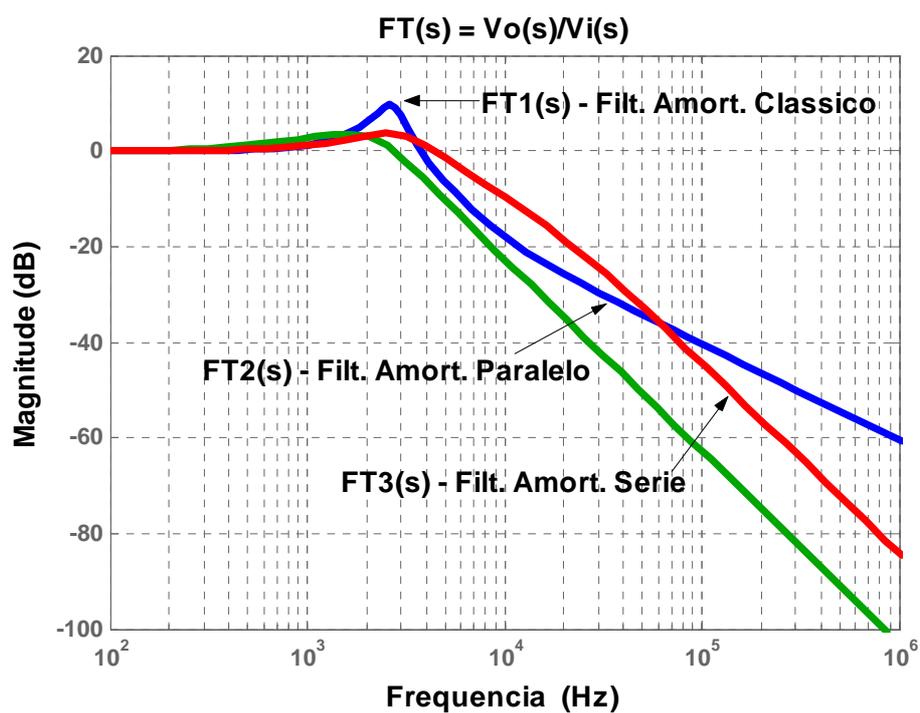


Figura 2-15: Módulos das Funções de Transferências $FT_1(s)$, $FT_2(s)$ e $FT_3(s)$.

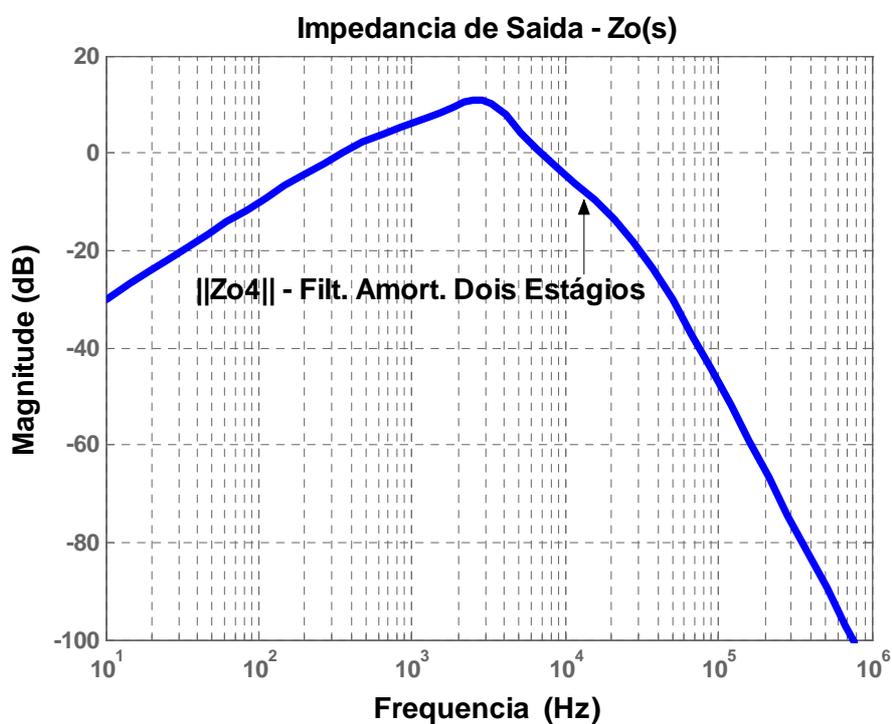


Figura 2-16: Módulo da Impedância de Saída $\|Z_{O4}(s)\|$.

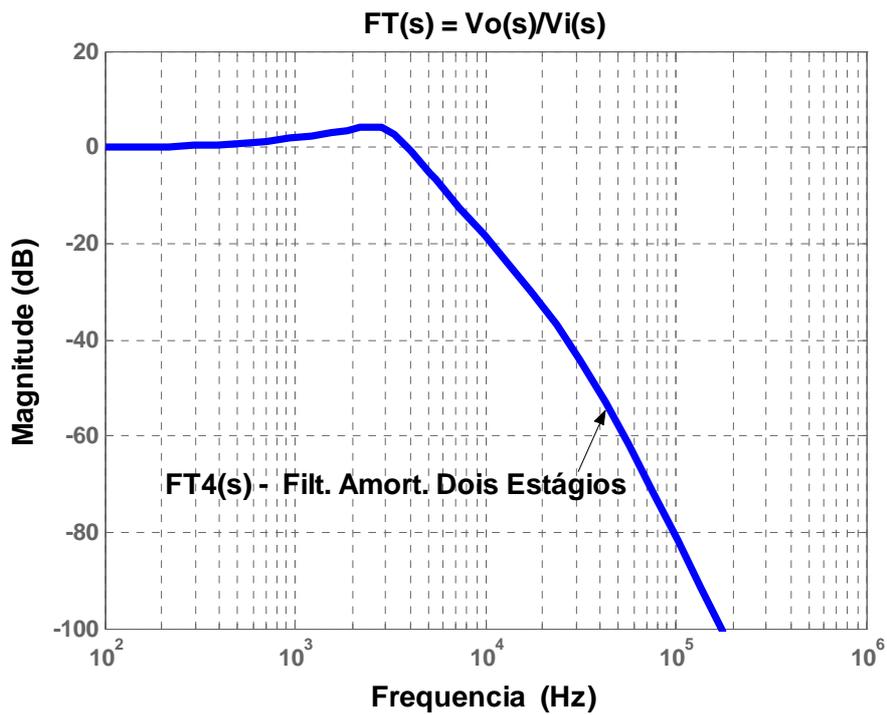


Figura 2-17: Módulo da Função de Transferência $FT_4(s)$.

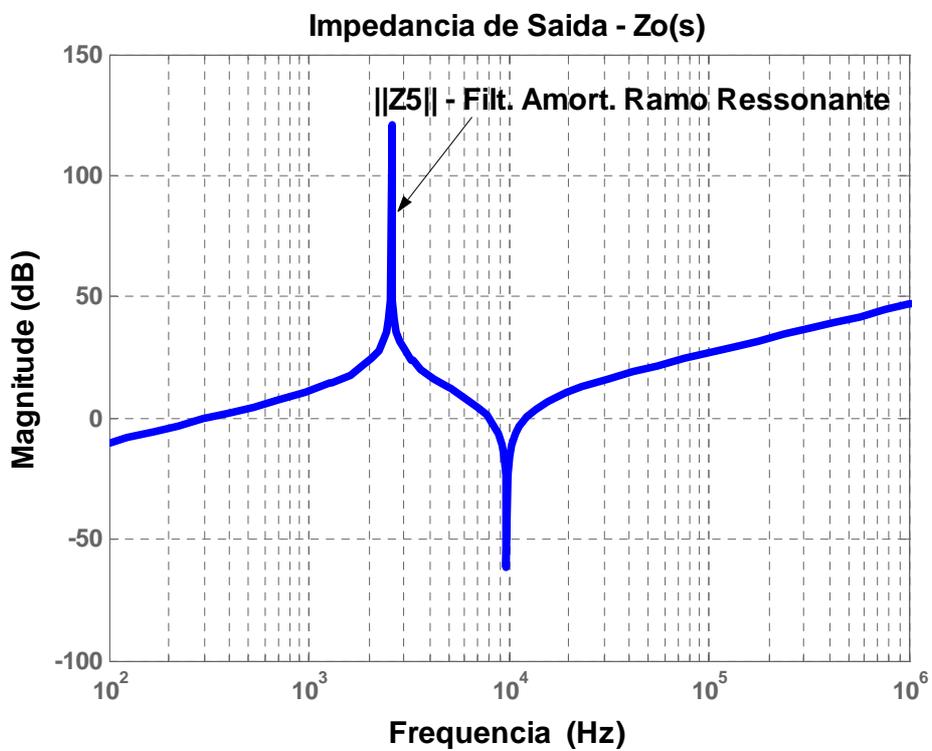


Figura 2-18: Módulo da Impedância de Saída $||Z_{o5}||$.

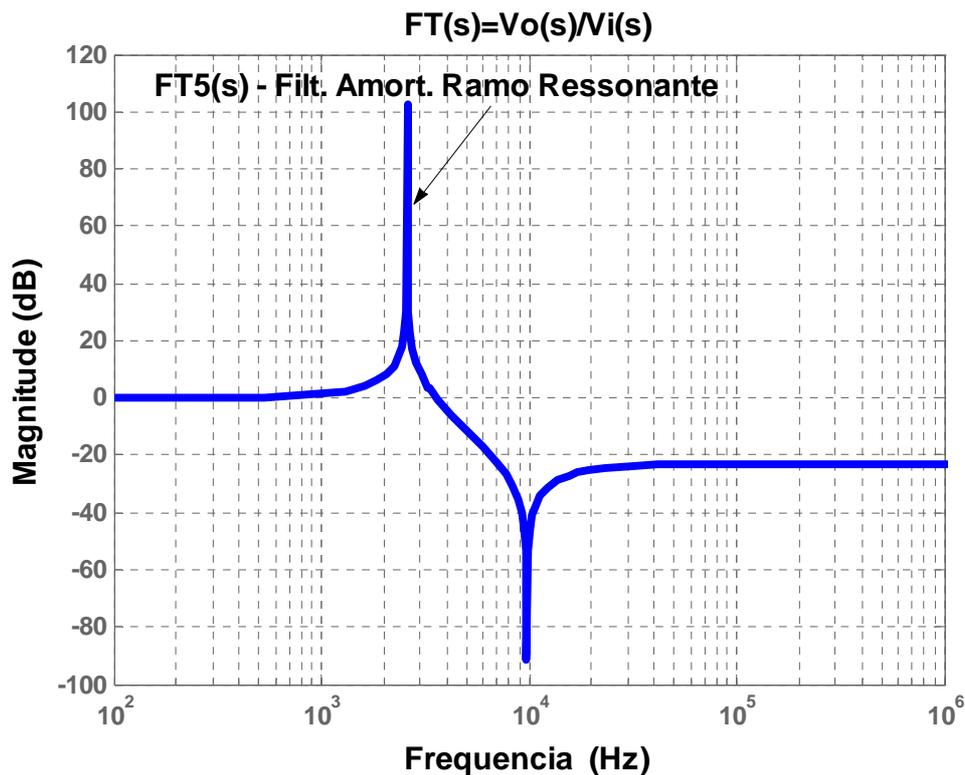


Figura 2-19: Módulo da Função de Transferência $FT_5(s)$.

Os resultados das variações dos módulos da impedância de saída $\|Z_{o5}\|$ e da $FT_5(s)$ relativos à Figura 2-18 e à Figura 2-19, respectivamente, mostram que, considerando o projeto adotado para que este tipo de filtro apresente uma perda reduzida, o mesmo tem um comportamento peculiar em relação aos demais. Ocorre uma forte atenuação na frequência 9750 Hz, o que refletiria na filtragem da frequência de 10 kHz especificada, contudo ocorre um pico ressonante muito mais acentuado em relação aos demais nas proximidades da frequência de corte f_c . Além disto, acima de 10 kHz, a atenuação é constante ao contrário dos outros tipos de filtros. Salienta-se que este comportamento foi estabelecido por dois fatores: o alto valor da resistência R_{AF} , e o baixo valor da indutância L_{FF} .

2.3.2 Controle PWM de Tensão

Para o controle de tensão, foi utilizado um circuito de controle proposto por Aredes [32] e que está mostrado no diagrama de blocos da Figura 2-20. Estes sinais são comparados com a onda triangular portadora para gerar os pulsos desejados

para o chaveamento adequado do conversor série. Para uma correta correlação entre a Figura 2-7 e a Figura 2-20, os pulsos G1, G4, G3, G6, G5 e G2 devem ser associados às chaves S7, S10, S9, S12, S11 e S8, respectivamente.

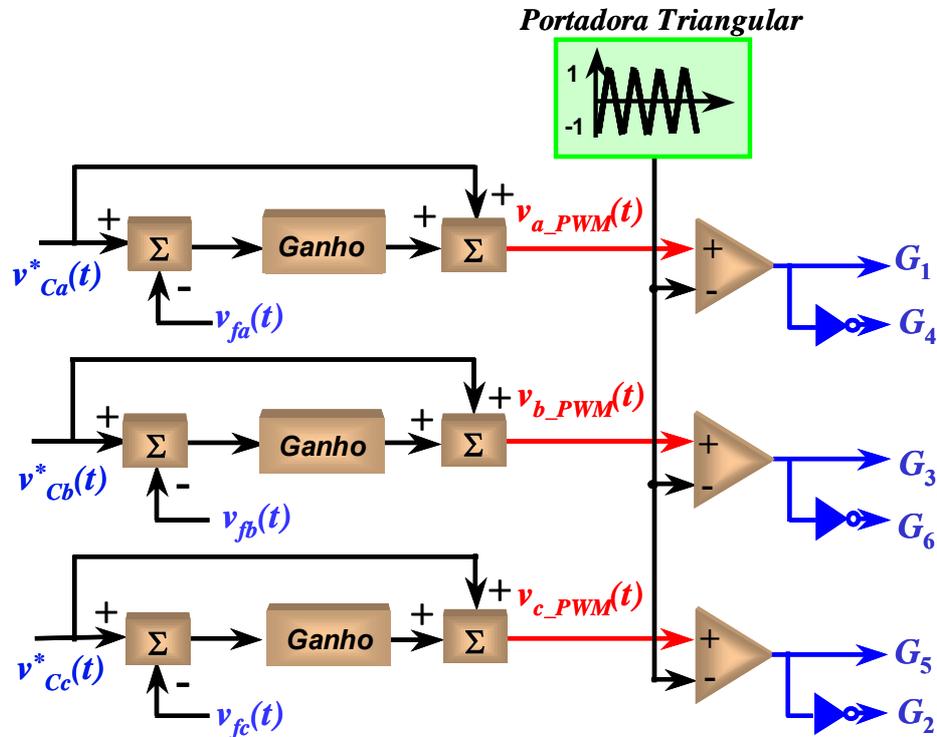


Figura 2-20: Controle PWM do Filtro Ativo Série.

Como pode ser observado, sua estratégia de controle é bem simples sendo os erros gerados pela diferença entre as tensões de referência v_{ca}^* , v_{cb}^* , v_{cc}^* e as tensões v_{fa} , v_{fb} , v_{fc} , multiplicados por um controlador proporcional e somados aos respectivos sinais de referências v_{ca}^* , v_{cb}^* , v_{cc}^* , por meio de uma malha adicional de controle, resultando nos sinais v_{a_PWM} , v_{b_PWM} , v_{c_PWM} . Estes sinais resultantes são comparados com uma portadora triangular com frequência fixa em 10 kHz. Portanto, o controle de tensão em questão impõe uma frequência de chaveamento fixa de 10 kHz para o conversor série. A malha adicional de controle é utilizada visando minimizar os desvios que correm entre os valores de referências e os valores atuais, os quais são decorrentes da influência do circuito do filtro passivo na saída do conversor série, pois este filtro pode acarretar um deslocamento na fase e atenuação da amplitude nas tensões de compensação geradas no conversor série v_{fa} , v_{fb} e v_{fc} .

A lógica que foi adotada para o chaveamento do filtro ativo série está convencionada de acordo com (2-1), de maneira que, quando a tensão de referência v_{ca}^* for *maior* do que a tensão medida v_{fa} , será gerado um erro positivo forçando o inversor a *aumentar* a tensão v_{fa} . Com o que a chave S7 comandada por G_1 permanecerá fechada por mais tempo que a chave S10 comandada por G_4 , forçando um aumento da tensão v_{fa} para redução do erro. Analogamente, quando a tensão v_{ca}^* for menor do que a tensão v_{fa} , é gerado um erro negativo forçando o conversor a *diminuir* a tensão v_{fa} . Idealmente, este erro pode ser considerado desprezível e o *ripple* de tensão podem ser filtrados satisfatoriamente pelo filtro passivo adotado, fazendo com que as tensões série efetivamente inseridas entre rede e carga, sigam as suas respectivas referências, determinadas pela estratégia de controle do *UPQC*.

Outros tipos de controles *PWM* de tensão podem ser adotados, os quais deverão considerar o fato de que a função de transferência entre a tensão v_{INV} , que o conversor série gera na sua saída, e a tensão v_f que aparece no secundário do transformador monofásico série é dada por:

$$\frac{v_f}{v_{INV}} = \frac{sRC + 1}{s^2LC + sRC + 1} \quad (2-26)$$

2.3.3 Controle *PWM* de Corrente

A Figura 2-21 ilustra o diagrama de blocos do controle de corrente utilizado no conversor paralelo do *UPQC*. Este controle foi mostrado em [33], e também utiliza a técnica modulação por largura de pulsos (*PWM*). Em [33], foi feita uma análise considerando o controlador do tipo proporcional P e também um controlador do tipo *dead beat*. Neste caso em particular, será considerada a utilização de um controlador do tipo PI definido por:

$$G_{PI}(s) = \frac{K_p s + K_i}{s} = K_p \frac{T_i s + 1}{T_i s}, \quad (2-27)$$

sendo que uma outra opção que está sendo utilizada é o tipo P+ressonante [34-36] representado por:

$$G_{PR}(s) = K_p + K_i \frac{s}{s^2 + \omega^2}, \quad (2-28)$$

Os erros gerados pela diferença entre as correntes de referência i_{Ca}^* , i_{Cb}^* , i_{Cc}^* e as correntes medidas i_{fa} , i_{fb} , i_{fc} servem de entrada para o controlador que foi adotado, resultando nos sinais i_{a_PWM} , i_{b_PWM} , i_{c_PWM} . Estes sinais resultantes são comparados com uma portadora triangular, com frequência fixa em 10 kHz, forçando o conversor paralelo a operar nesta frequência.

O controle do conversor paralelo é semelhante ao controle do conversor série. A diferença está na variável controlada. O controle anterior controla a tensão no lado secundário do transformador série e força o conversor a se comportar como uma fonte de tensão controlada, enquanto o controle *PWM* do conversor paralelo força este a se comportar como uma fonte de corrente controlada.

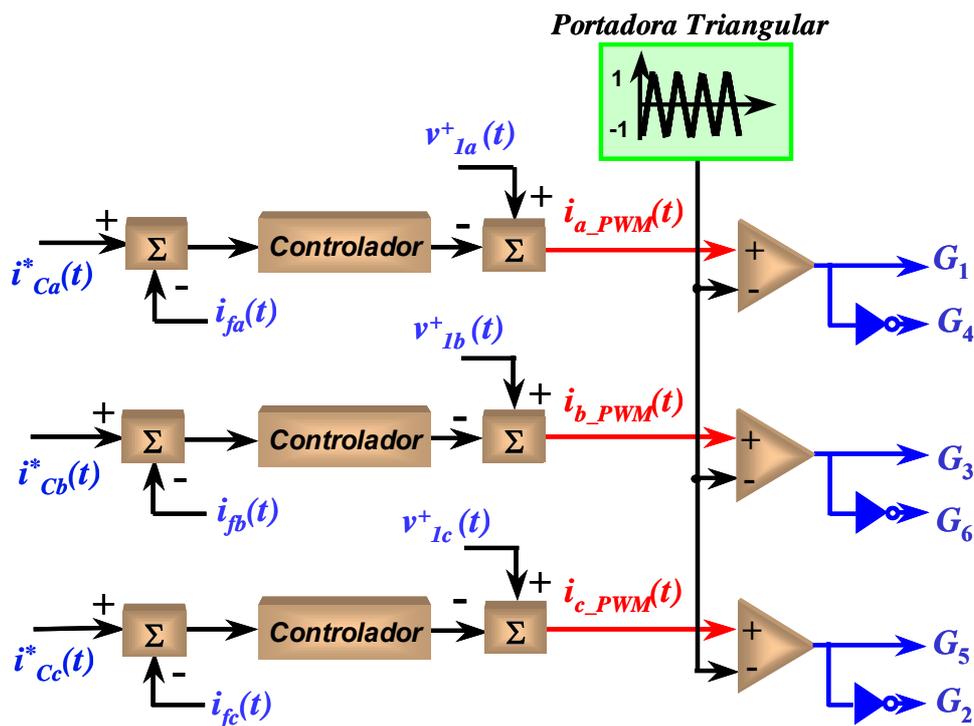


Figura 2-21: Controle PWM do Filtro Ativo Paralelo.

A lógica de chaveamento para o filtro ativo paralelo está convencionada de acordo com (2-2). Deste modo, quando a corrente de referência i_{Ca}^* for maior do que a corrente medida i_{fa} , vai gerar um erro positivo e a saída do controlador será subtraída, forçando o inversor a *aumentar* a corrente i_{fa} . Com isto, a chave S4 comandada pelo sinal de gate G_4 , permanecerá fechada por um tempo maior que a

chave S1, comandada pelo sinal de gate G_1 . De modo análogo, quando a corrente i_{ca} for *menor* do que a corrente i_{fa} vai gerar um erro negativo forçando o conversor a *diminuir* a corrente i_{fa} . Assim, a chave S1, comandada por G_1 , permanecerá mais tempo fechada que a chave S4, comandada por G_4 .

Deve ser salientado que, diferente do controle de tensão, no caso do controle *PWM* de corrente, pode ser utilizado um controlador PI visto que a corrente i_{af} que flui através da indutância de comutação L_{FP} é determinada pela diferença de tensões entre seus terminais, ou seja, diferença entre a tensão alternada v_{aL} nos terminais da carga crítica e a tensão v_{aINV} gerada pelo conversor paralelo, isto é,

$$i_{af} = \frac{v_{aL} - v_{aINV}}{sL_{FP}} . \quad (2-29)$$

Comparando (2-26) com (2-29), verifica-se que a primeira é uma função de transferência de segunda ordem, enquanto a segunda é de primeira ordem. Isto justifica a necessidade de um controlador que possua um zero adicional, para melhor atenuar a frequência natural de oscilação da função de transferência dada em (2-26). Sendo assim, a utilização de controladores do tipo PI no contexto do sistema de segunda ordem representado por (2-26) não é possível para o controle de tensão. Logo para o controle de tensão fica determinada a necessidade da aplicação de um sistema baseado em controladores do tipo PID, ou mesmo em controladores do tipo P + ressonante [34-36]. Uma outra opção para o controle de tensão, a qual foi adotada para este trabalho é o sistema mostrado na Figura 2-20.

2.3.4 Algoritmo de Controle

O controle integrado do condicionador *UPQC* representa a concatenação de forma independente dos controles dos filtros ativos série e paralelo. É o responsável pela determinação das tensões e correntes de referências a serem utilizadas nos controles de tensão e corrente mostrados nas Figuras 2-20 e 2-21 , respectivamente.

Como o desempenho do *UPQC* depende de forma efetiva do seu controle integrado, que poderá ter características distintas, é de suma importância definir os algoritmos dos controles dos filtros ativos série e paralelo para que seja

possibilitado ao condicionador propiciar a compensação dentro dos padrões desejados. Existem várias possibilidades de se implementar o controle integrado de um condicionador *UPQC* tomando como base os trabalhos relacionados às estratégias de controle para filtros ativos [37-42]. Entretanto, os algoritmos baseados na teoria das potências ativa e reativa instantâneas (Teoria p-q) [5], bem como, os algoritmos estruturados a partir da teoria da aplicação do método do referencial síncrono d-q (transformada de Park) [15], ganharam muito destaque na área de filtragem ativa.

Normalmente, em estratégias de controle tradicionais do *UPQC* seria necessário fazer aquisição e condicionamento dos seguintes dez sinais:

- Tensões medidas na fonte de suprimento v_{Sa}, v_{Sb}, v_{Sc} ;
- Tensão medida no elo *cc* v_{cc} ;
- Correntes medidas na carga i_{La}, i_{Lb}, i_{Lc} ;
- Correntes medidas no fonte de suprimento i_{Sa}, i_{Sb}, i_{Sc} .

Além destes dez sinais, os controles utilizados para a comutação das chaves dos conversores série e paralelo, estão baseados nos erros entre os sinais de referência e as tensões e correntes medidas. Isto faz com que seja preciso ainda a medição e aquisição das três tensões e três correntes nas saídas dos conversores série e paralelo, respectivamente. Deste modo, a operação adequada do condicionador *UPQC* exigiria um número total de dezesseis pontos de medições (seis tensões de fase, nove correntes de linha e, ainda, a tensão do elo *cc*).

Levando em conta que o sistema em estudo opera em um sistema trifásico a três fios, foi realizada, então uma simplificação reduzindo o número de medições e, também, o número de componentes do circuito de controle, de forma a compactá-lo sem perder a versatilidade e a robustez do controle. As estratégias de controle desenvolvidas para o *UPQC* neste trabalho exigirão a aquisição e condicionamento de sete sinais:

- Duas tensões de linha,
- Tensão medida no elo *cc*,
- Quatro correntes, sendo duas na carga e duas na fonte de suprimento.

Para a implementação dos controles de tensão e corrente, também serão exigidas a obtenção dos valores de duas tensões de linha e duas correntes nas saídas dos conversores série e paralelo, respectivamente. Assim, a estratégia de controle juntamente com os controles dos conversores passam a necessitar de um número total de onze pontos de medições (quatro tensões de linha, seis correntes de linha, além da tensão do elo cc).

O objeto principal deste trabalho é apresentar dois algoritmos distintos para a aplicação como controle unificado do *UPQC* a três fios. O primeiro foi estruturado com base em simplificações da teoria da potência instantânea (teoria p-q) e obtem de forma indireta as componentes de seqüência positiva. Já o segundo, foi concebido considerando a aplicação de um algoritmo PLL (*Phase Locked Loop*) que está sendo proposto neste trabalho, o qual atua diretamente como um detector de seqüência positiva. Em ambos os casos, as tensões de referência v_{Cab}^* e v_{Cbc}^* e as correntes de referência i_{Ca}^* e i_{Cb}^* são determinadas em tempo real utilizando as componentes de seqüências positivas por intermédio de (2-28) e (2-29), respectivamente.

$$v^* = v^+ - v_S \quad (2-28)$$

$$i^* = i^+ - i_L \quad (2-29)$$

Salienta-se que o algoritmo fundamentado na simplificação da Teoria p-q é dedicado a sistemas a três fios. Já o algoritmo baseado no modelo trifásico de *PLL*, ora proposto, pode ser aplicado diretamente em sistemas a quatro fios sem alteração de sua estrutura, bastando medir as três tensões de fases e as três correntes de linha.

O controle integrado do condicionador *UPQC* é constituído de três partes distintas. Um bloco é responsável por gerar as tensões de referências utilizadas no controle *PWM* de tensão e o outro bloco gera as correntes de referências utilizadas no controle *PWM* de corrente. Um outro bloco, que faz parte do controle integrado deste condicionador, é um controle que opera diretamente nas tensões de referências, evitando problemas de ressonâncias, cuja denominação é controle de amortecimento apresentado em [32,43]. Este controle tem como objetivo amortecer possíveis ressonâncias relacionadas com os componentes passivos do *UPQC* e a impedância do sistema de suprimento. Neste sentido, possibilitando assim uma melhoria na estabilidade geral do sistema este controle introduz uma resistência nas

freqüências das componentes harmônicas das correntes que ainda fluem pelos transformadores série do filtro ativo série.

Na modelagem do controle de amortecimento é necessário que as correntes de linha i_{Sa} , i_{Sb} que fluem nos transformadores monofásicos do conversor série sejam medidas. A partir destas correntes são determinadas as correntes de referências distorcidas i_{Ha} , i_{Hb} e i_{Hc} , as quais determinam as tensões v_{Ha} , v_{Hb} e v_{Hc} , tensões estas que são utilizadas na obtenção das tensões de referências v_{Ca}^* , v_{Cb}^* e v_{Cc}^* .

Deve ser salientado que o controle de amortecimento não influencia nas componentes de corrente na freqüência fundamental, denotando que, em termos gerais, o circuito de potência do filtro ativo série representa um curto-circuito para corrente fundamental.

2.4 Conclusões Parciais

Este capítulo apresentou as características gerais e os princípios básicos da atuação do condicionador *UPQC* para sistemas trifásicos a três fios com o número de pontos de medições reduzidos. Analisando as características das topologias de filtros passivos a serem inseridos nas saídas dos conversores, o filtro passivo com amortecimento paralelo é uma opção interessante se for considerada a sua capacidade de filtragem e alto amortecimento em relação a sua simplicidade, contudo, suas elevadas perdas limitam suas aplicações conforme [29].

Os algoritmos de compensação de tensão e corrente do *UPQC* são baseados em três tensões e quatro correntes, sendo que o papel do controle de amortecimento incluso no algoritmo de compensação de tensão é importante para operação estável do *UPQC*, pois obriga o controle do filtro ativo série a oferecer uma resistência adicional para as correntes harmônicas que ainda sejam drenadas do sistema de suprimento.

CAPÍTULO 3

SIMPLIFICAÇÃO DO CONTROLE DO CONDICIONADOR UPQC BASEADO NA TEORIA P-Q

3.1 Considerações Iniciais

Neste capítulo será apresentado um algoritmo para aplicação em estratégias de compensação em filtros ativos, sendo que, para este trabalho em particular, este foi dedicado para ser aplicado no controle unificado do condicionador *UPQC* a três fios. O algoritmo relacionado com a compensação de correntes da carga do controle integrado do *UPQC* possibilita a obtenção de correntes senoidais na fonte, mesmo quando as tensões de suprimento são distorcidas e/ou desequilibradas.

A estratégia de compensação é uma simplificação do controle para filtros ativos baseado na teoria da potência instantânea (Teoria p-q) desenvolvida por Akagi *et al.* [5, 44], e foi implementada adotando as potências instantâneas em termos de coordenadas de fase *abc* para aplicação em sistemas trifásicos a três fios [33]. Serão apresentados resultados de simulações dos algoritmos que compõem as três partes do controle simplificado para o condicionador *UPQC* para este tipo de sistema.

Na estruturação dos algoritmos de obtenção das tensões e correntes de referências para sistemas a três fios, considerou-se as medições de tensões de linha v_{ab} e v_{bc} , bem como, as medições de correntes i_a e i_b . Sendo os seguintes sinais de tensões e correntes que precisam ser medidos e condicionados:

- Tensões no sistema de suprimento: v_{Sab}, v_{Sbc} ;
- Tensão no elo CC; v_{cc} ;
- Correntes na carga: i_{La}, i_{Lb} ;
- Correntes na fonte de suprimento: i_{Sa}, i_{Sb} ;

Além destes sinais, os controles utilizados para a comutação das chaves dos conversores série e paralelo, necessitam que sejam medidas as seguintes variáveis:

- Tensões no conversor série: v_{fab}, v_{fbc} ;
- Correntes no conversor paralelo: i_{fa}, i_{fb} .

3.2 Controle Simplificado Baseado na Teoria p-q

Considerando as características de um sistema trifásico a três fios, tem-se que as correntes e tensões do sistema utilizadas nas estratégias de controle para o *UPQC* seguem a Lei de Kirchhoff:

$$\begin{cases} v_a + v_b + v_c = 0 \\ v_{ab} + v_{bc} + v_{ca} = 0 \\ i_a + i_b + i_c = 0 \end{cases} \quad (3-1)$$

Adotando a fase “c” como referência, considerando as relações dadas em (3.1), a potência real instantânea do sistema trifásico pode ser obtida por

$$\begin{aligned} p(t) &= (v_a - v_c)i_a + (v_b - v_c)i_b + (v_c - v_c)i_c \\ p(t) &= v_{bc}i_b - v_{ca}i_a = v_{ab}i_a + (i_a + i_b)v_{bc} = (v_{ab} + v_{bc})i_a + v_{bc}i_b \end{aligned} \quad (3-2)$$

Sendo assim, fica estabelecido que somente serão medidas as tensões de linha v_{ab} e v_{bc} , além das correntes i_a e i_b . Devido a dependência linear estabelecida em (3-1) a tensão de linha $v_{ca} = (-v_{ab} - v_{bc})$ e a corrente $i_c = (-i_a - i_b)$.

Conforme a dependência linear das tensões de linha e fase em (3-1) pode-se estabelecer que as relações entre as tensões de fase e linha por:

$$\begin{cases} v_a(t) = \frac{v_{ab} - v_{ca}}{3} \\ v_b(t) = \frac{v_{bc} - v_{ab}}{3} \\ v_c(t) = \frac{v_{ca} - v_{bc}}{3} \end{cases} \quad (3-3)$$

Por fim, com base em (3-3) podem ser obtidos os valores das tensões de fase a partir das tensões de linha v_{ab} e v_{bc} conforme:

$$\begin{bmatrix} v_a(t) \\ v_b(t) \\ v_c(t) \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & 1 \\ -1 & 1 \\ -1 & -2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{ab}(t) \\ v_{bc}(t) \end{bmatrix}. \quad (3-4)$$

De acordo com a condição adotada de medir somente as correntes i_a e i_b , matricialmente têm-se:

$$\begin{bmatrix} i_a(t) \\ i_b(t) \\ i_c(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \\ -1 & -1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a(t) \\ i_b(t) \end{bmatrix}. \quad (3-5)$$

As tensões e correntes em coordenadas $\alpha\beta$ são determinadas por:

$$\begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix}. \quad (3-6)$$

Substituindo (3-4) em (3-6), têm-se a expressão para obtenção das tensões em coordenadas $\alpha\beta$ considerando as tensões de linha medidas v_{ab} e v_{bc} conforme:

$$\begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{ab} \\ v_{bc} \end{bmatrix}. \quad (3-7)$$

De modo similar, substituindo (3-5) em (3-6), define-se a expressão matricial para determinação das correntes em coordenadas $\alpha\beta$ utilizando apenas as correntes medidas i_a e i_b conforme:

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 3/2 & 0 \\ \sqrt{3}/2 & \sqrt{3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \end{bmatrix}. \quad (3-8)$$

A potência imaginária instantânea em coordenadas $\alpha\beta$ é dada por:

$$q(t) = v_\beta i_\alpha - v_\alpha i_\beta. \quad (3-9)$$

Por fim, a potência imaginária instantânea do sistema obtida por meio de v_{ab} e v_{bc} , e das correntes i_a e i_b , é estabelecida substituindo (3-7) e (3-8) em (3-9)

$$q(t) = \left(\frac{v_{bc} - v_{ab}}{\sqrt{3}} \right) i_a - \left(\frac{2v_{ab} + v_{bc}}{\sqrt{3}} \right) i_b. \quad (3-10)$$

Com o intuito de facilitar a determinação da potência imaginária instantânea q , foi adotada uma nova potência imaginária \hat{q} que é representada por:

$$\hat{q} = q\sqrt{3}. \quad (3-11)$$

Desta maneira, as potências real e imaginária são denotadas de forma simplificada pela equação matricial

$$\begin{bmatrix} p(t) \\ \hat{q}(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} (v_{ab} + v_{bc}) & v_{bc} \\ (v_{bc} - v_{ab}) & -(2v_{ab} + v_{bc}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \end{bmatrix}. \quad (3-12)$$

Alternativamente, as duas potências instantâneas podem ser determinadas por intermédio de

$$\begin{bmatrix} p(t) \\ \hat{q}(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_a & (i_a + i_b) \\ -(i_a + 2i_b) & (i_a - i_b) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{ab} \\ v_{bc} \end{bmatrix}. \quad (3-13)$$

Considerando (3-5), pode-se obter as correntes de linha i_a e i_b por meio da relação entre as potências real e imaginária com as tensões de linha v_{ab} e v_{bc} :

$$\begin{bmatrix} i_a(t) \\ i_b(t) \end{bmatrix} = \frac{1}{2(v_{ab}^2 + v_{ab}v_{bc} + v_{bc}^2)} \begin{bmatrix} (2v_{ab} + v_{bc}) & v_{bc} \\ (v_{bc} - v_{ab}) & -(v_{ab} + v_{bc}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} p \\ \hat{q} \end{bmatrix}. \quad (3-14)$$

Agora, considerando (3-13), determinam-se as tensões de linha v_{ab} e v_{bc} : pela relação entre as potências real e imaginária com as correntes de linha i_a e i_b .

$$\begin{bmatrix} v_{ab}(t) \\ v_{bc}(t) \end{bmatrix} = \frac{1}{2(i_a^2 + i_a i_b + i_b^2)} \begin{bmatrix} (i_a - i_b) & -(i_a + i_b) \\ (i_a + 2i_b) & i_a \end{bmatrix} \begin{bmatrix} p \\ \hat{q} \end{bmatrix}. \quad (3-15)$$

Utilizando (3-4) os valores das tensões de fase podem ser obtidos a partir das tensões de linha v_{ab} e v_{bc} . É importante lembrar que os sinais de tensões de referência, no controle do disparo/bloqueio dos *IGBTs* dos conversores do *UPQC*, devem apresentar valores de fase-neutro. Desta maneira, a determinação das tensões de referência de fase-neutro é realizada por intermédio de (3-4). Para a obtenção das correntes de referência basta realizar a manipulação algébrica descrita em (3-1).

3.2.1 Algoritmo Simplificado em Coordenadas de fase *abc*

A Figura 3-1 mostra o diagrama de blocos do controle integrado do condicionador *UPQC*.

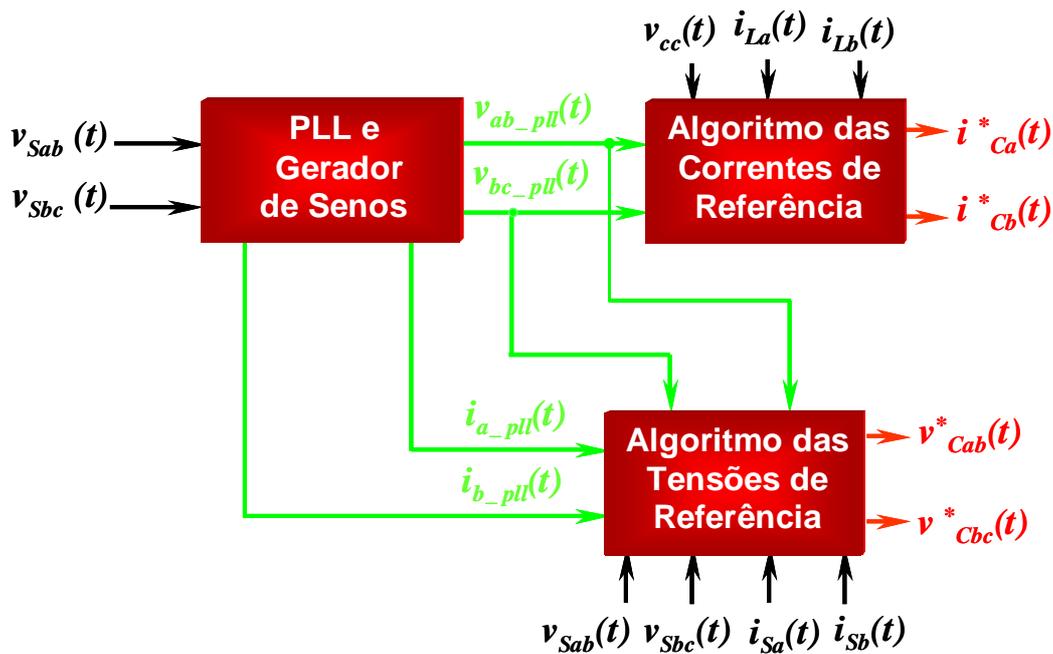


Figura 3-1: Diagrama de Blocos do Controle Integrado do UPQC em coordenadas abc .

O diagrama esquemático do bloco PLL e gerador de senos é mostrado na Figura 3-2. O PLL e o gerador de senóides representam um bloco fundamental na estratégia de controle do UPQC. O objetivo deste bloco é gerar sinais de controle adequados, com as características dos controles dos filtros ativos série e paralelo.

O algoritmo PLL apresenta a mesma estrutura daquele desenvolvido em [32], entretanto, devido à alteração das tensões em sua entrada, os seus sinais de realimentação tiveram que ser modificados. Os sinais de controle i_{a_pll} , i_{b_pll} , v_{ab_pll} e v_{bc_pll} , originados no gerador de senóides a partir do sinal de sincronismo $\omega_1 t$ do PLL, já possuem defasagem angular ϕ atrasada em 90° relação a tensão de seqüência positiva de fase v_{Sa} . Faz-se necessário considerar este atraso porque o PLL apresenta uma operação estável, somente quando as correntes de realimentação i_b^* e i_c^* mostradas na Fig. 3.2 estão avançadas 90° em relação à componente fundamental de seqüência positiva das tensões de fase correspondente às tensões de linha medidas.

Os sinais de controle i_{a_pll} e i_{b_pll} são utilizados na estratégia responsável pela obtenção das tensões de seqüência positiva. Os sinais de controle v_{ab_pll} e v_{ca_pll} são aplicados na estratégia de controle do filtro paralelo, bem como no controle de amortecimento.

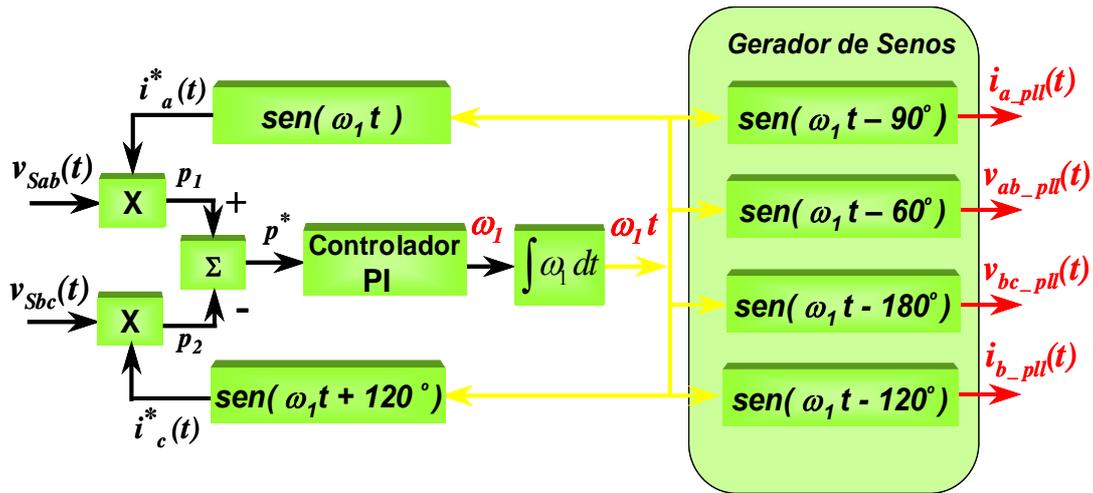


Figura 3-2: Diagrama de Blocos do *PLL* Trifásico e do Gerador de Sinais de Controle.

O circuito *PLL* utilizado no controlador *UPQC* é capaz de sincronizar-se com a componente fundamental de seqüência positiva contida nas tensões de fase, embora sejam medidas as tensões de linha v_{Sab} e v_{Sbc} . Este circuito *PLL* é capaz de realizar a detecção da freqüência e ângulo de fase da componente fundamental de seqüência positiva contida no sinal trifásico de entrada, mesmo que estes apresentem harmônicos, e/ou componentes de seqüência zero, e/ou seqüência negativa na freqüência fundamental.

Para facilitar o entendimento do funcionamento deste circuito de sincronismo trifásico, os dois sinais de realimentação i_a^* e i_c^* obtidas a partir do ângulo de sincronismo $\omega_1 t$ foram tratados como correntes fictícias e a soma de seus produtos com as tensões de linha v_{Sab} e v_{Sbc} , conforme ilustrado na Figura 3-2, determinam um sinal de controle p^* por meio da equação (3-16), o qual é similar à potência instantânea trifásica dada na equação (3-12) e (3-13).

$$p^*(t) = v_{Sab} i_a^* - v_{Sbc} i_c^* = \bar{p}^* + \tilde{p}^* . \quad (3-16)$$

Para que o *PLL* tenha um comportamento estável, o sinal de controle p^* que serve de entrada a um controlador do tipo PI, deve apresentar um valor de \bar{p}^* nulo e uma parcela oscilante \tilde{p}^* que não influencie o comportamento da freqüência ω_1 estimada. Como as correntes geradas internamente no *PLL* i_a^* e i_c^* são de amplitude unitárias e de seqüência positiva os valores instantâneos de \bar{p}^* são obtidos por

$$\bar{p}^* = 3V_1^+ \cos\phi. \quad (3-17)$$

Sendo assim, pode ser verificado que podem ocorrer duas situações operacionais para as quais $\phi = 90^\circ$ e os valores instantâneos de \bar{p}^* sejam nulos. Uma é quando as estas duas fictícias do PLL i_a^* e i_c^* estejam adiantadas em 90° em relação as suas respectivas tensões de seqüência positiva das tensões de fase v_{Sa} e v_{Sc} da rede de suprimento e a outra é quando estas correntes estão atrasadas em 90° destas mesmas tensões.

Na situação operacional em que i_a^* e i_c^* estão atrasadas em 90° em relação as suas respectivas tensões de seqüência positiva o PLL poderá apresentar uma operação instável, mesmo que a potência ativa média esteja igual a zero. Nesta situação operacional, um eventual distúrbio que provoque um pequeno aumento da freqüência do sistema, irá fazer com que o fasor de tensão V_1^+ tenha uma maior rotação em relação ao fasor das correntes de controle obtidas pelo PLL i_a^* e i_c^* . Nesta condição, o defasamento entre v_{Sa} e i_a^* será maior do que 90° provocando uma realimentação positiva no sistema, visto que um defasamento maior do que 90° vai gerar uma potência ativa média \bar{p}^* negativa, diminuindo assim a freqüência estimada ω_1 , refletindo no aumento do defasamento ϕ , fazendo com que não ocorra a condição de ortogonalidade necessária as correntes que i_a^* e i_c^* e as respectivas tensões de seqüência positiva de fase. Por outro lado, o único ponto operacional em que o PLL opera de forma estável detectando a freqüência ω_1 e o ângulo de sincronismo $\omega_1 t$ da tensão de suprimento é quando i_a^* e i_c^* estão adiantadas em 90° em relação as suas respectivas tensões de seqüência positiva. Nesta situação em particular, o mesmo pequeno aumento da freqüência da tensão de suprimento irá refletir em um defasamento defasamento ϕ entre v_{Sa} e i_a^* será menor do que 90° gerando uma potência ativa média \bar{p}^* positiva, o que resulta em uma rotação mais rápida do fasor (\dot{V}_1^+) que representa as correntes i_a^* e i_c^* visando manter a ortogonalidade com o fasor que o fasor representativo das tensões de seqüência positiva de fase \dot{V}_1^+ .

A resposta dinâmica do PLL é determinada por intermédio de um ajuste dos parâmetros do controlador PI (proporcional-integral). A dinâmica da resposta

pode ter seu tempo acrescido ou reduzido conforme os ajustes adotados no controlador PI. Contudo, deve ser considerado um compromisso entre o aumento dos ganhos no PI para torná-lo rápido e o nível de oscilações presentes na frequência fundamental estimada ω_1 , provocado por desequilíbrios e harmônicos contidos nas tensões medidas.

Em situações em que o nível de distorção e/ou desequilíbrio dos sinais de entrada forem acentuados, pode ser interessante a inclusão de um filtro de média móvel na saída do controlador PI, visando filtrar o sinal desta frequência estimada, como mostrado em [45]. Logicamente, uma redução no grau de oscilações irá implicar em um deterioramento no tempo da resposta, sendo necessário analisar esta relação visando a obtenção de uma dinâmica satisfatória.

3.2.1.1 Controle do Filtro Ativo Série

A estratégia de controle para a operação do filtro ativo série é ilustrada na Fig. 3.3. Este controle determina as tensões de referências de fase v_{Ca}^* , v_{Cb}^* e v_{Cc}^* , a serem utilizadas no controle de tensão.

A potência real instantânea p , considerando as tensões medidas v_{Sab} e v_{Sbc} , e as correntes fictícias i_{a_pll} e i_{b_pll} oriundas do *PLL*, é dada por

$$p(t) = v_{Sab} i_{a_pll} + (i_{a_pll} + i_{b_pll}) v_{Sbc}. \quad (3-18)$$

Salienta-se que i_{a_pll} e i_{b_pll} representam senóides de amplitudes unitárias, sendo ajustadas de forma sincronizada com a componente fundamental de seqüência positiva das tensões de fase contidas nas tensões de linha v_{Sab} , v_{Sbc} .

Deste modo, a potência real instantânea apresentará uma parcela oscilante, devido aos harmônicos e / ou desequilíbrios presentes nas tensões v_{Sab} e v_{Sbc} , o que faz com que seja necessário o uso de um filtro passa-baixas, para extrair a componente média desta potência. Pode-se utilizar filtros *Butterworth*, contudo, estes filtros de resposta ao impulso infinita (IIR), apresentam estruturas recursivas que acumulam erros ao longo da sua operação de modo que, após um certo tempo, não conseguem extrair, de forma adequada, a componente CC do sinal imposto na entrada. Desse modo, é aconselhável o uso de filtros que tenham resposta ao impulso finita (*FIR*), pois suas estruturas não acumulam erros ao longo de sua

operação. Deste modo, em implementações digitais isto justifica o uso do filtro de média móvel pois, além de ser do tipo (*FIR*), é simples de ser implementado em relação a filtros *Butterworth*. O filtro de média móvel em questão, bem como aquele utilizado na saída do controlador PI do *PLL* mostrado na sub-seção 3.2.1, foram especificados como tendo um número de amostras igual a metade das amostras de sinal correspondentes a frequência de 60 Hz. Logo, a resposta transitória deste filtro será de aproximadamente 0,00833 s (1/120 Hz).

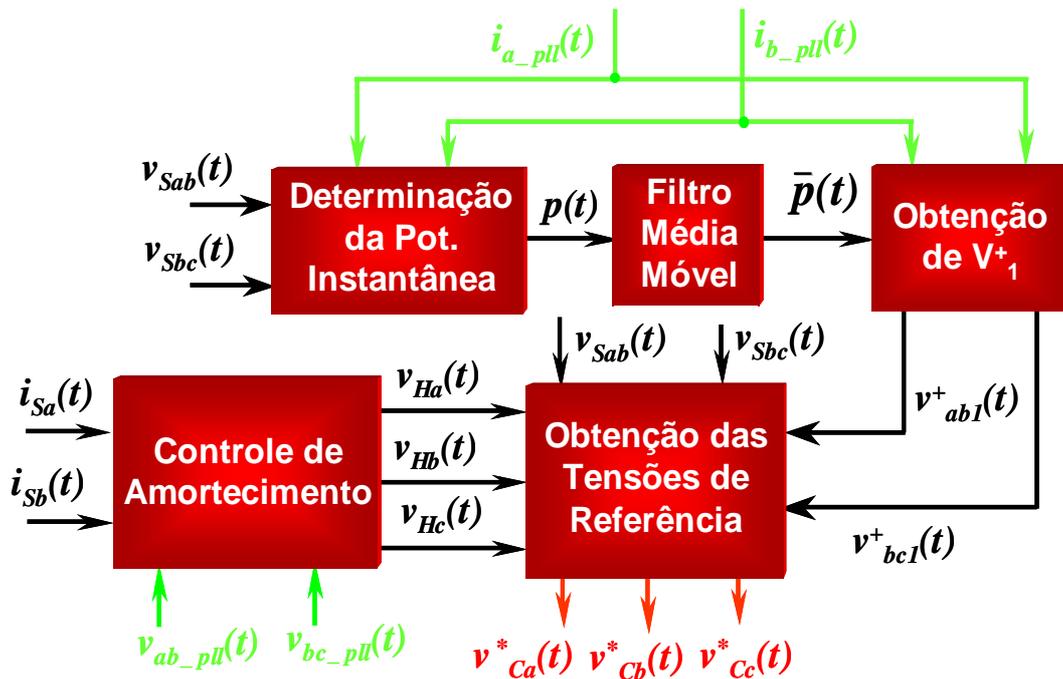


Figura 3-3: Diagrama de Blocos da Estratégia de Controle do Filtro Série.

Assim a componente média da potência p (denominada como \bar{p}), juntamente com sinais de controle i_{a_pll} e i_{b_pll} , são usados para a determinação dos sinais v^+_{1ab} e v^+_{1bc} , que correspondem à componente fundamental de seqüência positiva das tensões v_{Sab} e v_{Sbc} :

$$\begin{bmatrix} v^+_{1ab}(t) \\ v^+_{1bc}(t) \end{bmatrix} = \frac{1}{\Delta} \begin{bmatrix} (i_{a_pll}(t) - i_{b_pll}(t)) & -(i_{a_pll}(t) + i_{b_pll}(t)) \\ (2i_{b_pll}(t) + i_{a_pll}(t)) & i_{a_pll}(t) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{p}(t) \\ 0 \end{bmatrix}, \quad (3-19)$$

onde para os sinais de controle i_{a_pll} e i_{b_pll} de amplitudes unitárias e de seqüência positiva têm-se:

$$\Delta = 2 \left(i_{a_pll}^2 + i_{a_pll} i_{b_pll} + i_{b_pll}^2 \right) = \frac{3}{2}. \quad (3-20)$$

Desta maneira, a equação (3-19) pode ser reescrita como:

$$\begin{bmatrix} v_{1ab}^+(t) \\ v_{1bc}^+(t) \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} (i_{a_pll} - i_{b_pll}) & -(i_{a_pll} + i_{b_pll}) \\ (2i_{b_pll} + i_{a_pll}) & i_{a_pll} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{p} \\ 0 \end{bmatrix}. \quad (3-21)$$

As tensões v_{1ab}^+ e v_{1bc}^+ representam a componente fundamental de seqüência positiva das tensões de linha v_{Sab} e v_{Sbc} . Após a obtenção das tensões de linha v_{1ab}^+ e v_{1bc}^+ , calcula-se a componente fundamental de seqüência positiva das tensões de fase v_{1a}^+ , v_{1b}^+ , v_{1c}^+ utilizando (3-4). De forma similar, aplicando (3-4) nas tensões de linha do sistema v_{Sab} e v_{Sbc} são obtidas as tensões de fase sistema v_{Sa} , v_{Sb} , v_{Sc} . Por meio do controle de amortecimento, que será relatado a seguir, são obtidas as tensões v_{Ha} , v_{Hb} e v_{Hc} . Logo, considerando estas tensões, juntamente com as tensões de fase do sistema v_{Sa} , v_{Sb} , v_{Sc} , e com as tensões de seqüência positiva v_{1a}^+ , v_{1b}^+ e v_{1c}^+ , podem ser determinadas as tensões de referência do filtro ativo série v_{Ca}^* , v_{Cb}^* e v_{Cc}^* . As tensões de referência são determinadas por:

$$\begin{cases} v_{Ca}^*(t) = v_{1a}^+ - v_{Ha} - v_{Sa} \\ v_{Cb}^*(t) = v_{1b}^+ - v_{Hb} - v_{Sb} \\ v_{Cc}^*(t) = v_{1c}^+ - v_{Hc} - v_{Sc} \end{cases}. \quad (3-22)$$

3.2.1.1.1 Controle de Amortecimento

Como foi relatado na seção 2.3.4, o controle de amortecimento no condicionador *UPQC* tem a função de gerar uma resistência equivalente nas componentes harmônicas das correntes que fluem pelos transformadores do filtro ativo série, além de melhorar a estabilidade do sistema [32,43]. A Fig. 3.4 mostra o diagrama de blocos do controle de amortecimento em função do controle baseado na teoria da potência instantânea simplificada. Este controle utiliza os sinais auxiliares v_{ab_pll} e v_{bc_pll} oriundos do bloco *PLL* e gerador de senóides. Estes sinais, juntamente com as correntes medidas na fonte i_{Sb} e i_{Sc} , são utilizados na determinação das potências real e imaginária instantâneas por:

$$\begin{bmatrix} p_H(t) \\ q_H(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} (v_{ab_pll} + v_{bc_pll}) & v_{bc_pll} \\ (v_{bc_pll} - v_{ab_pll}) & -(2v_{ab_pll} + v_{bc_pll}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{Sa} \\ i_{Sb} \end{bmatrix}. \quad (3-23)$$

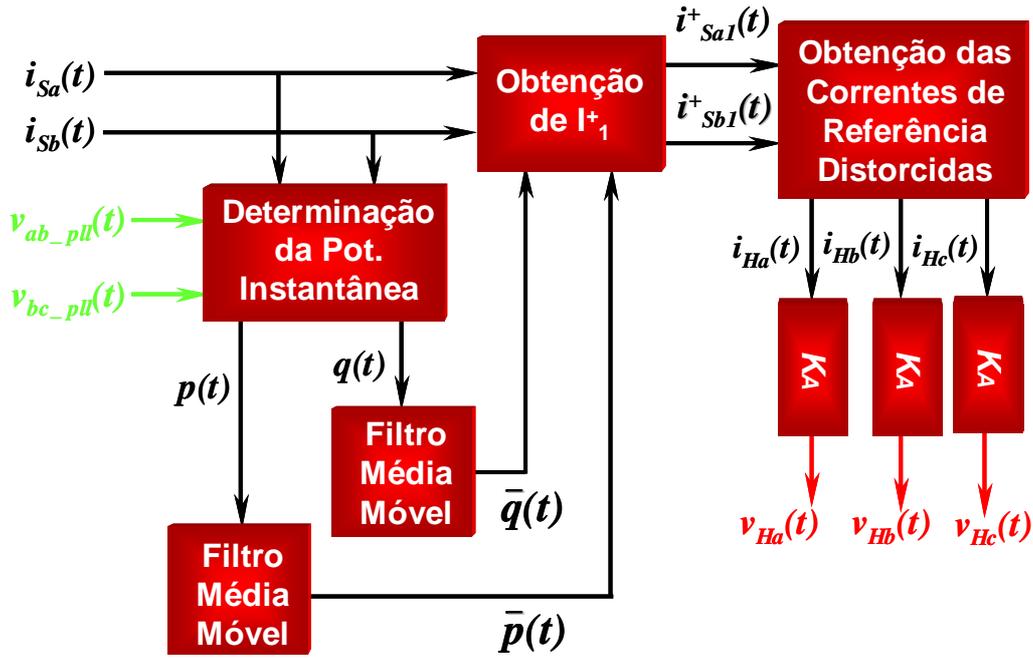


Figura 3-4: Diagrama de Blocos do Controle de Amortecimento.

As componentes médias \bar{p}_H e \bar{q}_H das potências real e imaginária instantâneas p_H e q_H são extraídas utilizando dois filtros do tipo média móvel. Estas duas potências médias \bar{p}_H e \bar{q}_H são utilizadas de forma conjunta com os sinais de controle v_{ab_pll} e v_{bc_pll} no cálculo das componentes de seqüência positiva i^+_{Sa1} e i^+_{Sb1} das correntes i_{Sa} e i_{Sb} , conforme:

$$\begin{bmatrix} i^+_{Sa1}(t) \\ i^+_{Sb1}(t) \end{bmatrix} = \frac{1}{\Gamma} \begin{bmatrix} (2v_{ab_pll} + v_{bc_pll}) & v_{bc_pll} \\ (v_{bc_pll} - v_{ab_pll}) & -(v_{ab_pll} + v_{bc_pll}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{p}_H \\ \bar{q}_H \end{bmatrix}, \quad (3-24)$$

onde para os sinais de controle v_{ab_pll} e v_{bc_pll} de amplitudes unitárias e de seqüência positiva têm-se:

$$\Gamma = 2 \left(v_{ab_pll}^2 + v_{ab_pll} v_{bc_pll} + v_{bc_pll}^2 \right) = \frac{3}{2}. \quad (3-25)$$

Desta maneira, (3-24) pode ser reescrita como:

$$\begin{bmatrix} i^+_{Sa1}(t) \\ i^+_{Sb1}(t) \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} (2v_{ab_pll} + v_{bc_pll}) & v_{bc_pll} \\ (v_{bc_pll} - v_{ab_pll}) & -(v_{ab_pll} + v_{bc_pll}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{p}_H \\ \bar{q}_H \end{bmatrix}. \quad (3-26)$$

Tendo em vista o fato de (3.20) e (3-25) serem similares, os valores de Δ e Γ são iguais, conforme esperado. Isto justifica a escolha em utilizar os sinais v_{ab_pll} e

v_{bc_pll} , com relação aos sinais obtidos pelo bloco denominado “Detector de V_{+1} ”, v_{lab}^+ e v_{lbc}^+ , pois evita o uso de divisões no algoritmo implementado no *DSP*.

A corrente da fase “c” i_{Sc1}^+ é determinada por:

$$i_{Sc1}^+(t) = -\left(i_{Sa1}^+ + i_{Sb1}^+\right). \quad (3-27)$$

Determinando a corrente na fonte da fase “c”, i_{Sc} , por meio de

$$i_{Sc}(t) = -\left(i_{Sa} + i_{Sb}\right), \quad (3-28)$$

pode-se obter as correntes de referência relativas ao controle de amortecimento i_{Ha} , i_{Hb} e i_{Hc} , utilizando:

$$\begin{cases} \hat{i}_{Ha} = i_{Sa1}^+ - i_{Sa} \\ \hat{i}_{Hb} = i_{Sb1}^+ - i_{Sb} \\ \hat{i}_{Hc} = i_{Sc1}^+ - i_{Sc} \end{cases} \quad (3-29)$$

Para que o filtro série ofereça uma resistência às correntes harmônicas i_{Ha} , i_{Hb} e i_{Hc} , deve-se gerar tensões de compensação em fase com estas correntes. De acordo com (3.21), as correntes de referência do controle de amortecimento i_{Ha} , i_{Hb} , i_{Hc} e valores adequados de ganhos K_A (representando resistências sintetizadas) resultam nas tensões de referências do controle de amortecimento v_{Ha} , v_{Hb} , v_{Hc} . Estas tensões de fase v_{Ha} , v_{Hb} , v_{Hc} são corretamente usadas no controle do filtro ativo série, conforme:

$$\begin{cases} v_{Ha}(t) = i_{Ha} \cdot K_A \\ v_{Hb}(t) = i_{Hb} \cdot K_A \\ v_{Hc}(t) = i_{Hc} \cdot K_A \end{cases} \quad (3-30)$$

Salienta-se que os ganhos K_A representam uma resistência sintetizada para as componentes harmônicas das correntes i_{Sa} e i_{Sb} que fluem pelos transformadores do filtro ativo série.

3.2.1.2 Controle do Filtro Ativo Paralelo

A estratégia de controle do filtro ativo paralelo é esclarecida no diagrama de blocos ilustrado na Figura 3-5. O objetivo é obter as correntes de referências de

fase i_{Cc}^* , i_{Cb}^* e i_{Ca}^* , a serem utilizadas no controle de corrente. O algoritmo é baseado nas correntes medidas na carga i_{La} , i_{Lb} , na tensão do elo cc , bem como, dos sinais de controle v_{ab_pll} e v_{bc_pll} . De modo similar ao cálculo realizado no controle de amortecimento, os sinais de controle v_{ab_pll} e v_{bc_pll} oriundos do circuito do bloco PLL e gerador de senóides fazem parter do cálculo da potência real instantânea p , só que nesta situação as correntes de carga são usadas no cálculo de:

$$p(t) = (v_{ab_pll} + v_{bc_pll})i_{La} + v_{bc_pll}i_{Lb}. \quad (3-31)$$

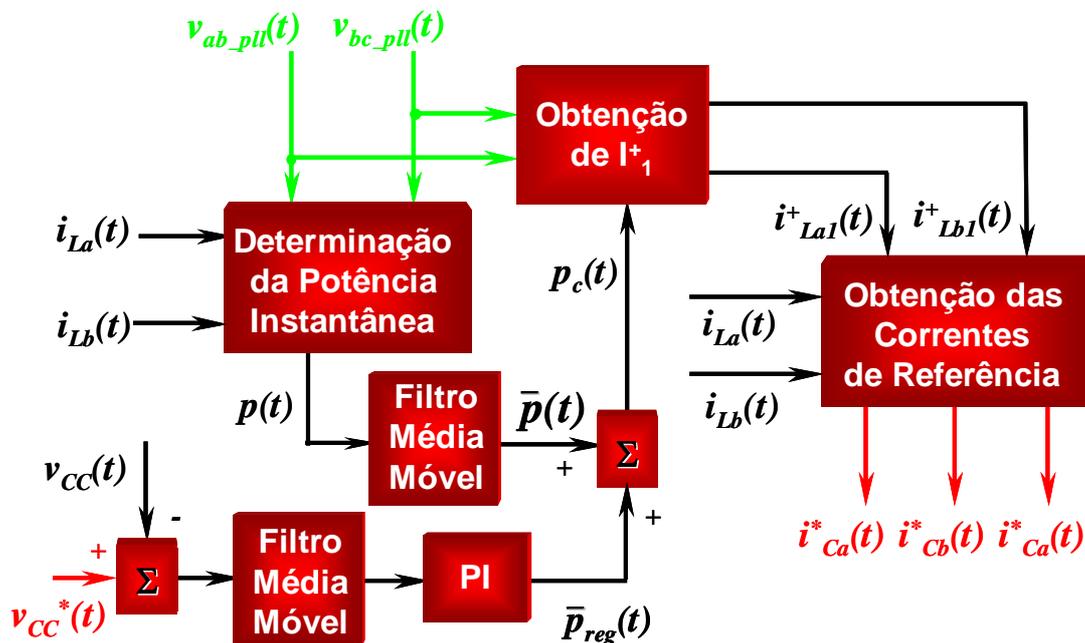


Figura 3-5: Diagrama de Blocos da Estratégia de Controle do Filtro Ativo Paralelo.

Como as correntes medidas na carga podem conter harmônicos e desequilíbrios, faz-se necessário o uso de filtros do tipo passa-baixas para extrair a componente média \bar{p} desta potência real instantânea p . Como o controle do filtro ativo paralelo é o responsável pela regulação da tensão no elo cc do $UPQC$ é necessário incluir a esta potência média \bar{p} um sinal de controle p_{reg} . Este sinal irá possibilitar a troca de energia entre os conversores e a rede de suprimento CA. Este sinal é oriundo de um controle externo, onde uma tensão de referência estabelecida para o elo cc v_{cc}^* é comparada com a tensão medida no elo cc , v_{cc} . O erro resultante é filtrado por um filtro de média móvel visando retirar possíveis oscilações indesejáveis. Feito isto, o sinal finalmente passa por um controlador PI

antes de ser adicionado ao sinal \bar{p} , resultando no sinal $(\bar{p} + p_{reg})$, sendo denominado de p_c . Salienta-se que no algoritmo do controlador PI está incluído um método de *anti-windup* da ação integral do mesmo. Também no controle da tensão do elo cc , o filtro de média móvel foi especificado para operar com metade do número de amostras da frequência de 60 Hz, ou seja, a resposta transitória do filtro utilizado será também de aproximadamente 0,00833 s.

Deste modo, pode-se determinar os sinais i_{La1}^+ e i_{Lb1}^+ , de acordo com (3.32), utilizando de forma conjunta o sinal $(\bar{p} + \bar{p}_{reg}) = p_c$ e os sinais de controle v_{ab_pll} e v_{bc_pll} . As correntes i_{La1}^+ e i_{Lb1}^+ representam a componente fundamental de seqüência positiva das correntes i_{La} e i_{Lb}

$$\begin{bmatrix} i_{La1}^+(t) \\ i_{Lb1}^+(t) \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} (2v_{ab_pll} + v_{bc_pll}) & v_{bc_pll} \\ (v_{bc_pll} - v_{ab_pll}) & -(v_{ab_pll} + v_{bc_pll}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} p_c \\ 0 \end{bmatrix}. \quad (3-32)$$

Com base nas correntes medidas na carga i_{La} e i_{Lb} e sua componente de seqüência positiva i_{La1}^+ e i_{Lb1}^+ , determinam-se as correntes de referências i_{Ca}^* e i_{Cb}^* , de acordo com

$$\begin{cases} i_{Ca}^*(t) = i_{La1}^+ - i_{La} \\ i_{Cb}^*(t) = i_{Lb1}^+ - i_{Lb} \end{cases}. \quad (3-33)$$

Por fim, como se trata de um sistema a três fios, a corrente de referência na fase c, i_{Cc}^* , é determinada com base na relação dada por:

$$i_{Cc}^*(t) = -(i_{Ca}^* + i_{Cb}^*). \quad (3-34)$$

3.2.2 Análise dos Algoritmos Simplificados do UPQC

Para comprovar a eficácia dos algoritmos simplificados que compõem o controlador do condicionador UPQC que foram apresentados, serão feitos alguns testes preliminares com os mesmos de forma independente. A análise foi realizada em simulações computacionais com o programa PSCAD/EMTDC, sendo que os algoritmos foram implementados em linguagem C, no ambiente deste programa.

Foi considerado um sistema a três fios suprindo uma ponte retificadora trifásica controlada a tiristor de seis pulsos, com ângulo de disparo de 30° , como mostrado no diagrama unifilar da Figura 3-6.

No sistema simplificado modelado foi adotado que as tensões de suprimento apresentam 8% de desbalanço (seqüência negativa) na frequência fundamental e uma distorção harmônica total DHT de 7,81%, sendo o quinto harmônico (seqüência negativa) com 6% e, sétimo harmônico (seqüência positiva) com 5%. A carga considerada foi uma ponte trifásica controlada a tiristor com ângulo de disparo de 30° . Lembrando que, conforme mostrado na Figura 3-1, como dados de entrada para os algoritmos foram consideradas as tensões v_{Sab} e v_{Sbc} e as correntes na carga i_{La} , i_{Lb} , sendo que estas últimas também foram utilizadas no algoritmo do controle de amortecimento, sendo que neste caso $i_{Sa} = i_{La}$ e $i_{Sb} = i_{Lb}$.

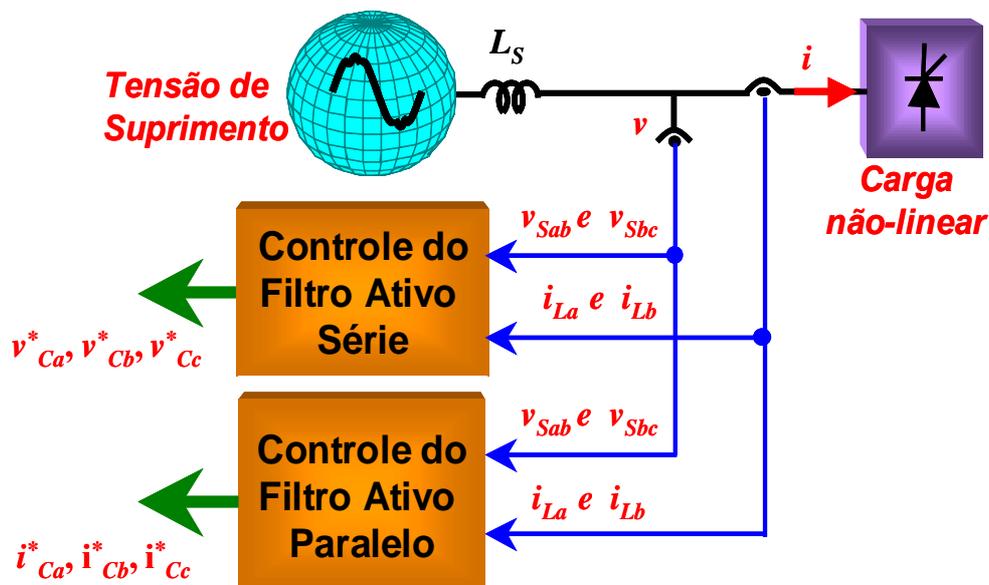


Figura 3-6: Diagrama Unifilar do Sistema Simplificado.

3.2.2.1 Resultados de Simulações

A Figura 3-7 a) mostra as formas de ondas das duas tensões de alimentação de linha medidas v_{Sab} e v_{Sbc} e a Figura 3-7 b) ilustra as respectivas tensões de fase v_{sa} , v_{sb} , e v_{sc} obtidas aplicando a expressão (3.4). Os sinais de controle fornecidos pelo bloco *PLL* e gerador de senos utilizados na obtenção das tensões de seqüência positiva v_{ab_pll} e v_{bc_pll} , além dos sinais de controle i_{b_pll} e i_{c_pll} necessários na

estratégia de controle de amortecimento, estão mostrados na Figura 3-8 a) e Figura 3-8 b), respectivamente.

A Figura 3-9 a) mostra a potência ativa instantânea obtida por meio de (3.13), onde os sinais de controle i_{b_pll} e i_{c_pll} foram utilizados, além da componente média \bar{p}_{serie} , obtida pela filtragem da potência instantânea p_{serie} de (3.18). Ressalta-se que a potência instantânea imaginária q não é utilizada no algoritmo de controle do filtro ativo série, conforme relatado na seção 3.2.1.4, sendo que esta foi mostrada na Figura 3-9 b) somente a título de esclarecimento. As formas de ondas das tensões de seqüência positiva de linha v^+_{lab} e v^+_{lbc} , determinadas por (3.21), além das tensões de seqüência positiva de fase v^+_{la} , v^+_{lb} , v^+_{lc} , obtidas a partir da aplicação destas tensões v^+_{lab} e v^+_{lbc} em (3.4), estão mostradas na Figura 3-10 a) e Figura 3-10 b), respectivamente.

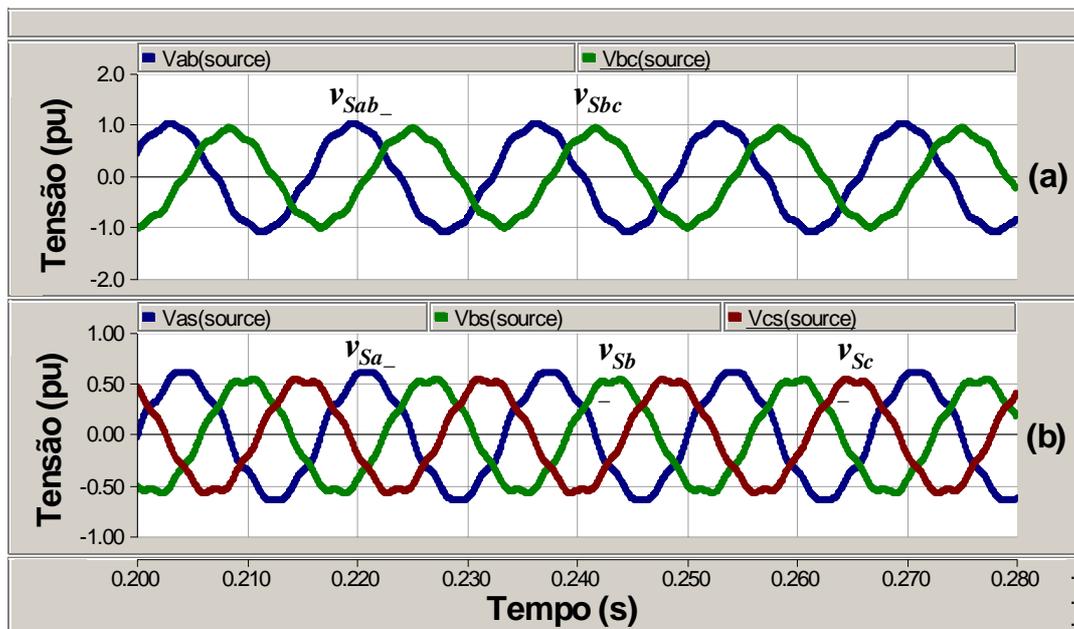


Figura 3-7: Tensões da Fonte – a) Tensões de Linha; b) Tensões Fase-Neutro.

É interessante salientar que, devido às características consideradas neste controle simplificado, a normalização das tensões de entrada do sistema nos algoritmos do bloco *PLL* e gerador de senos foi feita em termos do valor de pico da tensão nominal de linha.

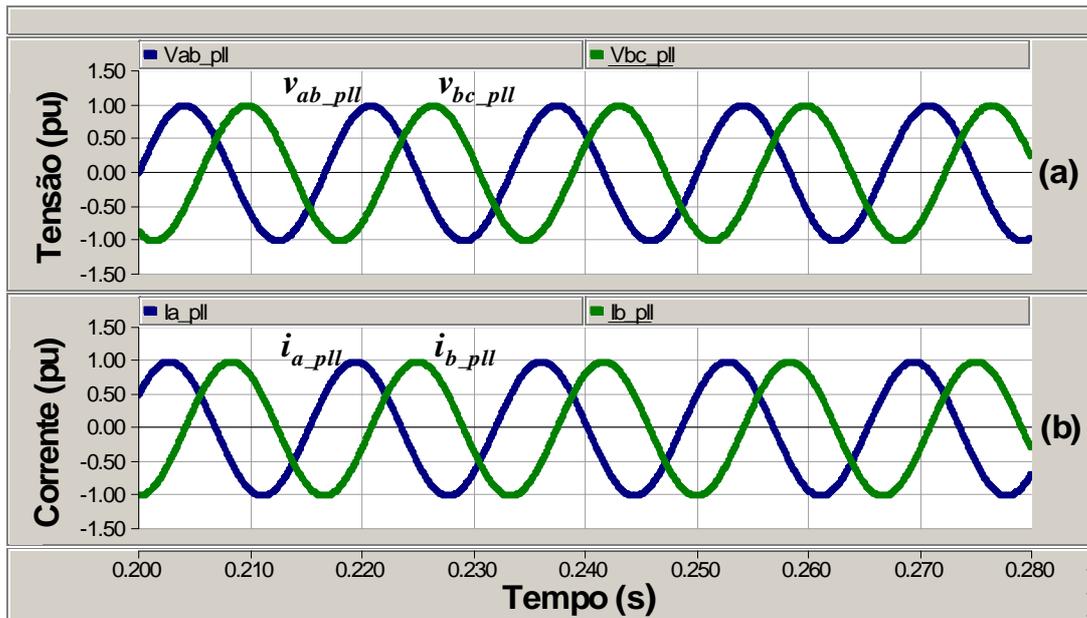


Figura 3-8: Sinais de Controle do Sistema PLL e Gerador de Senos – a) Sinais Usados no Controle de Amortecimento e Potência Instantânea do Filtro Ativo Paralelo; b) Sinais Usados na Potência Instantânea do Filtro Ativo Série.

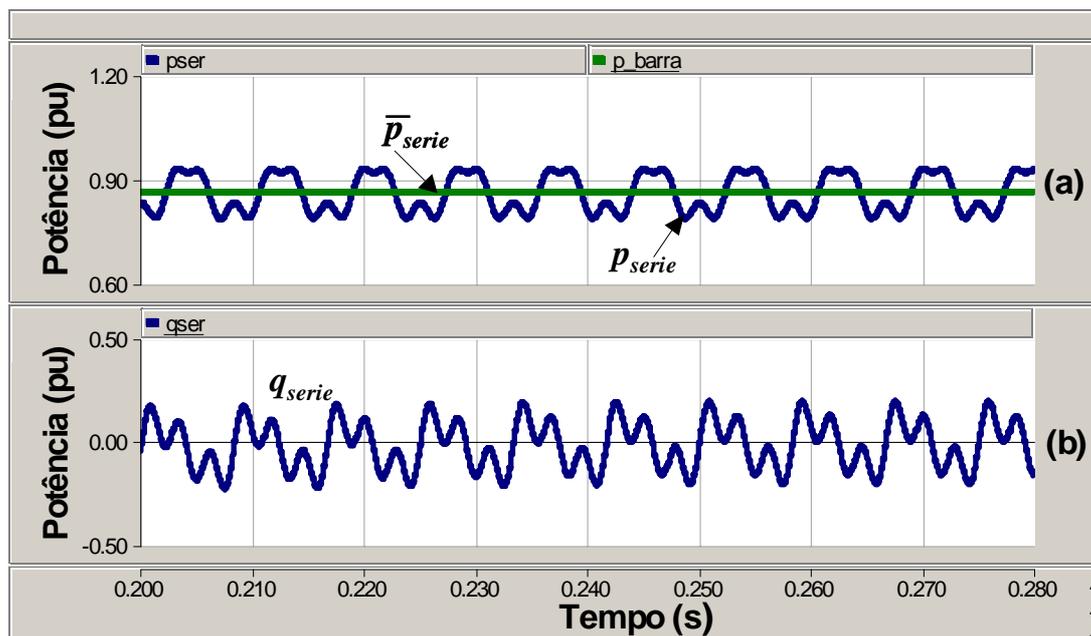


Figura 3-9: Potências Associadas aos Sinais de Controle i_{a_pll} e i_{b_pll} – a) Potências Real Instantâneas e Média do Controle do Filtro Ativo Série; b) Potência Imaginária Instantânea.

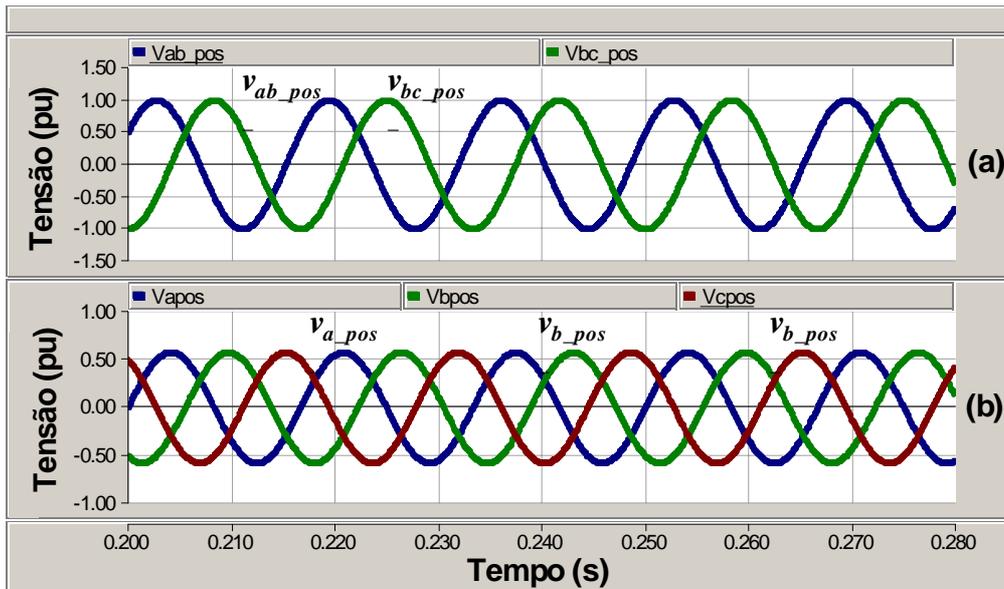


Figura 3-10: Tensões de Seqüência Positiva – a) Tensões de Linha; b) Tensões de Fase-Neutro.

A diferença entre a tensão de seqüência positiva de linha v_{lab}^+ da Figura 3-11 a) e a tensão de linha da fonte de suprimento v_{Sab} da Figura 3-11 b) determina as tensões de referência de linha v_{Cab}^* , conforme mostrado na Figura 3-11 c).

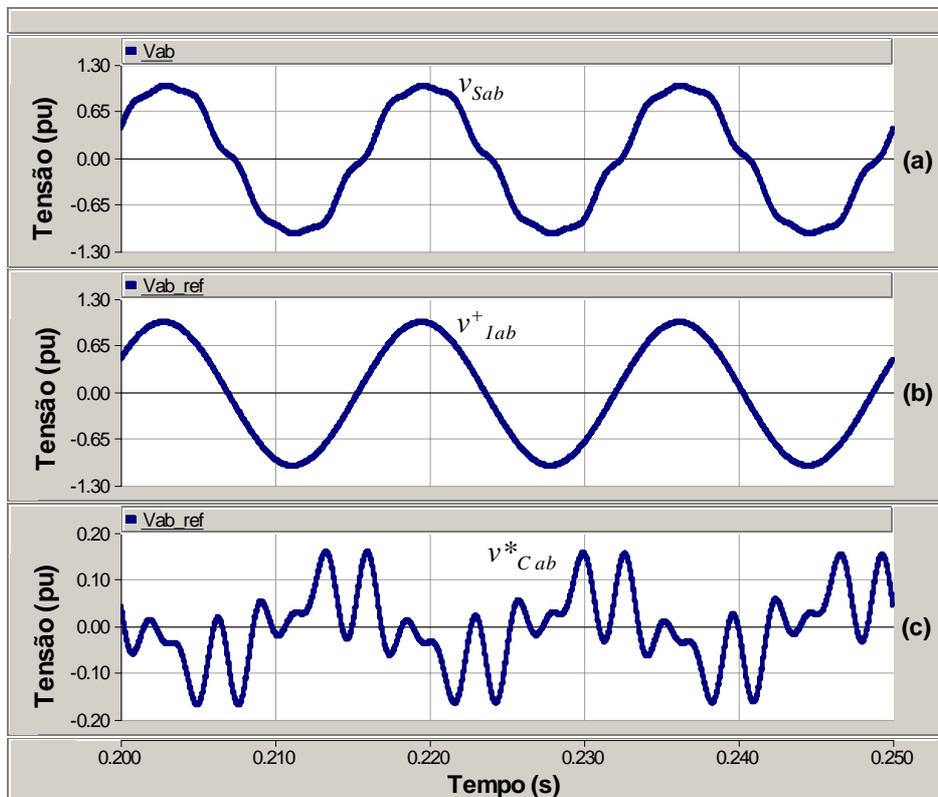


Figura 3-11: Tensões de Linha Relacionadas com as Fases *a* e *b* – a) Tensão na Fonte; b) Tensão de Seqüência Positiva; c) Tensão de Referência.

Na Figura 3-12 a) é ilustrada a tensão de fase da rede de suprimento v_{Sa} e na Figura 3-12 b) está mostrada a tensão de seqüência positiva v^+_{1a} , em ambas relacionadas a fase a . A tensão de referência v^*_{Ca} na fase a é mostrada na Figura 3-12 c).

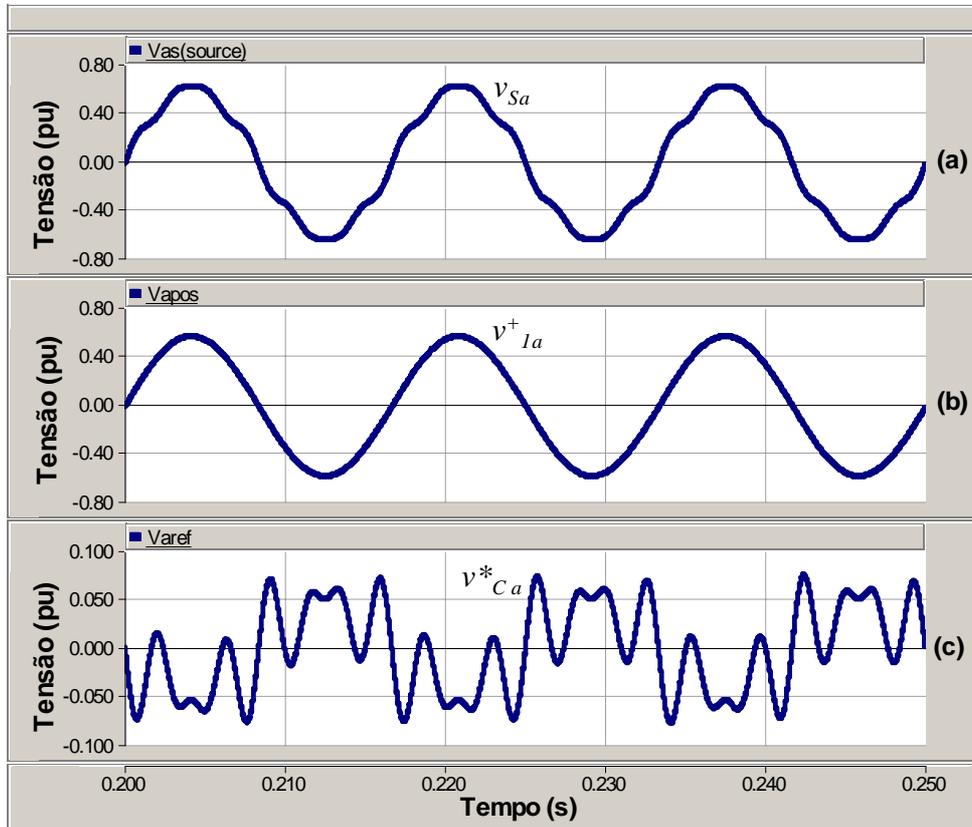


Figura 3-12: Tensões Fase-Neuro Relacionadas com a Fase a – a) Tensão na Fonte; b) Tensão de Seqüência Positiva; c) Tensão de Referência.

A Figura 3-13 a) apresenta a potência real instantânea p_H relacionada com o controle de amortecimento e o seu valor médio \bar{p}_H . Similarmente, a Figura 3-13 b) mostra a parcela imaginária instantânea q_H e o seu valor médio \bar{q}_H . Com base nas expressões (3.26) e (3.27) são determinadas as correntes de seqüência positiva determinadas no controle de amortecimento i^+_{Sa1} , i^+_{Sb1} e i^+_{Sc1} , as quais podem ser verificadas na Figura 3.14 a). Na Figura 3.14 b) é apresentada a corrente de referência da fase b gerada pelo controle de amortecimento.

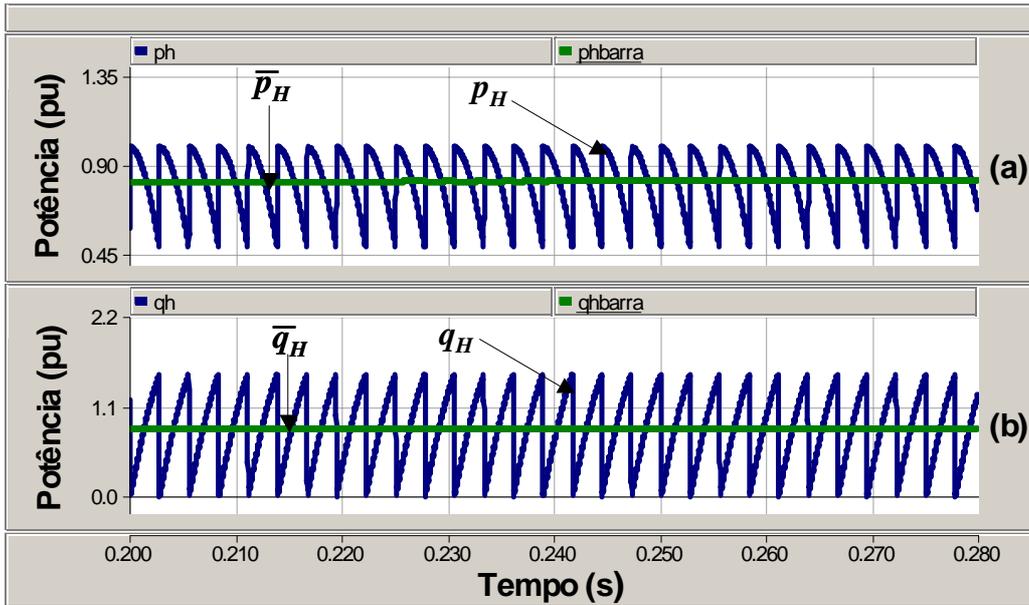


Figura 3-13: Potências Associadas ao Controle de Amortecimento – a) Potências Reais Instantâneas e Média; b) Potências Imaginárias Instantâneas e Média.

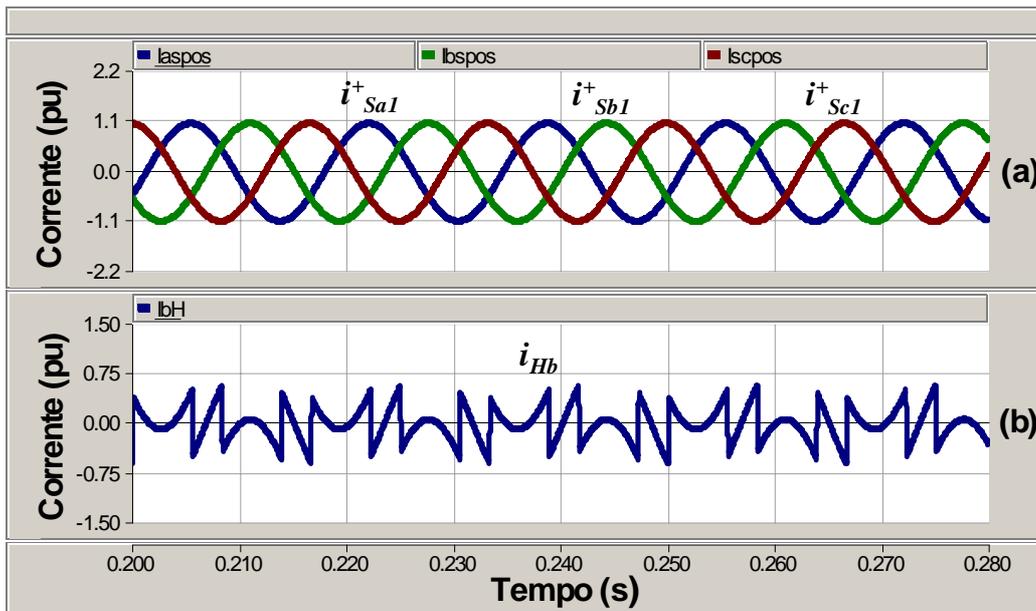


Figura 3-14: Correntes Associadas do Controle de Amortecimento – a) Correntes de Seqüência Positiva; b) Correntes de Referência na Fase *b*.

As formas de ondas das duas correntes i_{La} e i_{Lb} medidas na ponte conversora são mostradas na Figura 3-15 a). Como no sistema simplificado representado somente as correntes medidas foram i_{La} e i_{Lb} , a potência instantânea ativa relativa ao controle do filtro ativo paralelo, determinada pela expressão (3-25) e a sua respectiva potência média, serão similares àquelas potências fornecidas pela expressão (3-17) da potência instantânea ativa do controle de amortecimento p_H e

sua média, as quais já foram apresentadas na Figura 3-13 a). Utilizando a potência média extraída da potência instantânea ativa e os sinais de controle v_{ab_pll} e v_{bc_pll} em (3-26), obtêm-se as correntes de seqüência positiva i^+_{La1} e i^+_{Lb1} . Por se tratar de um sistema a três fios, o somatório destas duas correntes resulta na componente fundamental da corrente de seqüência positiva da fase c $i^+_{Lc1} = -(i^+_{La1} + i^+_{Lb1})$. As formas de ondas das correntes de seqüências positivas das correntes de carga estão representadas na Figura 3-15 b).

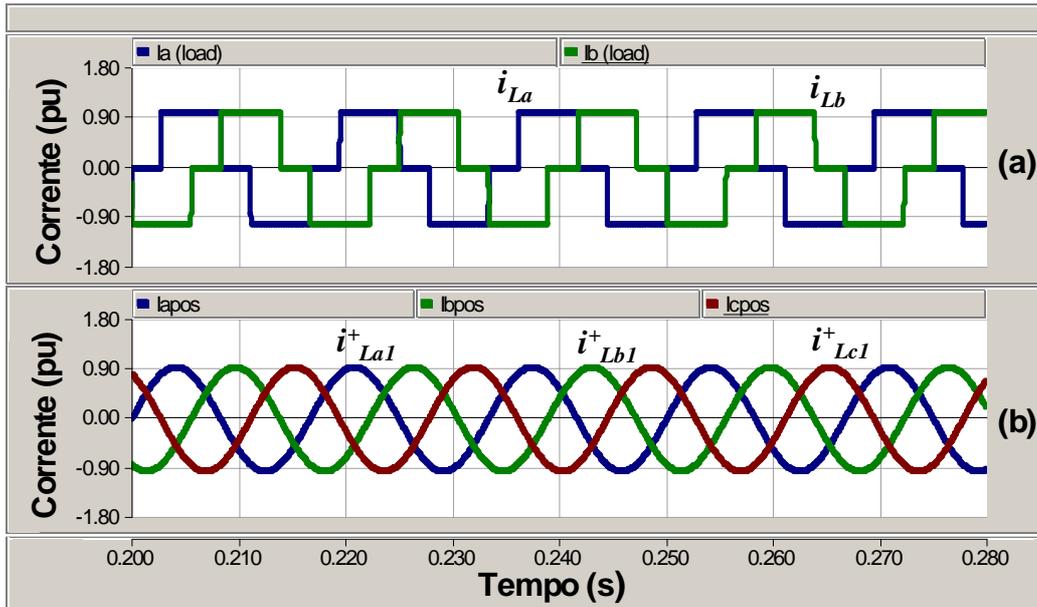


Figura 3-15: Correntes de Carga e Seqüência Positiva – a) Correntes nas Fases a e b na Carga ; b) Correntes de Seqüência Positiva Obtidas pelo Controle do Filtro Ativo Paralelo.

A corrente de referência i^*_{cb} na fase b , obtida pela diferença entre a corrente de seqüência positiva i^+_{Lb1} e a corrente de carga i_{Lb} , conforme (3-27), é mostrada na Figura 3-16, juntamente com estas outras duas correntes citadas. A Figura 3-17 mostra as formas de ondas de seqüência positiva da fase b da tensão fase-neutro v^+_{ib} e corrente i^+_{Lb1} , indicando que, além dos harmônicos da corrente, a parcela reativa da corrente de carga seria compensada de forma satisfatória com a aplicação do algoritmo. Salienta-se que, devido ao fato das tensões de entrada no algoritmo do filtro ativo série serem normalizadas, considerando como base o valor de pico da tensão de linha, o valor máximo da tensão de fase será de $1/\sqrt{3}$ pu, e o valor da tensão de linha de seqüência positiva alcançará 1 pu.

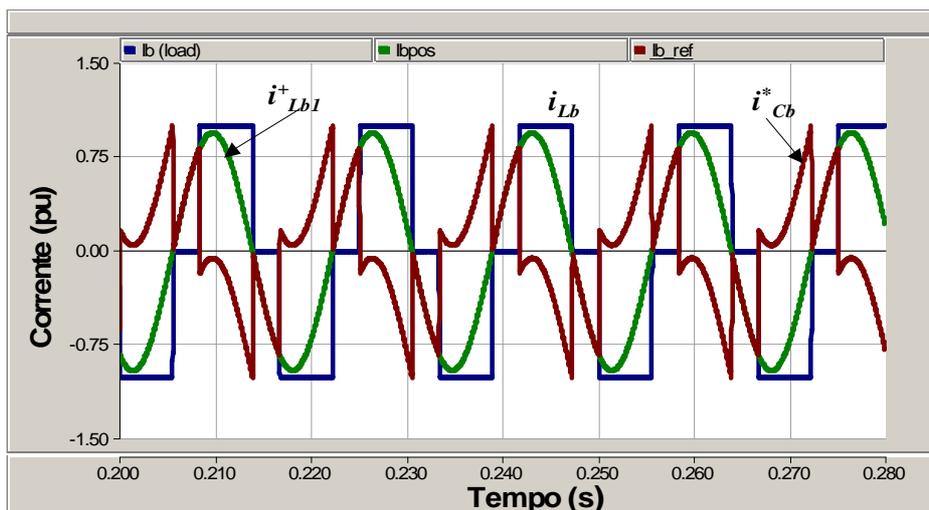


Figura 3-16: Correntes na Carga, de Seqüência Positiva e de Referência da Fase *b*.

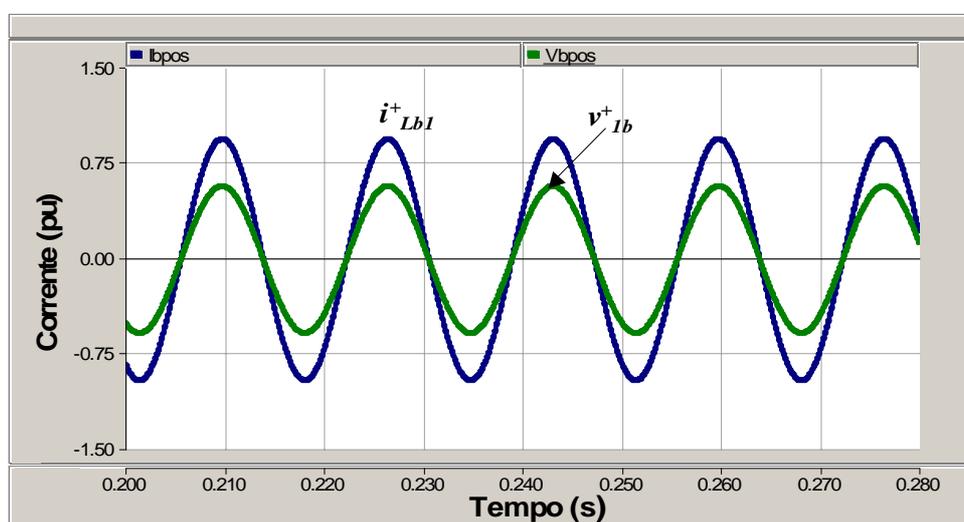


Figura 3-17: Tensão Fase-Neutro e Corrente de Seqüência Positiva da Fase *b*.

Na seqüência serão mostradas as similaridades entre os resultados das grandezas de referências associadas aos algoritmos de controle do condicionador *UPQC*, determinadas por intermédio da Teoria p-q convencional, bem como considerando a simplificação apresentada para o controle.

Na Figura 3-18 a) e Figura 3-18 b) podem ser verificadas as formas de ondas das tensões fase-neutro de seqüência positiva das tensões obtidas pelas pelo metodologia convencional e simplificada, respectivamente. A diferença entre as amplitudes é devido à normalização das tensões no controle baseado na Teoria p-q ser feita para os valores de pico da tensão fase-neutro, e no caso do controle simplificado, a normalização das tensões considerar como base o valor de pico da

tensão de linha, como foi relatado anteriormente. A mesma situação ocorre em relação às tensões de referência v_{Ca}^* e v_{Cb}^* , obtidas pelos dois métodos e que estão mostradas na Figura 3-19 a) e Figura 3-19 b), respectivamente, e que são utilizadas no controle de tensão juntamente com a tensão referência da fase c .

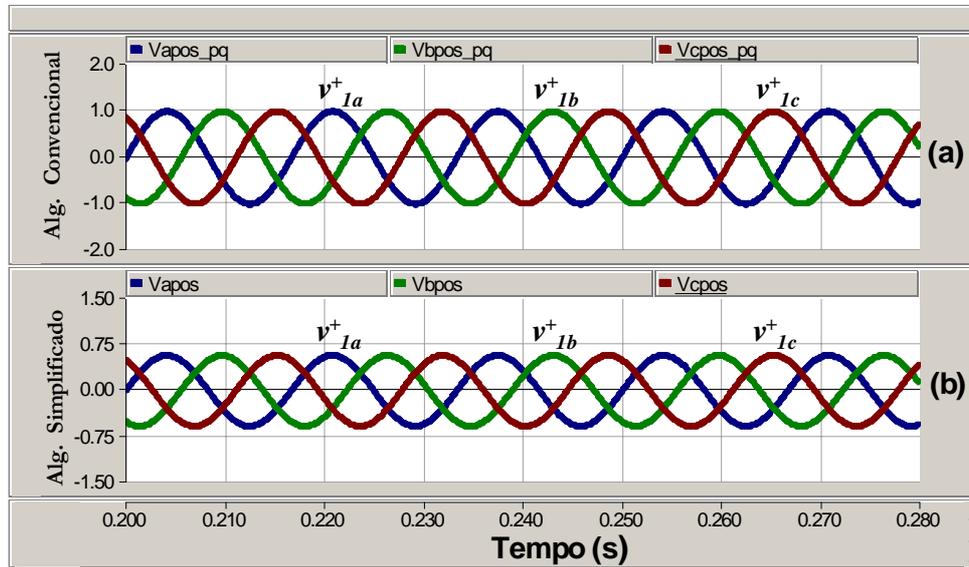


Figura 3-18: Tensões Fase-Neutro de Sequência Positiva – a) Algoritmo Convencional da Teoria p-q; b) Algoritmo Simplificado da Teoria p-q.

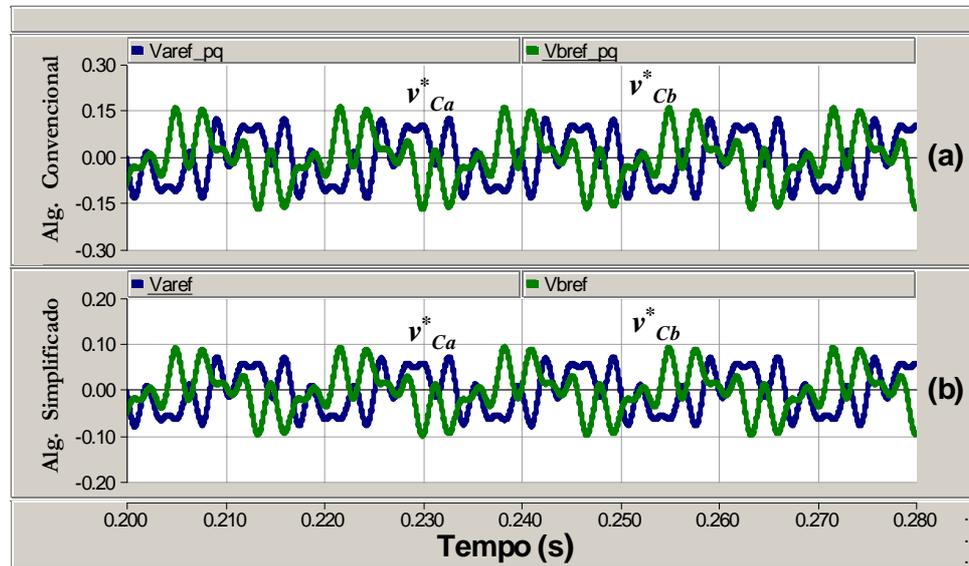


Figura 3-19: Tensões Fase-Neutro de Referências das Fases a e b – a) Algoritmo Convencional da Teoria p-q; b) Algoritmo Simplificado da Teoria p-q.

Na Figura 3-20 são mostradas as correntes de referência i_{Cb}^* da fase b , as correntes de seqüência positiva i_{Lb1}^+ , obtidas pelos dois métodos, juntamente com a corrente de carga i_{Lb} nesta mesma fase.

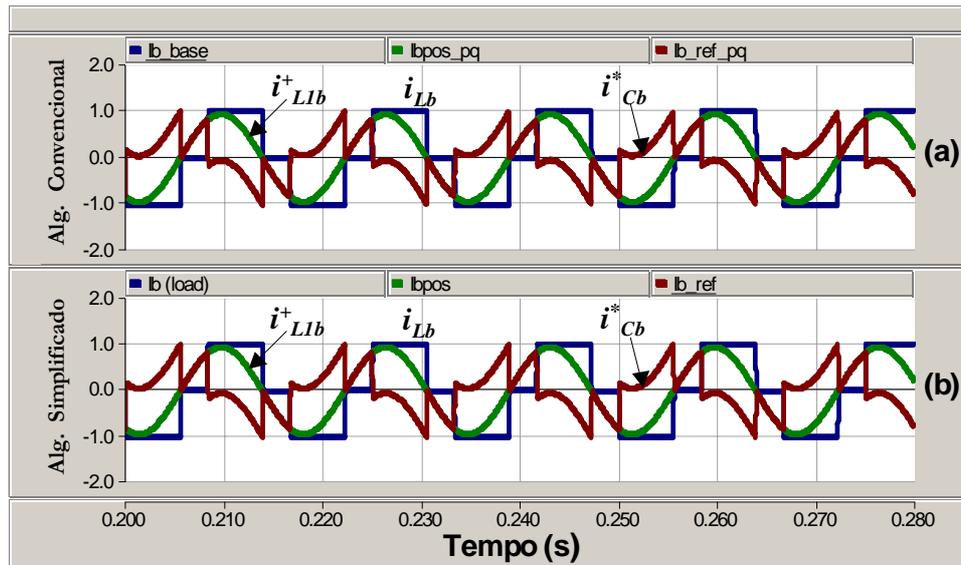


Figura 3-20: Correntes na Carga, de Sequência Positiva e de Referência da Fase b – Algoritmo Convencional da Teoria p-q; b) Algoritmo Simplificado da Teoria p-q.

3.3 Conclusões Parciais

Neste capítulo foi apresentado o controle do *UPQC* baseado em simplificações na Teoria p-q para aplicações em sistemas trifásicos a três fios. Este controle simplificado adotou os cálculos das tensões e correntes em coordenadas de fase *abc* e com um número reduzido de pontos de medições.

A Teoria p-q simplificada demonstrada na seção 3.2 permitiu uma redução no número de operações matemáticas, sendo importante para a implementação digital em aritmética ponto fixo. Ressalta-se que foi adotada ainda uma simplificação no algoritmo de compensação do filtro ativo paralelo com a potência de compensação, sendo caracterizada potência média \bar{p} , conforme (3-32). Isto refletiu em uma flexibilidade ainda menor pela imposição de compensação da parcela reativa da corrente de carga. Como era esperado para sistemas a três fios, os resultados das simulações que foram apresentadas permitem concluir que a redução no número de medições não incorre em imprecisões nas tensões e correntes de referências como em situações onde a Teoria p-q convencional, pelo menos em nível de sua implementação no ambiente do simulador PSCAD/EMTDC.

CAPÍTULO 4

CONTROLE DO CONDICIONADOR *UPQC* BASEADO EM UM *PLL* TRIFÁSICO DESENVOLVIDO

4.1 Considerações Iniciais

Este capítulo apresenta uma estratégia de controle para o condicionador *UPQC*, que considera a utilização de um algoritmo *PLL* (*Phase Locked Loop*) trifásico para determinação direta das componentes de seqüência positiva das grandezas necessárias para a determinação das tensões e correntes de referências. Sendo assim, o *PLL* trifásico que está sendo proposto neste trabalho opera como um detector de seqüência positiva, tanto para tensão, como para corrente, permitindo, assim, que o controle do *UPQC* seja estruturado a partir da utilização de um algoritmo *PLL* estruturado em três partes: o primeiro associado às tensões da fonte de suprimento, o segundo para o controle de amortecimento utilizado nas correntes medidas nesta mesma fonte e o terceiro para as correntes de carga.

Considerando as premissas adotadas no Capítulo 3 para circuitos trifásicos a três fios, o controle do *UPQC* será estruturado considerando a medição das mesmas tensões de linhas e correntes de fase, incluindo ainda a tensão do elo *cc*. Também o controle para o filtro ativo paralelo garante a obtenção de correntes senoidais na fonte, mesmo em situações em que as tensões de suprimento são distorcidas e/ou desbalanceadas.

Primeiramente, a concepção do algoritmo de sincronismo é discutida, tendo como ponto de partida o algoritmo do *PLL* monofásico, do qual originou o *PLL* trifásico desenvolvido para aplicações em circuitos trifásicos. Simulações do algoritmo monofásico e, posteriormente, do trifásico, demonstrarão o desempenho dos mesmos frente a distúrbios. Posteriormente, será mostrada a estrutura do controle do *UPQC*, implementado por meio de um modelo de *PLL* Trifásico, que será composto de três partes: duas para o controle do filtro ativo série, responsável pela determinação das tensões de referência, e uma outra parte aplicada ao controle do filtro ativo paralelo que fornece as correntes de referências.

Deve ser ressaltado que o aproveitamento do controle do *UPQC* neste trabalho é dedicado a sistemas trifásicos a três fios, sendo que de modo particular para este trabalho, o mesmo será realizado em coordenadas $\alpha\beta$. Este fato possibilita uma simplificação da implementação do algoritmo trifásico do *PLL*, que está sendo proposto.

4.2 Sistemas de Sincronismo (*PLL – Phase Locked Loop*)

Informações pertinentes aos valores instantâneos da fase, da frequência e da amplitude das componentes fundamentais de tensões e correntes medidas no sistema, são importantes para determinar as grandezas de referência utilizadas em equipamentos condicionadores de energia. Nesse sentido, diferentes algoritmos de sincronismos (*PLL – Phase-Locked Loop*), monofásico ou trifásico, são usados nas estratégias de compensação utilizadas por equipamentos baseados em conversores de potência.

Nos últimos anos, estudos de diferentes topologias, tanto monofásicas como trifásicas, para circuitos *PLL*, têm despertado interesse visando aplicações em eletrônica de potência. Recentemente, foram propostos algoritmos e circuitos de sincronização, que são capazes de detectar fase, frequência e amplitude da componente fundamental [46-48], sendo que o ponto de partida foi dado pela proposição do *EPLL (Enhanced Phase Locked Loop)* [49]. Além disto, tem-se dado um grande enfoque na análise do desempenho dinâmico desses algoritmos, principalmente devido à grande aplicação dos mesmos em sistemas de condicionamento de energia, onde eles devem apresentar uma precisão em regime permanente e resposta dinâmica suficientemente rápida, mesmo diante de sinais distorcidos e/ou desequilibrados, este último distúrbio em caso de circuitos de sincronismos trifásicos. A premissa da necessidade do *PLL* ter que apresentar uma alta imunidade a perturbações, tais como, distorções harmônicas, pode ser considerada como um fator preponderante em aplicações de estratégias de controle para os diferentes tipos de equipamentos de condicionamento de energia.

Diferentes algoritmos de *PLL* têm sido propostos e analisados, tanto em termos de resposta dinâmica como em regime permanente [47,48] e [50-52], tendo

sido considerado o comportamento diante de perturbações. Entretanto, as relações entre precisão versus velocidade mostram resultados restritivos, tendo em vista que os algoritmos mostram claramente que, diante de sinais fortemente distorcidos, faz-se necessário buscar um ajuste nos seus parâmetros visando uma resposta mais lenta.

Especificamente, em aplicações de dispositivos *FACTS* e *Custom Power*, modelos interessantes de *PLL* foram desenvolvidos, considerando os sistemas de coordenadas estacionárias (a, b, c e α, β) baseados na teoria das potências instantâneas [32, 53] ou mesmo rotacionais (teoria da transformada síncrona d-q) [54].

O avanço tecnológico dos sistemas microprocessados permitiu que algoritmos mais complexos de circuitos de sincronismo baseados em técnicas de processamento digital de sinais mais complexas pudessem ser implementados por *software*. Entre essas técnicas podem ser citadas, dentre outras, o método dos mínimos quadrados [55], baseado no Filtro de Kalman [56, 57], filtros *notch* adaptativos [58] e a técnica baseada no método de Newton Recursivo [59]. Deste modo, tem sido verificado que o compromisso entre o custo de processamento, com a precisão e velocidade na estimativa das grandezas associadas ao *PLL*, já não é um fator preponderante. Tendo em vista que, com o surgimento de *DSPs* de alto desempenho computacional, as implementações dos algoritmos mais complexos de sistemas de sincronismos tornam-se viáveis em aplicações práticas, e esta tendência vem se acentuando inclusive com *DSPs* de ponto flutuante, que já oferecem soluções dedicadas a aplicações em eletrônica de potência.

Diante deste contexto, está sendo proposto um novo modelo de *PLL* que, de uma forma geral, utiliza aplicações de álgebra linear para obter a projeção do sinal de entrada em um subespaço determinado, pela frequência estimada. Sendo que esta frequência é obtida por um filtro passa-baixas modelado por uma malha interna à estrutura da malha de realimentação do *PLL*.

Esta estrutura, embora mais complexa que outros modelos utilizados, apresenta como característica fundamental a sua relação dinâmica *versus* precisão, bem como, uma elevada imunidade a distorções harmônicas. Será mostrado que, mesmo com sinais fortemente distorcidos, as características do algoritmo

possibilitam que a componente fundamental do sinal de entrada continue a ser estimada com a mesma velocidade da situação em que os sinais de entrada sejam puramente senoidais, o que é um diferencial interessante em relação a muitos modelos mais simples normalmente utilizados.

4.3 Modelo do PLL Monofásico

A Figura 4-1 ilustra a estrutura do circuito PLL proposto, o qual é, de certa forma, inspirado em demoduladores FM com abordagem baseada na idéia de um detector ótimo [60]. Este modelo possibilita determinar simultaneamente a frequência \hat{f}_1 , ângulo de sincronismo $\hat{\theta}_1$ e amplitude da componente fundamental do sinal de entrada \hat{A}_1 .

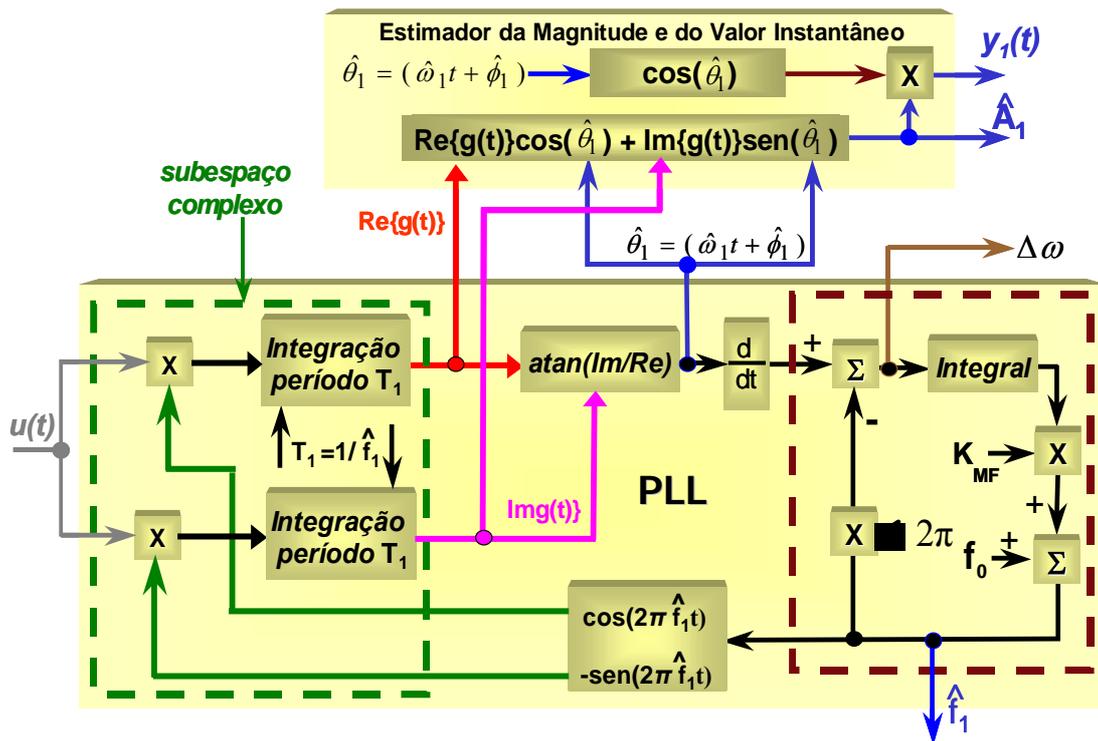


Figura 4-1: Diagrama de Blocos do Algoritmo PLL Monofásico.

No modelo do circuito PLL monofásico que foi desenvolvido, o sinal de entrada $u(t)$ é projetado em um subespaço complexo $e^{-j2\pi\hat{f}_1(t-T_1)}$ determinado com base na frequência fundamental estimada \hat{f}_1 em Hz. A partir desta projeção é estimado o ângulo de sincronismo $\hat{\theta}_1 = (\hat{\omega}_1 t + \hat{\phi}_1)$ do sinal de entrada, o qual é

utilizado para corrigir a própria frequência estimada \hat{f}_1 . Um valor de desvio de frequência $\Delta\omega$ nulo significará que a frequência estimada \hat{f}_1 corresponde, exatamente, à frequência fundamental do sinal de entrada. A frequência f_o é utilizada na malha interna de estimação de frequência apenas como inicialização.

É importante ressaltar que a projeção do sinal de entrada $u(t)$ no subespaço complexo representado pela função complexa no tempo $e^{-j2\pi\hat{f}_1(t-T_1)} = (\cos 2\pi\hat{f}_1, -\text{sen}2\pi\hat{f}_1)$ é realizada em um período de tempo representativo da frequência fundamental estimada $T_1 = 1/\hat{f}_1$, sendo que isto é reproduzido pela aplicação de um produto interno $g(t) = \langle e^{-j2\pi\hat{f}_1(t-T_1)}, u(t) \rangle$ com janelamento variável.

Este produto interno $g(t)$ é calculado considerando o intervalo T_1 relativo ao número de pontos N_1 apresentando uma parte real $Re\{g(t)\}$ e outra imaginária $Im\{g(t)\}$. Como reflexo desta situação, de forma direta podem ser estimados os valores instantâneos do ângulo de sincronismo $\hat{\theta}_1$, bem como da magnitude \hat{A}_1 da componente fundamental do sinal de entrada, sendo que a magnitude A_1 possibilita a obtenção do sinal de saída y_1 , que é a forma de onda da componente fundamental do sinal de entrada.

4.3.1 Determinação do Ângulo de Sincronismo

O modelo representado na Figura 4.1 estima o ângulo de sincronismo $\hat{\theta}_1$ da componente fundamental do sinal de entrada $u(t)$ considerando o produto interno $g(t)$ entre o sinal de entrada $u(t)$ e uma exponencial complexa $e^{-j2\pi\hat{f}_1(t-T_1)}$, que representa o subespaço complexo da componente fundamental, ou seja, uma referência local. Supondo que o sinal de entrada seja representado por um somatório de senóides harmônicas conforme:

$$u(t) = \sum_{i=1}^M a_i \cos(2\pi k_i f_1 t + \phi_i), \quad (4-1)$$

onde a_i é amplitude da i -ésima senóide, k_i a ordem do harmônico da frequência fundamental f_1 e ϕ_i o desvio de fase.

Tendo em vista que a frequência deste sinal é estimada, ou seja, $\hat{f}_1 = f_1$, será possível gerar um subespaço complexo representado pela exponencial $r(t) = e^{-j2\pi\hat{f}_1(t-T_1)} = \cos(2\pi\hat{f}_1(t-T_1)) - j\sin(2\pi\hat{f}_1(t-T_1))$ que é gerada localmente. Sendo que $T_1 = 1/f_1$ é um período da fundamental (isso serve para garantir que a referência $r(t)$ “termine” os ciclos do seno e do cosseno em t) e integrado a cada amostra utilizando uma janela de período T_1 . O ângulo de sincronismo $\hat{\theta}_1$ será obtido projetando o sinal de entrada $u(t)$ na exponencial complexa por meio do produto interno $g(t) = \left\langle e^{-j2\pi\hat{f}_1(t-T_1)}, u(t) \right\rangle$ entre estes sinais. Este produto interno é computado ao longo de um período estimado T_1 , isto é, entre $t - 1/\hat{f}_1$ e t (o que, no domínio discreto, é obtido aplicando uma janela deslizante de largura $1/\hat{f}_1$). Desta forma, o produto interno $g(t)$, que terá uma parte real $\text{Re}\{g(t)\}$ e outra parte imaginária $\text{Im}\{g(t)\}$, será calculado a partir do sinal de entrada $u(t)$ e dos dois sinais que representam o subespaço complexo ($\cos(2\pi\hat{f}_1(t-T_1))$ e $-\text{sen}(2\pi\hat{f}_1(t-T_1))$):

$$g(t) = \int_{t-T_1}^t u(t)r(t)dt = \sum_{i=1}^M a_i \int_{t-T_1}^t \cos(2\pi\hat{f}_1(t-T_1)) \cos(2\pi k_i f_1 t + \theta_i) dt - j a_i \int_{t-T_1}^t \text{sen}(2\pi\hat{f}_1(t-T_1)) \cos(2\pi k_i f_1 t + \theta_i) dt = \text{Re}\{g(t)\} - j \text{Im}\{g(t)\} \quad (4-2)$$

Cabe ressaltar que o cálculo do produto interno $g(t)$ realizado por (4-2) irá fornecer dois sinais ortogonais $\text{Re}\{g(t)\}$ e $\text{Im}\{g(t)\}$, sendo que este cálculo será sempre processado a cada passo de amostragem com um número de amostras correspondentes a componente fundamental estimada, possibilitando a obtenção, de forma direta, do ângulo de sincronismo dado por:

$$\hat{\theta}_1(t) = \tan^{-1} \left(\frac{\text{Im}\{g(t)\}}{\text{Re}\{g(t)\}} \right) = \tan^{-1} \left(\frac{\text{Im} \left\{ \left\langle e^{-j2\pi\hat{f}_1(t-T_1)}, u(t) \right\rangle \right\}}{\text{Re} \left\{ \left\langle e^{-j2\pi\hat{f}_1(t-T_1)}, u(t) \right\rangle \right\}} \right) = (2\pi\hat{f}_1 t + \hat{\phi}_1). \quad (4-3)$$

Como os termos da parte real $\text{Re}\{g(t)\}$ e imaginária $\text{Im}\{g(t)\}$ da expressão (4.2) serão sempre iguais a zero para $k_i \neq 1$ e diferentes de zero para $k_i = 1$, têm-se que o valor instantâneo de sincronismo $\hat{\theta}_1(t)$ será definido tão somente pelas características da componente fundamental do sinal de entrada, garantindo uma alta imunidade a interferência por harmônicos. Esta operação, na verdade, é um

correlator entre o sinal de entrada e a exponencial complexa que é gerada de forma local no próprio algoritmo, com uma frequência igual àquela estimada \hat{f}_1 .

4.3.2 Determinação da Frequência

O algoritmo *PLL* apresenta uma metodologia para estimação da frequência \hat{f}_1 da componente fundamental que está estruturada em uma malha interna, mostrada no lado direito da Figura 4-1.

Com base em (4-3) foi estimado o ângulo de sincronismo $\hat{\theta}_1 = (2\pi\hat{f}_1 t + \hat{\phi}_1)$, o qual inclui o ângulo de fase $\hat{\phi}_1$ da componente fundamental do sinal de entrada. Sendo assim, considerando que a frequência da componente fundamental \hat{f}_1 foi corretamente estimada, pode-se obter a informação deste ângulo de fase $\hat{\phi}_1$ por

$$\hat{\phi}_1(t) = \tan^{-1} \left(\frac{\text{Im} \{g(t)\}}{\text{Re} \{g(t)\}} \right) - 2\pi\hat{f}_1 t. \quad (4-4)$$

Contudo, no caso em que a frequência da componente fundamental \hat{f}_1 não seja corretamente estimada, ou seja, $\hat{f}_1 \neq f_1$, ter-se-á que o desvio de frequência Δf será dado por

$$\Delta f = f_1 - \hat{f}_1. \quad (4-5)$$

Sendo assim, será considerado que o sinal de entrada $u(t)$ de (4-1) seja representado apenas pela sua componente fundamental, e que sua frequência seja $f_1 = \Delta f + \hat{f}_1$, representando assim um sinal de entrada senoidal conforme

$$u(t) = A_1 \cos(2\pi\hat{f}_1 t + 2\pi\Delta f t + \phi_1). \quad (4-6)$$

A equação (4-3) será reescrita desconsiderando as informações estimadas e incluindo as informações do próprio sinal de entrada, agora representado por (4-6), resultando no ângulo de sincronismo dado por

$$\hat{\theta}_1 = (2\pi\hat{f}_1 t + 2\pi\Delta f t + \hat{\phi}_1). \quad (4-7)$$

Derivando o ângulo de sincronismo dado em (4-7), com a exclusão do ângulo de fase $\hat{\phi}_1$, pode-se isolar a variação da frequência Δf :

$$\Delta f = \frac{\frac{d\hat{\theta}_1}{dt} - 2\pi\hat{f}_1}{2\pi}. \quad (4-8)$$

Salienta-se que o ângulo de fase $\hat{\phi}_1$ não foi incluído na análise tendo em vista que, derivando do ângulo de sincronismo $\hat{\theta}_1$, a informação pertinente a este ângulo de fase $\hat{\phi}_1$ será perdida e não será utilizada na malha interna que determina a frequência estimada \hat{f}_1 . Isto porque a derivada de $\hat{\theta}_1$ resulta explicitamente em uma frequência fundamental angular $\hat{\omega}_1$ em rad/s, a qual é a grandeza que representa a entrada da malha interna que realiza a extração da frequência fundamental em Hz do sinal de entrada $u(t)$.

Desde que os valores associados às variáveis no lado direito de (4-8) sejam determinados, a correção que deveria ser aplicada à frequência estimada \hat{f}_1 após o intervalo de tempo Δt passado é obtida integrando o lado direito de (4-8) em relação à Δt , conforme:

$$\hat{f}_1(t) = \int \left(\frac{1}{2\pi} \frac{d\hat{\theta}_1}{dt} - \hat{f}_1(t) \right) dt = \int \left(\frac{d\hat{\theta}_1}{dt} - 2\pi\hat{f}_1(t) \right) dt = \int (\Delta\omega(t)) dt. \quad (4-9)$$

É importante relatar que o cálculo em (4-9) somente é possível porque na verdade o termo que está sendo integrado é multiplicado por um ganho K_{MF} conforme mostrado na Figura 4.1. Deste modo, ocorre a adequação entre as unidades porque K_{MF} em 1/rad é multiplicado por $\Delta\omega$ em rad/s resultando na frequência estimada \hat{f}_1 em Hz. Adotando f_o como uma estimativa inicial da frequência em Hz, e considerando que o *PLL* seja iniciado em $t = 0$, será propiciado que a frequência estimada \hat{f}_1 em qualquer instante de tempo seja obtida por:

$$\hat{f}_1(t) = \int_0^t \left(\frac{1}{2\pi} \frac{d\hat{\theta}_1(t)}{dt} - \hat{f}_1(t) \right) dt + f_o. \quad (4-10)$$

Pelo que foi exposto e representado por (4-10), a malha interna para a obtenção da frequência \hat{f}_1 , ilustrada na Figura 4-2, executa também o papel de um filtro passa-baixas com a função de transferência dada por:

$$\frac{\hat{\omega}_1(s)}{\hat{f}_1(s)} = \frac{K_{MF}}{s + 2\pi K_{MF}} \quad (4-11)$$

Sendo a frequência $\hat{\omega}_1$ que representa a entrada da função de transferência (4-11) é determinada pela derivada do ângulo de sincronismo $\hat{\theta}_1$.

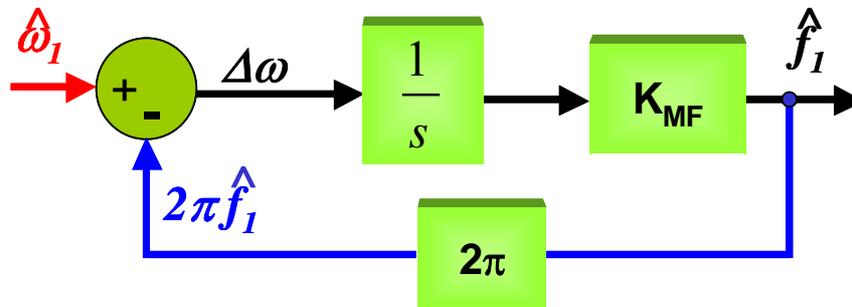


Figura 4-2: Diagrama de Blocos da Malha Interna de Estimação de Frequência.

4.3.3 Determinação da Amplitude

A estimativa da magnitude \hat{A}_1 da componente fundamental do sinal de entrada $u(t)$ é estruturada nas informações das partes real $\text{Re}\{g(t)\}$ e imaginária $\text{Im}\{g(t)\}$, determinadas por intermédio do produto interno $g(t)$ em (4-2), além do ângulo de sincronismo $\hat{\theta}_1$ obtido por (4-3). Deste modo, o método de cálculo para extrair a amplitude \hat{A}_1 é simples porque utiliza as informações obtidas no bloco PLL e representados por (4-2) e (4-3). Assim, o bloco responsável pela extração da amplitude fundamental \hat{A}_1 da forma de onda de entrada, mostrado na parte superior da Figura 4-1, pode ser descrito por

$$\hat{A}_1(t) = \left[\text{Re}\{g(t)\} \cos \hat{\theta}_1(t) + \text{Im}\{g(t)\} \text{sen} \hat{\theta}_1(t) \right]. \quad (4-12)$$

De modo similar a amplitude da componente fundamental do sinal de entrada $u(t)$ pode ser determinada por

$$\hat{A}_1(t) = \sqrt{\left[(\text{Re}\{g(t)\})^2 + (\text{Im}\{g(t)\})^2 \right]}. \quad (4-13)$$

Por sua vez, o sinal instantâneo da componente fundamental é obtido utilizando os valores da amplitude estimada na expressão (4-12) ou (4-13), além do ângulo de sincronismo $\hat{\theta}_1$ estimado por (4-3) e dado por

$$y_1(t) = \hat{A}_1(t) \cos \hat{\theta}_1(t). \quad (4-14)$$

Pode ser notado que em (4-12) são processados novos cálculos trigonométricos $\cos \hat{\theta}_1$ e $\sin \hat{\theta}_1$ envolvendo o ângulo de sincronismo, além de outras multiplicações. Já (4-13) não utiliza funções trigonométricas, contudo, a operação envolve o cálculo de uma raiz quadrada.

4.3.4 Implementação Digital do Algoritmo

No modelo representado na Figura 4.1 foram adotadas algumas premissas para a implementação do algoritmo na forma adequada à aplicação em DSPs.

- ⇒ No modo digital, os cálculos envolvendo as três integrais e uma derivada que compõem o algoritmo podem ser realizadas por meio de três somatórios e subtração, respectivamente, nos quais o intervalo de amostragem $T_s = 1/f_s$ não é considerado nos cálculos de nenhuma destas três operações que fazem parte do algoritmo concebido. Isto reflete de forma satisfatória na complexidade dos cálculos, bem como na exatidão associada aos mesmos.
- ⇒ O produto interno $g(t)$, que foi definido em (4-3) e que representa a projeção do sinal de entrada no subespaço complexo, é um ponto à parte e crítico no que se refere à implementação digital do algoritmo do *PLL*. Isto porque, como foi relatado na seção 4.3.1, os seus cálculos são realizados durante um período da componente fundamental estimada $T_1 = 1/\hat{f}_1$, que é representado digitalmente por uma janela deslizante, com número de pontos variável em função do valor instantâneo da frequência estimada \hat{f}_1 , conforme descrito em:

$$N_1 = \frac{f_s}{\hat{f}_1}, \quad (4-15)$$

onde: f_s é a frequência de amostragem em [Hz].

Este procedimento é implementado na forma de um *buffer* circular com janela deslizante. Desta maneira, para obter essa janela deslizante é utilizado um *buffer* circular com M posições ($M \geq N_{\text{máx}}$), sendo que $N_{\text{máx}}$ é o comprimento correspondente à menor frequência que se deseja, e somente N_1 amostras do referido *buffer* são utilizadas no computo do produto interno $g(t)$. A Figura 4-3 ilustra o esquema da janela deslizante de tamanho variável associada aos cálculos do produto interno $g(t)$. Salienta-se que as amostras não utilizadas são armazenadas e seriam apenas necessárias em caso de diminuição acentuada na frequência.

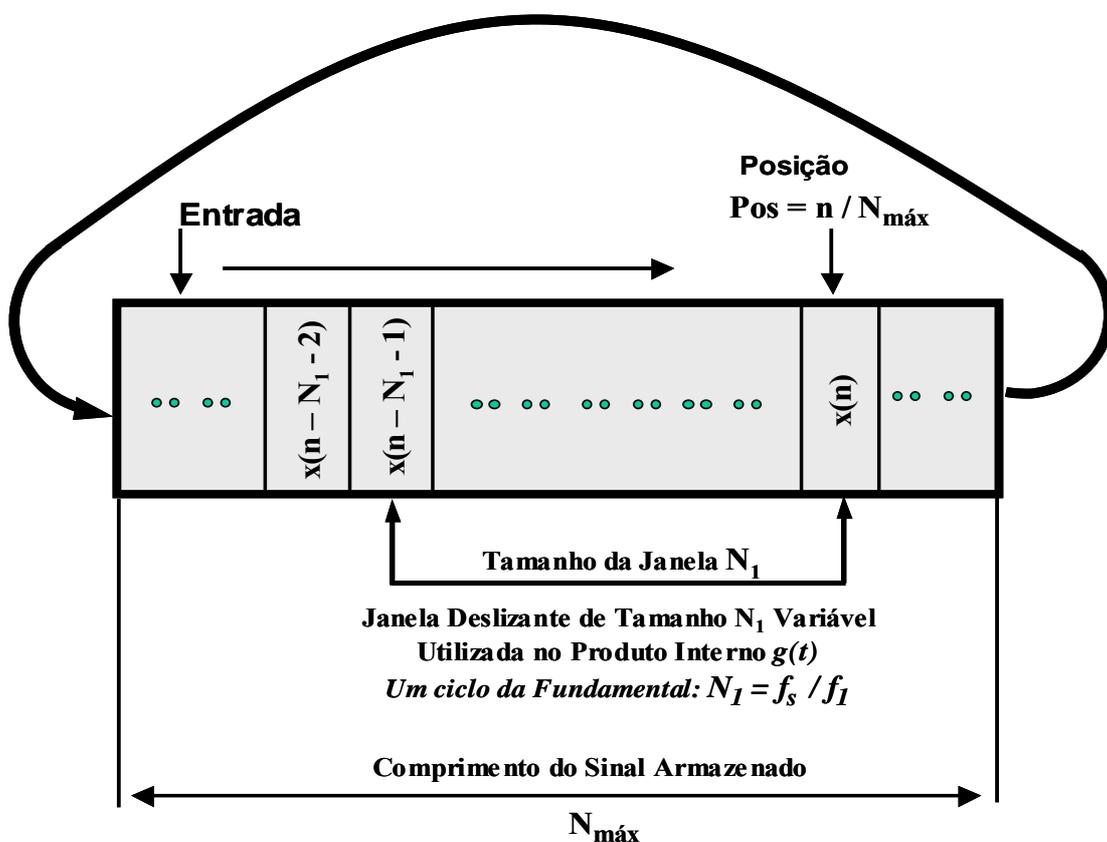


Figura 4-3: Funcionamento da Janela Deslizante de Tamanho Variável.

⇒ O citado processo de cálculo do produto interno $g(t)$ exigiria que a execução das funções trigonométricas associadas à frequência estimada \hat{f}_1 (ou seja, execução dos sinais $(\cos(2\pi \hat{f}_1 i)$ e $-\text{sen}(2\pi \hat{f}_1 i)$), sendo i o índice do contador), seja repetida em função do número de pontos N_1 . Sendo assim, para o *DSP* de ponto fixo utilizado para execução deste trabalho, esta tarefa seria inviável, o que torna imperativo a aplicação destas duas funções trigonométricas, em particular utilizando-se tabelas (*Look-Up*

Tables), nas quais foram utilizadas quantidades de pontos em potência de 2, visando facilitar as suas respectivas indexações. É importante ressaltar que em alguns *DSPs* disponíveis no mercado, este fato não seria problema devido às características próprias dos mesmos.

⇒ A malha interna concebida para estimativa da frequência \hat{f}_1 não considera a utilização do intervalo de amostragem T_s no seu somatório e, desta feita, a frequência estimada \hat{f}_1 deve ser corrigida por meio da relação com a frequência de amostragem f_s , dada por:

$$\hat{\omega}_{1R} = \frac{2\pi\hat{f}_1}{f_s}, \quad (4-16)$$

resultando na frequência no ramo de realimentação da malha interna de estimação da frequência $\hat{\omega}_{1R}$. Nesta situação, por intermédio da subtração simples de duas estimativas consecutivas do ângulo de sincronismo $\hat{\theta}_1$, sem considerar a divisão por T_s , obtêm-se a frequência angular $\hat{\omega}_1$, sendo que a diferença entre $\hat{\omega}_1$ e $\hat{\omega}_{1R}$ resulta no desvio de frequência $\Delta\omega = \hat{\omega}_1 - \hat{\omega}_{1R}$, que é utilizado para corrigir a estimativa da componente fundamental da frequência.

4.4 Simulações do PLL Monofásico

Com o intuito de mostrar o comportamento deste modelo foram realizadas simulações no Programa PSCAD/EMTDC. O algoritmo foi implementado em linguagem C no ambiente do Programa PSCAD/EMTDC considerando uma frequência de amostragem $f_{s1} = 6\text{kHz}$ para operação da rotina no programa EMTDC, que é uma taxa inferior ao utilizado na *plotagem* das formas de ondas no programa PSCAD. Portanto, o algoritmo irá operar em uma taxa de amostragem compatível com as utilizadas em implementações em *DSP*. Nestas simulações o valor do passo fixo de integração (*time step*) foi de $T_{s2} = 2 \mu\text{s}$, que corresponde aproximadamente a um *time step* 83 vezes menor do que aquele em que opera o algoritmo em linguagem C.

4.4.1 Ajuste do Ganho da Malha Interna de Freqüência

A dinâmica do *PLL* pode ser facilmente ajustada por meio do seu único parâmetro acessível, que é o ganho da malha interna de estimação da freqüência K_{MF} que disponibiliza a freqüência \hat{f}_1 . Devido às acentuadas características de não-linearidade deste *PLL*, que envolve funções trigonométricas (seno, cosseno e arco-tangente) e, principalmente, o produto interno com janela variável, a obtenção de um modelo linearizado para avaliação da resposta dinâmica do mesmo não refletiria em uma conformidade aceitável nos resultados.

Logo, esta avaliação da dinâmica será realizada de forma empírica, tomando como base as informações do ângulo de sincronismo $\hat{\theta}_1$, amplitude \hat{A}_1 e freqüência \hat{f}_1 , que são estimados. Além disto, é incluída na análise o desvio de freqüência $\Delta\omega$, correspondente à freqüência estimada \hat{f}_1 , sendo que $\Delta\omega = \hat{\omega}_1 - \hat{\omega}_{1R}$ conforme relatado na sub-seção 4.3.4, representa o desvio de freqüência que é utilizado para corrigir a estimativa da freqüência fundamental \hat{f}_1 .

O ângulo de sincronismo $\hat{\theta}_1$ e a amplitude \hat{A}_1 estimados pelo algoritmo *PLL* serão utilizados para formar trajetórias em um plano de quatro quadrantes de acordo com abcissas $X = \hat{A}_1 \cos \hat{\theta}_1$ e ordenadas $Y = \hat{A}_1 \sin \hat{\theta}_1$. Na inicialização do *PLL* o ponto inicial da trajetória traçada neste plano de quatro quadrantes será $(X,Y) = (0,0)$, e, posteriormente com a estimação do ângulo de sincronismo $\hat{\theta}_1$ e da amplitude \hat{A}_1 de forma correta serão definidos círculos de raios unitários. Deste modo, considerando o número e formatos das envoltórias em relação a origem do plano em $(0,0)$ ter-se-á um indicativo do comportamento dinâmico do *PLL*.

Já a freqüência estimada \hat{f}_1 e o desvio de freqüência $\Delta\omega = \hat{\omega}_1 - \hat{\omega}_{1R}$ serão analisados em relação ao tempo, fornecendo também informações a respeito da dinâmica do *PLL*.

No caso da trajetórias formadas por $X = \hat{A}_1 \cos \hat{\theta}_1$ e $Y = \hat{A}_1 \sin \hat{\theta}_1$ no plano de quatro quadrantes, a avaliação da dinâmica do algoritmo *PLL* é feita com a aplicação de um sinal $u(t)$ senoidal de amplitude unitária $u(t) = \sin(2\pi ft)$ e freqüência que varia na forma de degrau de $f = 50$ Hz para 70 Hz e retornando, posteriormente, a 50 Hz, sendo que o ajuste inicial de freqüência na malha interna

no algoritmo do *PLL* é de $f_o = 60$ Hz. Em relação à resposta transitória da frequência estimada \hat{f}_1 e do seu desvio de frequência $\Delta\omega = \hat{\omega}_1 - \hat{\omega}_{1R}$, estes serão avaliados a partir de uma mudança em degrau do ângulo de fase do referido sinal de entrada $u(t) = \text{sen}(2\pi ft)$ de 0° para 65° , visto que a variação do ângulo de fase exige bastante da dinâmica do *PLL*.

A idéia, neste caso, é que a variação de frequência do sinal de entrada, bem como o distúrbio no ângulo de fase do sinal proporcionarão um “indicativo” da característica dinâmica do *PLL* em termos do ajuste do “ganho” da malha interna de estimação da frequência K_{MF} , sendo que um ponto interessante neste modelo é que este ganho é o único parâmetro a ser ajustado e que controla a resposta do *PLL*.

A Figura 4-4 ilustra as trajetórias nos gráficos de quatro quadrantes obtidas com $K_{MF} = 1/\text{rad}$ e $K_{MF} = 5/\text{rad}$, respectivamente. As trajetórias para $K_{MF} = 9/\text{rad}$ e $K_{MF} = 13/\text{rad}$, respectivamente, são mostrados na Figura 4-5.

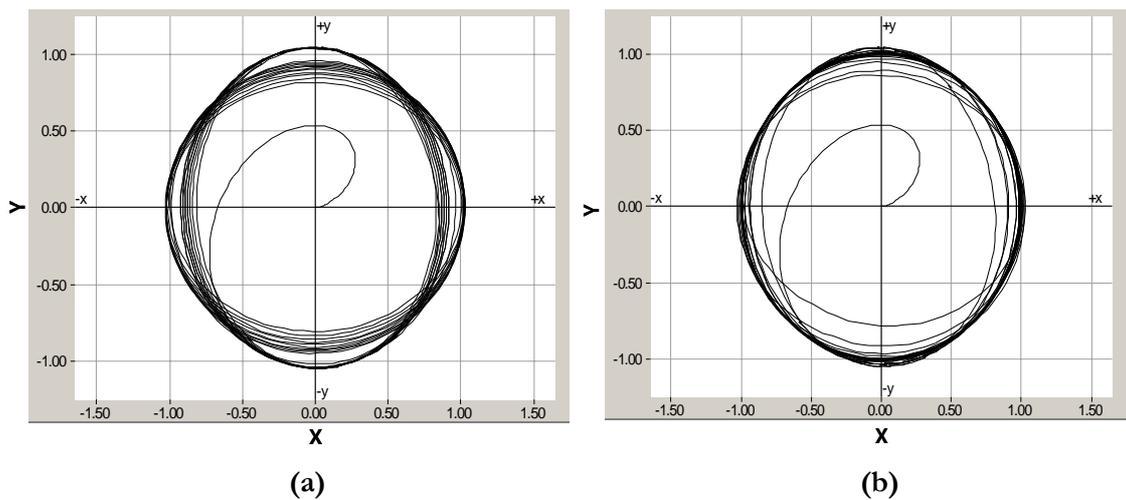
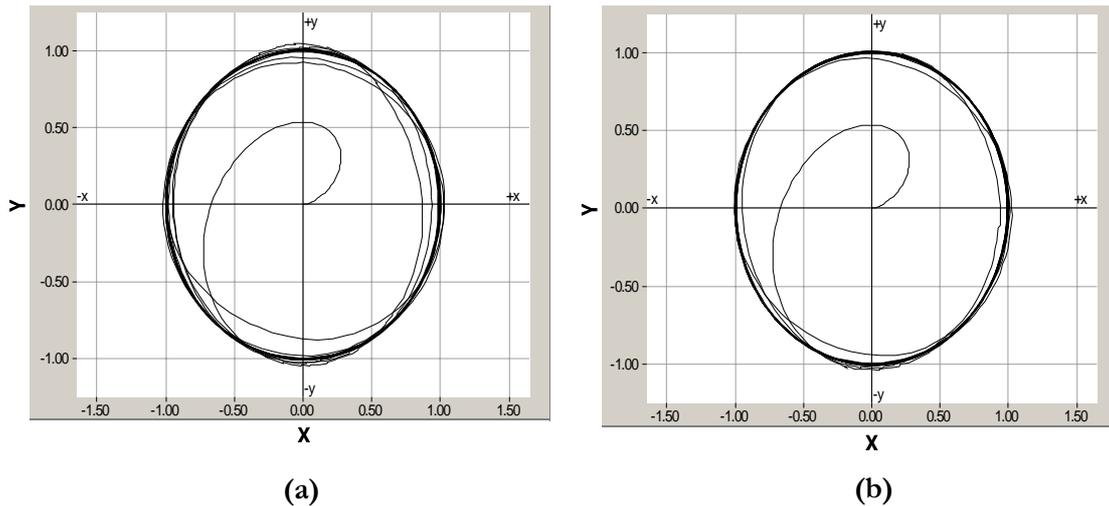


Figura 4-4: Trajetórias $X = \hat{A}_1 \cos \hat{\theta}_1$ e $Y = \hat{A}_1 \text{sen} \hat{\theta}_1$ com Ganhos de 1/rad e 5/rad – (a): Dinâmica para $K_{MF} = 1/\text{rad}$; (b): Dinâmica para $K_{MF} = 5/\text{rad}$.

Por fim, na Figura 4-6 consta o gráfico obtido com o ganho $K_{MF} = 17/\text{rad}$, que aponta o *PLL* com um comportamento instável.



**Figura 4-5: Trajetórias com $X = \hat{A}_1 \cos \hat{\theta}_1$ e $Y = \hat{A}_1 \sin \hat{\theta}_1$ com Ganhos de 9/rad e 13/rad –
 (a): Dinâmica para $K_{MF} = 9/\text{rad}$; (b): Dinâmica para $K_{MF} = 13/\text{rad}$.**

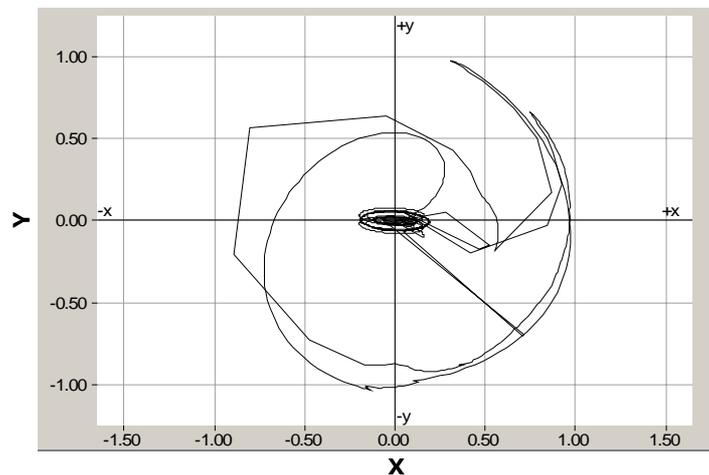


Figura 4-6: Trajetória com $X = \hat{A}_1 \cos \hat{\theta}_1$ e $Y = \hat{A}_1 \sin \hat{\theta}_1$ com $K_{MF} = 17/\text{rad}$.

Conforme relatado na sub-seção 4.3.4, o intervalo de amostragem T_S não é utilizado nos cálculos da derivada do ângulo de sincronismo $\hat{\theta}_1$ que resulta em $\hat{\omega}_1$ e da integral incluída na malha interna concebida para estimativa da frequência \hat{f}_1 . Logo, a frequência \hat{f}_1 deve ser corrigida por (4-16) resultando em $\hat{\omega}_{1R}$, e por fim utilizada na obtenção do desvio de frequência $\Delta\omega = \hat{\omega}_1 - \hat{\omega}_{1R}$, que é a entrada da malha interna de estimação de frequência. Na Figura 4.7 estão mostrados o comportamento da frequência estimada e o seu desvio de frequência corrigido para o ganho $K_{MF} = 1/\text{rad}$. Considerando que o ganho $K_{MF} = 5/\text{rad}$, são mostradas na Figura 4-8 as formas de ondas da frequência estimada e o desvio de frequência.

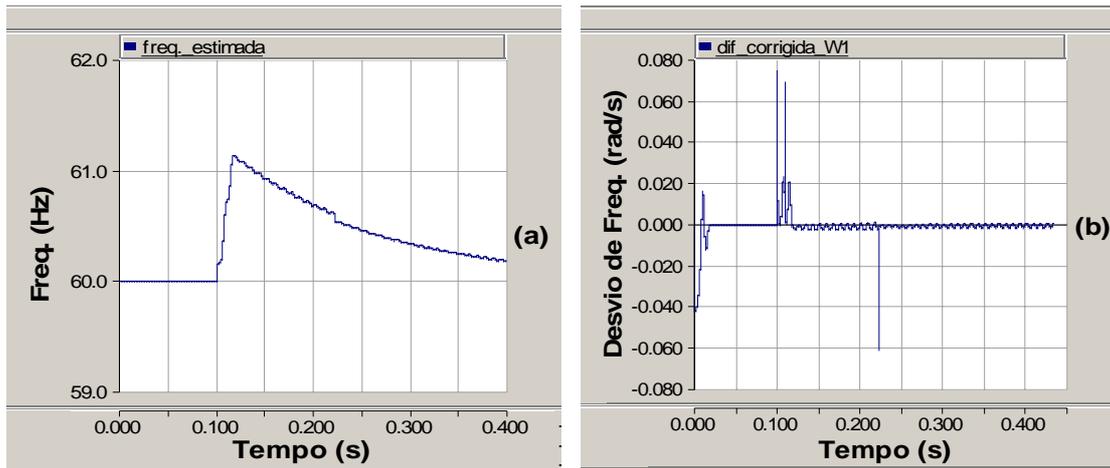


Figura 4-7: Frequência Estimada e Desvio de Frequência para $K_{MF} = 1/\text{rad}$ – (a):
Frequência estimada \hat{f}_1 ; (b): Desvio de frequência $\Delta\omega$.

A Figura 4-9 mostra os gráficos relativos à frequência estimada e o desvio de frequência para $K_{MF} = 9/\text{rad}$ ajustado na malha interna de estimação de frequência. Os comportamentos da frequência \hat{f}_1 e do desvio $\Delta\omega$ para $K_{MF} = 13/\text{rad}$ são apresentados na Figura 4-10. A Figura 4-10 ilustra as formas de ondas da frequência estimada e o respectivo desvio de frequência considerando $K_{MF} = 13/\text{rad}$. Para o ganho ajustado para $17/\text{rad}$, foram obtidas as formas de ondas da frequência e do seu desvio de frequência que são mostradas na Figura 4-11. Já ajustando $K_{MF} = 18/\text{rad}$, tem-se a frequência estimada e o seu desvio de frequência apresentados na Figura 4-12.

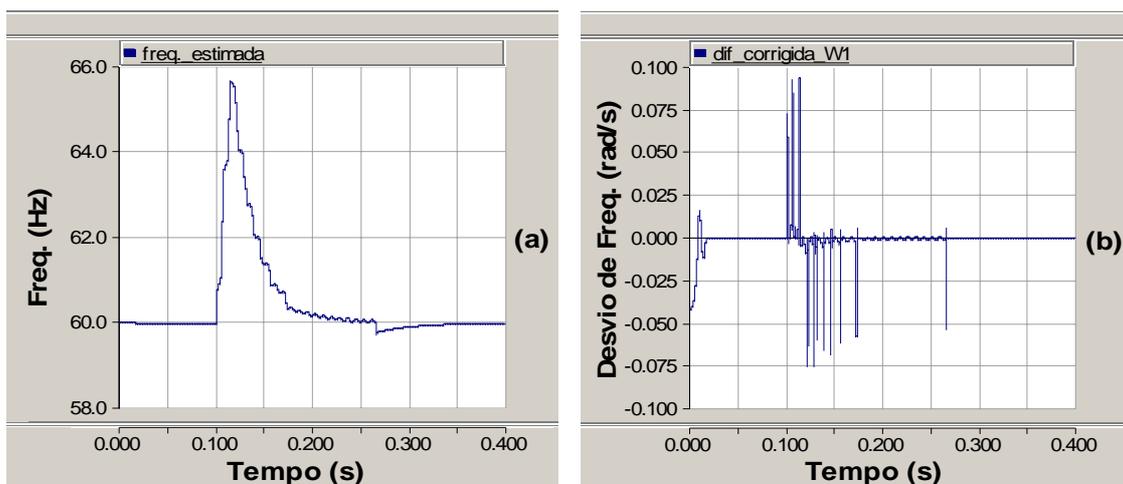


Figura 4-8: Frequência Estimada e Desvio de Frequência para $K_{MF} = 5/\text{rad}$ – (a):
Frequência estimada \hat{f}_1 ; (b): Desvio de frequência $\Delta\omega$.

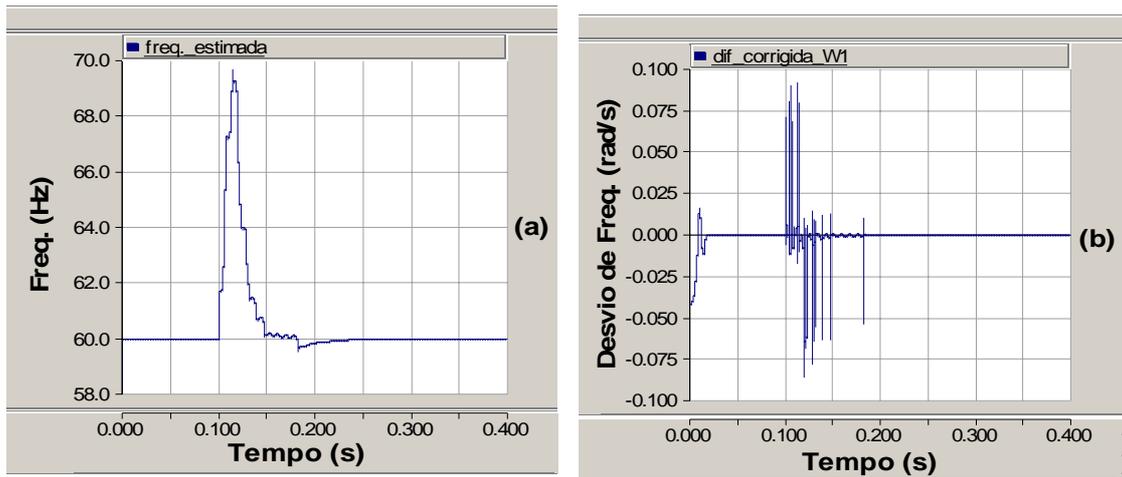


Figura 4-9: Frequência Estimada e Desvio de Frequência para $K_{MF} = 9/\text{rad}$ – (a):
Frequência estimada \hat{f}_1 ; (b): Desvio de frequência $\Delta\omega$.

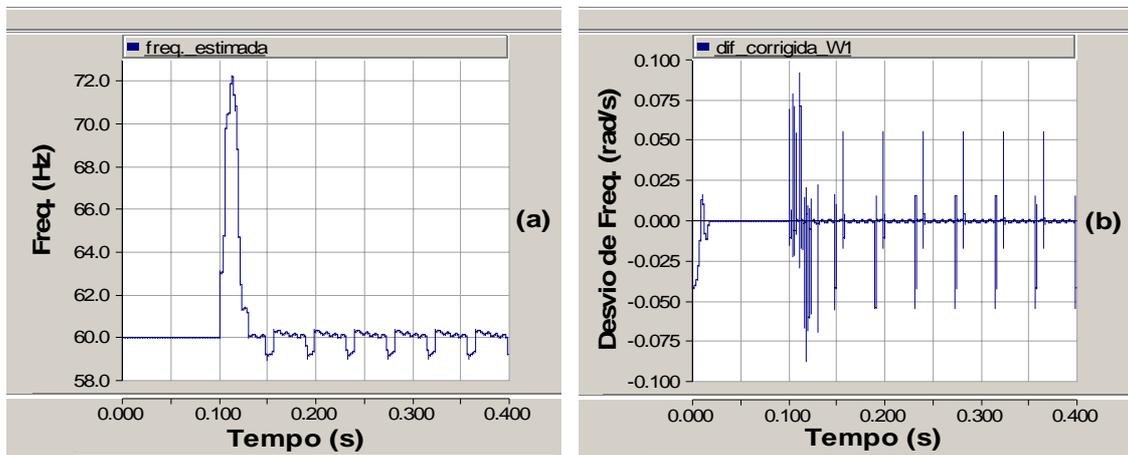


Figura 4-10: Frequência Estimada e Desvio de Frequência para $K_{MF} = 13/\text{rad}$ – (a):
Frequência estimada \hat{f}_1 ; (b): Desvio de frequência $\Delta\omega$.

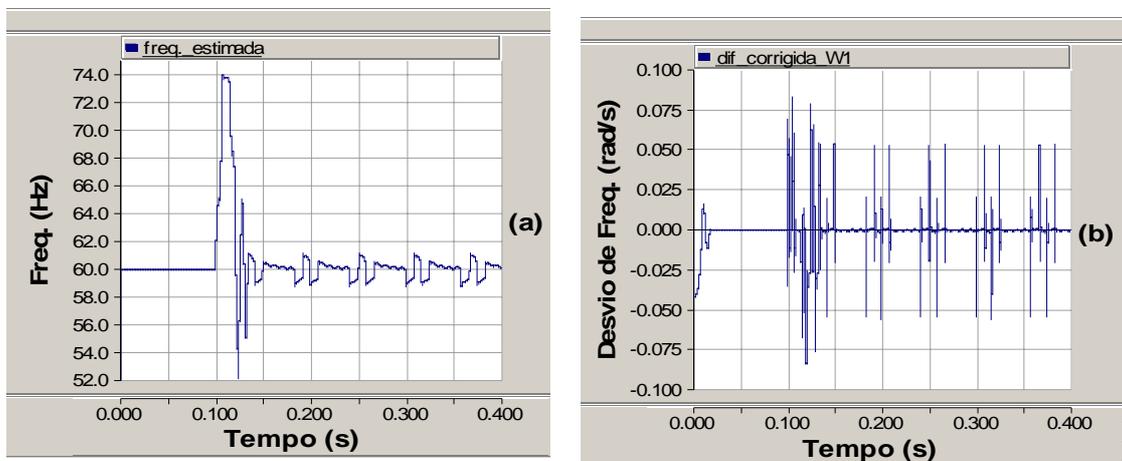


Figura 4-11: Frequência Estimada e Desvio de Frequência para $K_{MF} = 17/\text{rad}$ – (a):
Frequência estimada \hat{f}_1 ; (b): Desvio de frequência $\Delta\omega$.

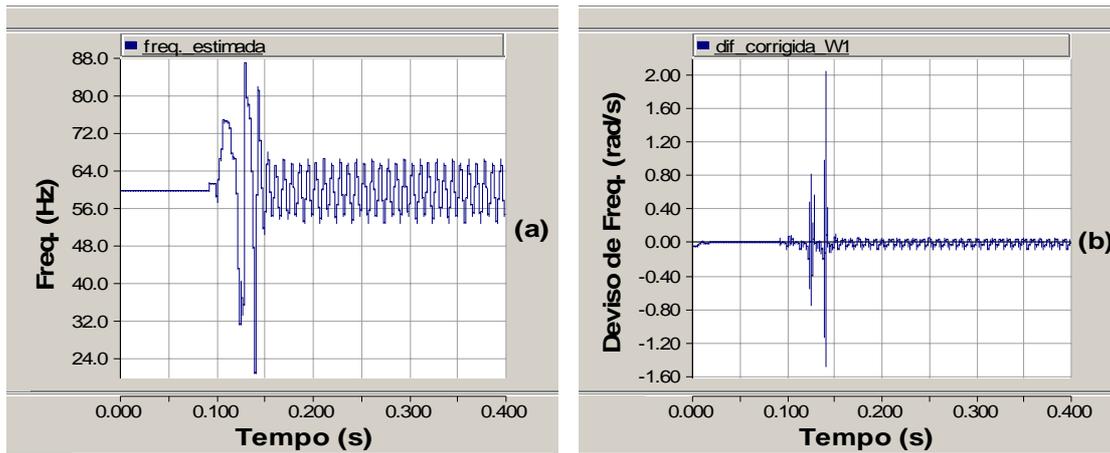


Figura 4-12: Frequência Estimada e Desvio de Frequência para $K_{MF} = 18/\text{rad}$ – (a): Frequência estimada \hat{f}_1 ; (b): Desvio de frequência $\Delta\omega$.

A análise das trajetórias circulares e das variações das frequências estimadas fornecem as seguintes informações que podem ser utilizadas na análise dinâmica do sistema:

- As figuras que apresentam as trajetórias designadas a partir de $X = \hat{A}_1 \cos \hat{\theta}_1$ e $Y = \hat{A}_1 \sin \hat{\theta}_1$, informam nos seus respectivos eixos X, os valores das amplitudes das suas componentes fundamentais \hat{A}_1 para cada um dos casos considerados. Já no eixo Y de cada um dos casos, fica indicado se o sinal $y_I(t)$, que representa a componente fundamental estimada pelo *PLL*, está sincronizada corretamente. Assim, se as ordenadas referentes às trajetórias em cada um dos eixos Y dos gráficos forem menores que o limite entre -1 e 1 , o sinal estimado $y_I(t)$ estará avançado em relação à componente fundamental do sinal de entrada $u(t)$. Por outro lado, caso as ordenadas Y dos gráficos estiverem com valores acima de 1 e -1 , sabe-se que o sinal estimado $y_I(t)$ estará atrasado em relação ao sinal de entrada $u(t)$. Assim, o formato do gráfico estabelece as informações de amplitude e sincronismo do sinal estimado associadas à dinâmica do sistema.
- As figuras que mostram as frequências estimadas e os correspondentes desvios de frequências, indicam de forma indireta as características do comportamento do sinal estimado $y_I(t)$, visto que, analisando a variação da frequência do sinal \hat{f}_1 estimado, faz-se a associação com a resposta dinâmica diretamente no tempo. Por sua vez, os gráficos que mostram os

desvios de frequência $\Delta\omega$, fornecer um indicativo da precisão na estimação da frequência pela visualização da intensidade de sua variação.

Considerando que os distúrbios foram diferentes nos dois tipos de análises, pode-se verificar que a instabilidade ocorreu para valores do ganho K_{MF} próximos a 17 /rad para o caso de variação de frequência, e, $K_{MF} = 18,1$ /rad para a situação de variação do ângulo de fase. As trajetórias delineadas por $X = \hat{A}_1 \cos \hat{\theta}_1$ e $Y = \hat{A}_1 \sin \hat{\theta}_1$ mostram que o valor ajustado de $K_{MF} = 13$ apresentou uma resposta dinâmica mais rápida que os demais. Contudo, os mesmos gráficos mostram que em regime permanente as trajetórias um perfil circular similar em relação aos limites -1 e 1 , indicando uma precisão semelhante nos quatro primeiros casos. Por outro lado, comparando os gráficos da frequência \hat{f}_1 e desvio de frequência $\Delta\omega$ obtidos com os ganhos 9/rad e 13/rad, pode-se perceber que o primeiro, embora apresente uma resposta dinâmica um pouco mais lenta, se caracteriza por possuir dois fatores importantes a seu favor, uma precisão superior com um sobre-sinal inferior.

Pelo exposto, foi possível verificar, que diante da severidade dos distúrbios impostos, dentre os valores testados que propiciem uma faixa de operação estável, o ajuste do ganho $K_{MF} = 9$ /rad resultou em uma melhor relação entre a resposta dinâmica e a precisão.

4.4.2 Resultados das Simulações do Modelo Monofásico

Com base em um sinal de entrada $u(t) = A \sin(2\pi ft)$ com uma componente fundamental de amplitude $A_1 = 1$ e frequência $f_1 = 60$ Hz, com um elevado grau de distorção harmônica, foram considerados os distúrbios relativos às situações de transitórios severos de amplitude, fase e frequência, respectivamente.

Nas simulações foi considerado $K_{MF} = 9$ /rad e especificou-se uma distorção harmônica total do sinal de entrada de $DHT(\%) = 62,25\%$, sendo 35% de segundo harmônico, 45% de quinto harmônico e 25% de sétimo harmônico. Ressalta-se que nas simulações apresentadas nas Figuras 4-13 e 4-14 a componente fundamental do sinal de entrada de amplitude unitária $A_1 = 1$ e frequência $f_1 = 60$ Hz foi denominada como componente fundamental real “fund.(t)”.

As formas de ondas dos sinais de entrada $u(t)$ e a sua respectiva componente fundamental real estão representadas na Figura 4-13 (a). Na Fig. 4-13 (b) consta a mesma forma de onda da componente fundamental real e a forma de onda estimada pelo $y_1(t)$, sendo que a distorção total de $y_1(t)$ foi de $DHT(\%) = 1,80\%$. Somente a título de exemplificação, foi adotada uma frequência de amostragem de $f_{SI} = 12$ kHz para o algoritmo do *PLL* implementado em C e, nesta situação, a distorção harmônica total do sinal de saída estimado $y_1(t)$ foi de $DHT(\%) = 0,89\%$.

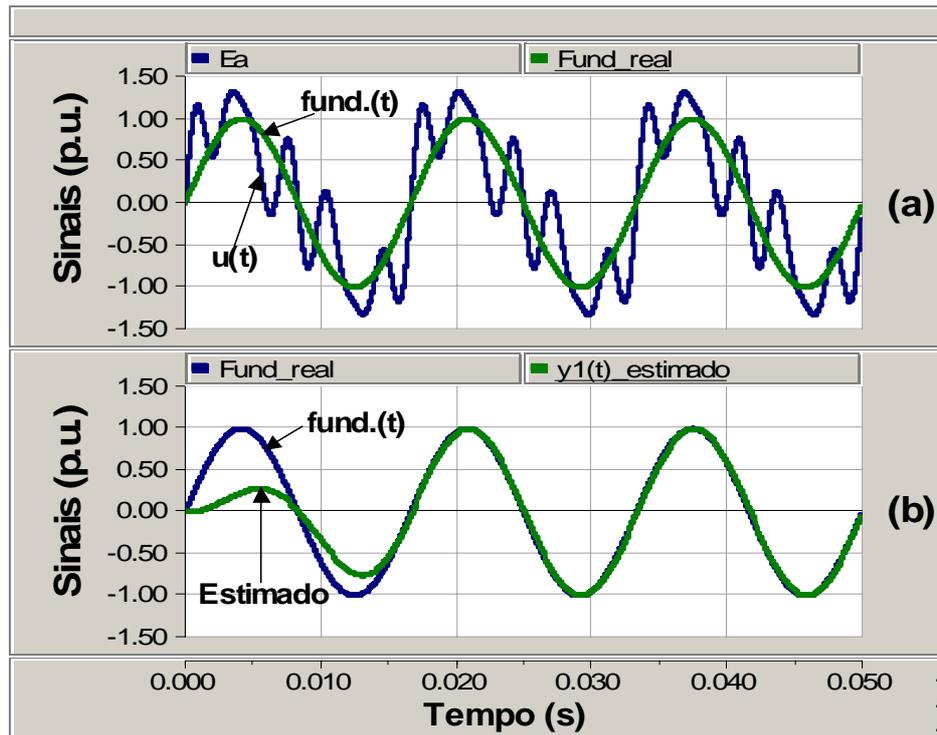


Figura 4-13: Sinais de Entrada Distorcido e Estimado - (a): Sinal de Entrada e Componente Fundamental Real; (b): Componente Fundamental Real e Sinal Estimado.

Na Fig. 4.14 pode ser verificado o desempenho do *PLL* frente a situação extrema em que os três diferentes tipos de distúrbios ocorrem de forma simultânea em $t = 0,1$ s, ou seja, um caso que o mesmo sinal de entrada $u(t)$ com uma $DHT(\%) = 62,25\%$ sofreu em $t = 0,1$ s, um afundamento da componente fundamental de $u(t)$ para 0,4 pu, uma variação em sua defasagem angular de 0 grau para 65 graus e um aumento em sua frequência de 60 Hz para 67 Hz. Mesmo diante deste quadro extremo em que três distúrbios com elevada intensidade ocorreram simultaneamente, o *PLL* foi capaz de estimar com precisão o sinal correspondente a fundamental do sinal de entrada.

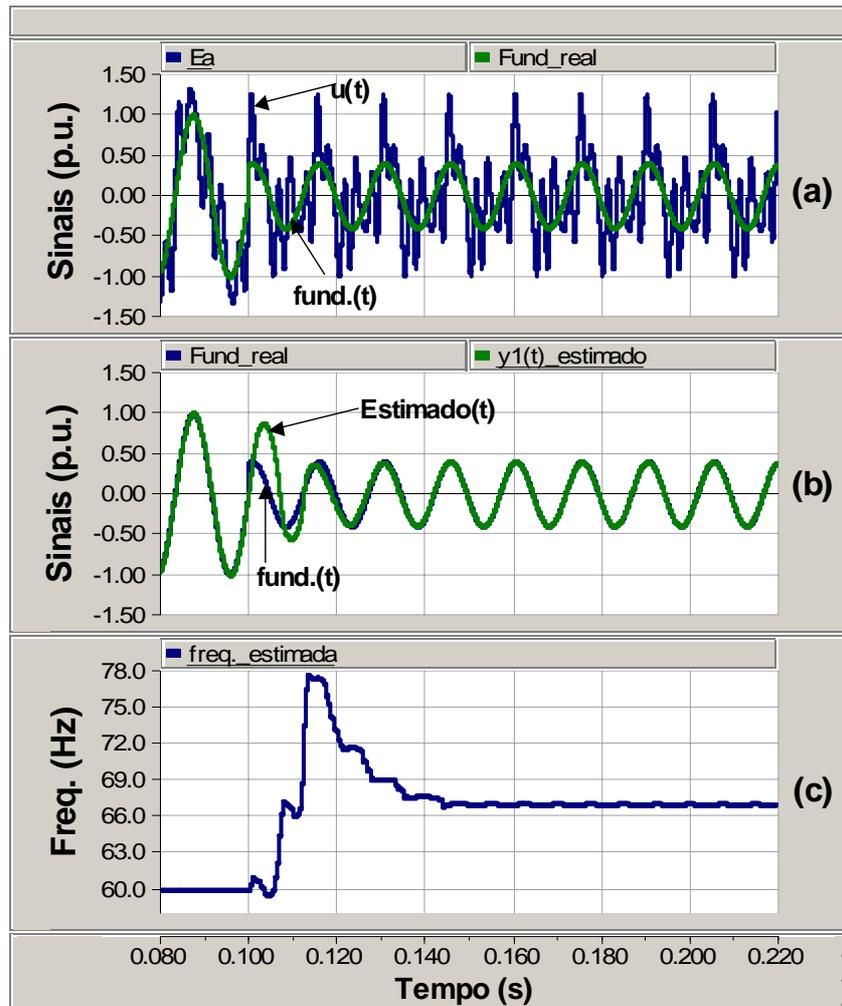


Figura 4-14: Sinais de Entrada e Estimado na Situação de Disúrbios Simultâneos - (a): Sinal de Entrada e Componente Fundamental Real; (b): Componente Fundamental Real e Sinal Estimado; (c): Freqüência Fundamental Estimada.

4.4.3 Análise Comparativa

Serão comparados ao *PLL* ora proposto três outros algoritmos amplamente utilizados, quais sejam: o *EPLL (Enhanced Phase Locked Loop)* [46,49] mostrado na Figura 4-15, o *PLL* com Estrutura *SOGI (Second Order Generalised Integrator)* – *FLL (Frequency Locked Loop)* [61] que está apresentado na Figura 4-16, além de um Filtro *Notch* Adaptativo de segunda ordem que é regido por uma equação linear de segunda ordem [58] e que apresenta uma estrutura modular em função do número de harmônicos de entrada Figura 4-17. Estes três algoritmos têm como grande atrativo as suas simplicidades para implementação em relação ao algoritmo ora proposto. O intuito é mostrar que, em contrapartida à sua maior complexidade,

o *PLL* apresentado possui um desempenho superior, principalmente pela sua robustez, o que lhe garante a possibilidade de manter a relação precisão *versus* velocidade diante de sinais fortemente distorcidos.

Com base em um sinal $u(t) = A \text{sen}(2\pi ft)$ de amplitude $A_1 = 1$ e frequência $f_1 = 60$ Hz foram consideradas cinco situações distintas em que o desempenho do algoritmo pode ser avaliado em termos de precisão *versus* velocidade. As simulações foram realizadas tomando como ponto de partida as situações mostradas em [50], sendo que o ganho da malha interna que estima a frequência fundamental \hat{f}_1 foi ajustado em $K_{MF} = 10/\text{rad}$. Os ajustes dos ganhos *EPLL* foram adotados a partir das premissas apresentadas em [46], considerando a entrada $u(t)$ com amplitude unitária. O ganho do algoritmo de sincronismo baseado na estrutura *SOGI - FLL* foi ajustado conforme informações relatadas em [47], e o parâmetro γ foi ajustado de forma empírica após testes sucessivos.

No caso da sistema baseado no Filtro *Notch* Adaptativo (FNA), o ajuste do parâmetro γ associado à integral da equação que permite a estimação da frequência, bem como o valor do ganho ζ relativo a cada uma das unidades que estimam os harmônicos “*i*” considerados no sinal de entrada de forma separada, foram adotados a partir de informações existentes em [58]. Entretanto, no caso específico do ganho γ , foi necessário um ajuste fino no valor relatado em [58] por meio de uma análise empírica para que a dinâmica da resposta fosse mais adequada.

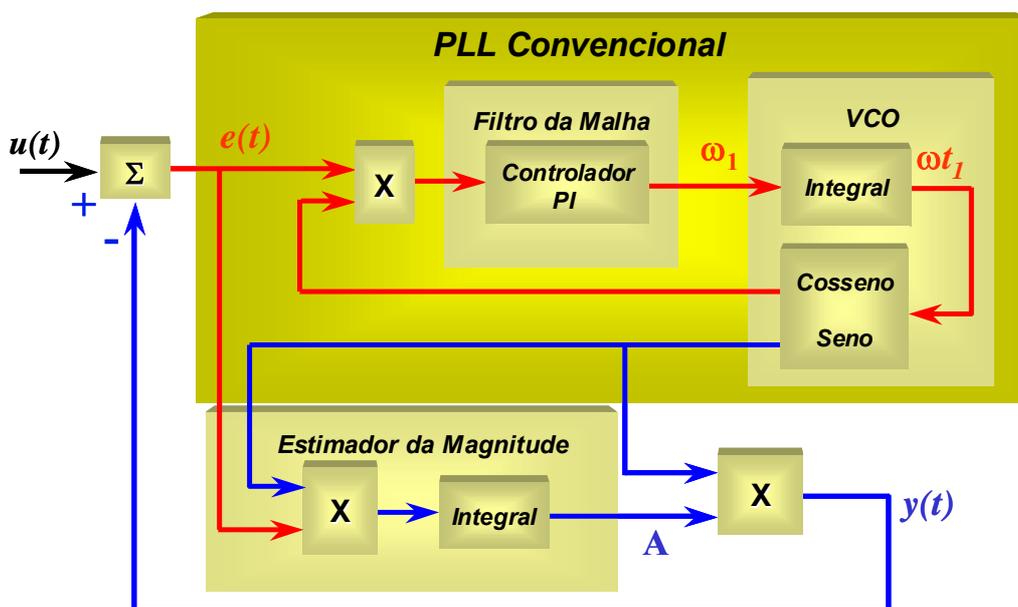


Figura 4-15: Diagrama de Blocos do *EPLL*.

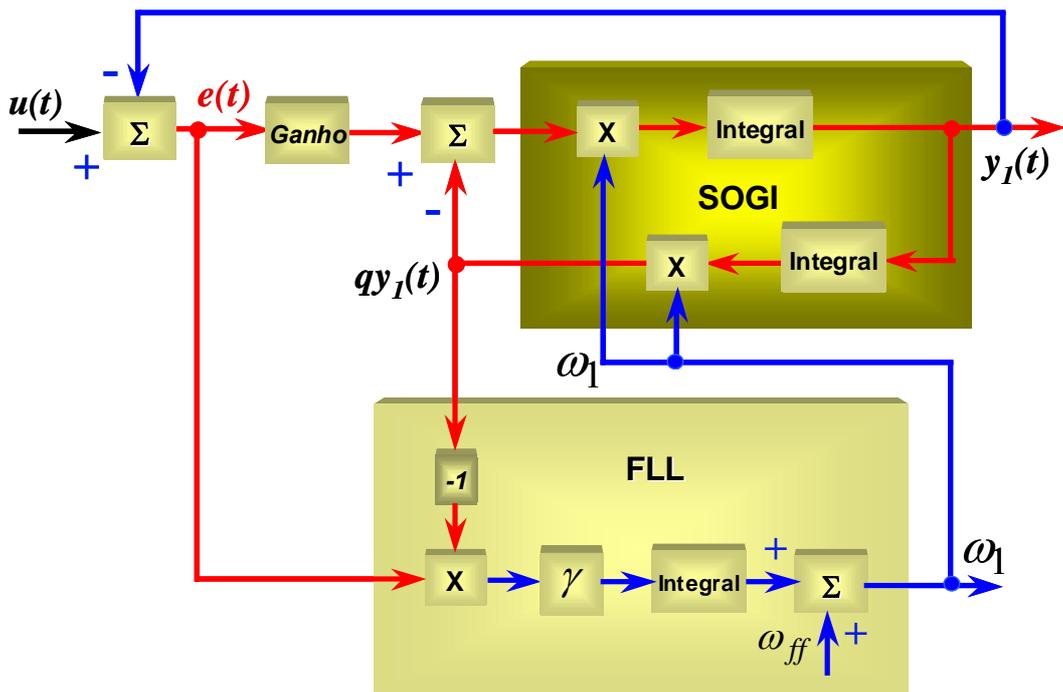


Figura 4-16: Diagrama de Blocos do PLL com Estrutura SOGI – FLL.

Estes três algoritmos foram implementados por meio dos blocos disponíveis no próprio ambiente do programa PSCAD e, desta forma, suas frequências de amostragens são as mesmas do ambiente do simulador, ou seja, $f_{s2} = 500\text{kHz}$. Diante deste contexto, a frequência de amostragem do algoritmo do PLL proposto foi ajustada para o mesmo valor de $f_{s1} = 500\text{ kHz}$ na qual opera o ambiente do simulador.

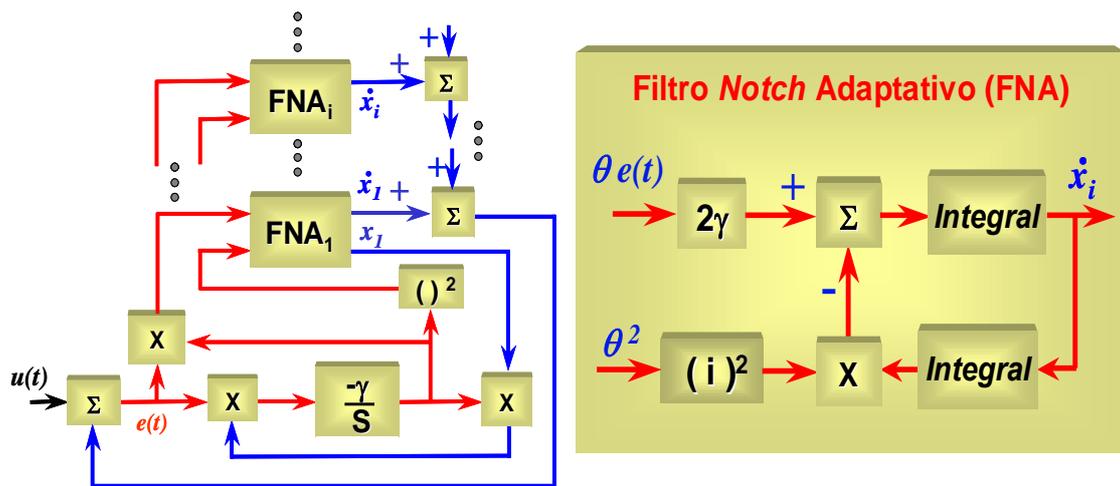


Figura 4-17: Diagrama de Blocos do Sistema de Identificação de Harmônicos – (a): Esquema do Sistema de Decomposição de Sinais; (b): Detalhe da Estrutura do FNA Individual.

As simulações apresentadas na subseção 4.4.2 esclareceram a elevada capacidade de rejeição de harmônicos do algoritmo *PLL* apresentado, visto que, mesmo diante de um sinal com um grau muito elevado de distorção harmônica, o mesmo foi capaz de responder com rapidez e precisão aos severos distúrbios de amplitude, fase e frequência que ocorreram ao mesmo tempo.

Sendo assim, nesta análise comparativa, serão adotadas condições menos severas para os mesmos distúrbios. Primeiramente, o sinal de entrada $u(t)$ será distorcido por meio de uma distorção harmônica total de $DHT(\%) = 13,9 \%$, sendo 8% de segundo harmônico, 8% de quinto harmônico e 8% de sétimo harmônico. Nesta situação, as distorções harmônicas $DHT(\%)$ dos sinais de saídas estimados pelos quatros algoritmos foram:

Tabela 4-1 – Distorção Harmônica Total dos Sinais Estimados Pelos Algoritmos.

	PLL_Proposto	EPLL	SOGI-FLL	FNA
DHT(%)	0,05	1,12	1,15	0,345

Foi estabelecido um critério básico considerando que a partir da ocorrência dos distúrbios em $t = 0,3$ s, verifica-se o tempo de estabelecimento t_s relativo à condição em que os sinais estimados pelos algoritmos entrem na faixa de 2% de erro máximo.

I. Variação da Amplitude do Sinal de Entrada

Os desempenhos dos modelos são comparados a partir da situação em que a amplitude da componente fundamental do sinal de entrada $u(t)$ sofre um afundamento para 0,7 pu do seu valor original. A Figura 4-18 a) mostra os comportamentos das diferenças entre a componente fundamental do sinal de entrada e os sinais estimados pelos algoritmos do *PLL* proposto e do *EPLL*. As diferenças entre a componente fundamental do sinal de entrada e os sinais estimados pelos algoritmos *SOGI-FLL* e *FNA* estão mostradas na Figura 4-18 b).

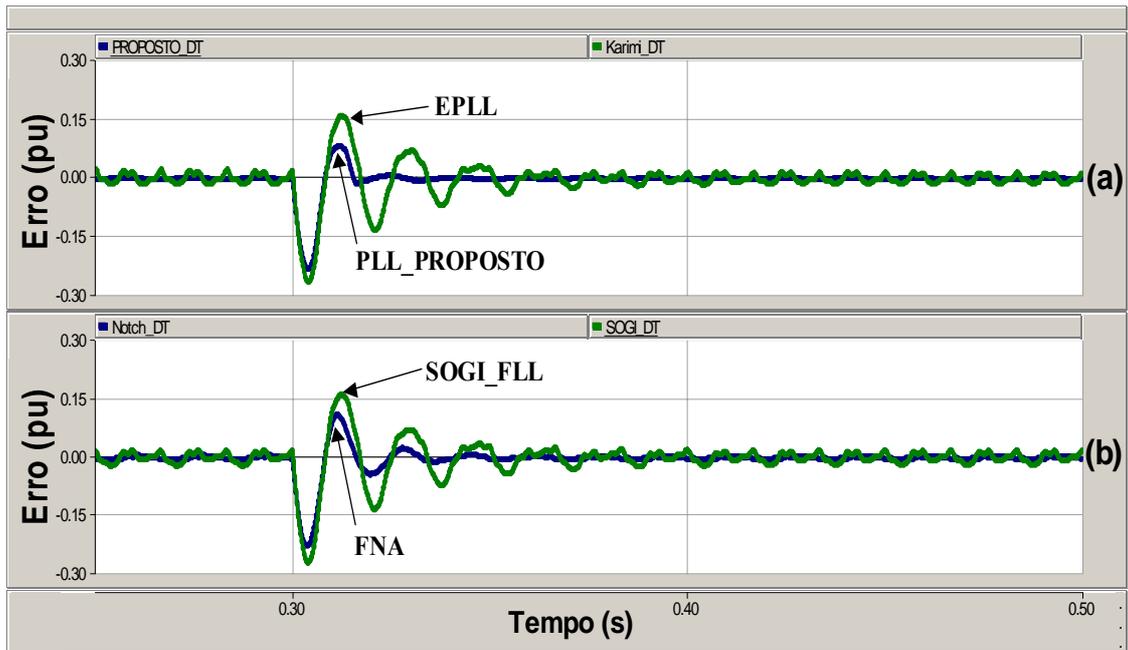


Figura 4-18: Diferença Entre a Componente Fundamental do Sinal de Entrada e Sinal Estimado Diante da Variação da Amplitude – (a) Erro do *PLL* proposto e do *EPLL*; (b) Erro do *SOGI-FLL* e do *FNA*.

Tabela 4-2 – Tempos de Estabelecimento e Valor Eficaz dos Erros Frente à Variação de Amplitude.

	PLL_Proposto	EPLL	SOGI-FLL	FNA
t_s (s)	0,0149	0,0721	0,145	0,0293
Erro_RMS (%)	0,035	0,92	1,09	0,255

II. Variação da Frequência do Sinal de Entrada

Visando verificar o desempenho dos algoritmos diante de variações de frequência f do sinal de entrada $u(t)$, este sinal teve um aumento na sua frequência f na forma de degrau para 62 Hz. A Figura 4-19 a) mostra os comportamentos das diferenças entre a componente fundamental do sinal de entrada e os sinais estimados pelos algoritmos do *PLL* proposto e do *EPLL* frente à variação de frequência f . As diferenças entre a componente fundamental do sinal de entrada e os sinais estimados pelos algoritmos do *SOGI-FLL* e *FNA* estão mostradas Figura 4-19 b).

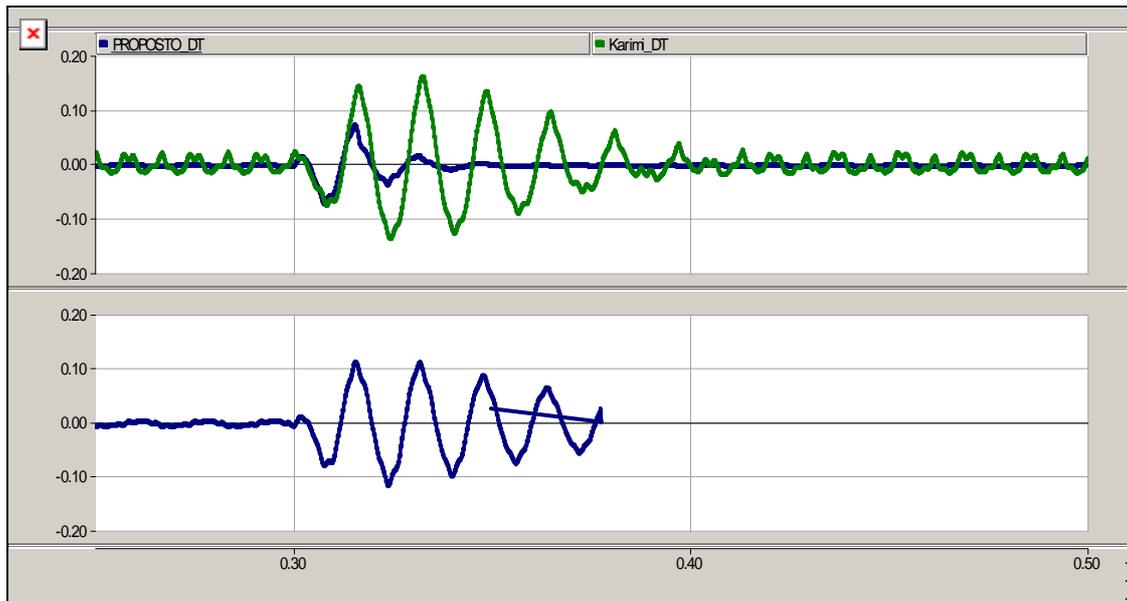


Figura 4-19: Diferença Entre a Componente Fundamental do Sinal de Entrada e Sinal Estimado Diante da Variação da Freqüência – (a) Erro do *PLL* proposto e do *EPLL*; (b) Erro do *SOGI-FLL* e do *FNA*.

Tabela 4-3 – Tempos de Estabelecimento e Valor Eficaz dos Erros Frente à Variação de Freqüência.

	PLL_Proposto	EPLL	SOGI-FLL	FNA
t_s (s)	0,0158	-	-	0,1203
Erro_RMS (%)	0,12	1,10	1,17	0,36

A Tabela 4-3 indica que os sinais estimados pelos algoritmos do *EPLL* e do *SOGI-FLL* não atenderam a especificação de 2% de erro máximo e, desta forma, os tempos de estabelecimentos t_s para estes dois modelos não puderam ser computados.

III. Variação do Ângulo de Fase do Sinal de Entrada

Impondo um aumento na forma de degrau na fase do sistema, passando de 0° para 45° , podem ser notados pela Figura 4-20 a) os comportamentos das diferenças entre a componente fundamental do sinal de entrada e os sinais estimados pelos algoritmos do *PLL* proposto e do *EPLL* diante deste distúrbio. De modo similar, podem ser verificadas na Figura 4-20 b) as diferenças entre a

componente fundamental do sinal de entrada e os sinais estimados pelos algoritmos do *SOGI-FLL* e FNA.

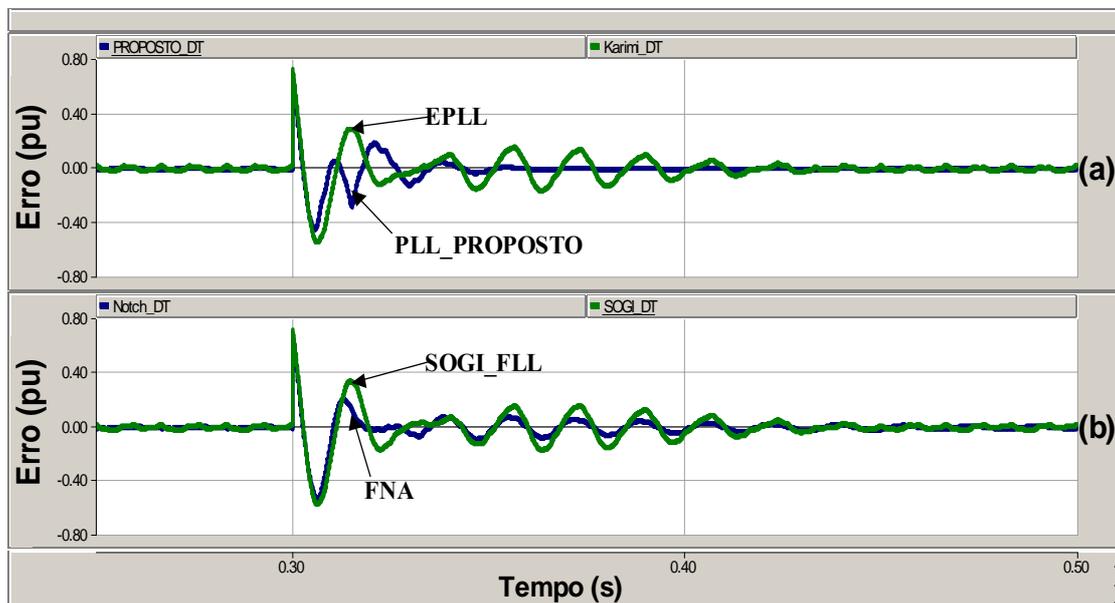


Figura 4-20: Diferença Entre a Componente Fundamental do Sinal de Entrada e Sinal Estimado Diante da Variação de Fase – (a) Erro do *PLL* proposto e do *EPLL*; (a) Erro do *SOGI-FLL* e do FNA.

Foi possível demonstrar que o algoritmo do *PLL* monofásico apresentado, embora mais complexo que outros que são utilizados normalmente [46, 47-50], apresenta um desempenho superior no que tange à relação velocidade *versus* precisão, mesmo diante de sinais com alto conteúdo harmônico, o que motiva a sua utilização.

Merece ser salientado que foram apresentados resultados na subseção 4.4.2, obtidos com o algoritmo proposto implementado em linguagem C e já operando em uma taxa de amostragem de $f_s = 6$ kHz, já haviam mostrado a capacidade deste algoritmo em operar nesta condição desfavorável que normamente afetam outros algoritmos de sistemas de sincronismos.

Os resultados obtidos nestas condições apontam este *PLL* como uma outra opção de algoritmo de sistemas de sincronismos em situações em que se deseja uma precisão mais apurada e dinâmica mais rápida.

4.5 Modelo do *PLL* Trifásico

Alguns modelos de circuitos de sincronismos monofásicos servem de base para a estruturação de modelos trifásicos, como por exemplo, o *PLL* trifásico mostrado em [62], o qual foi desenvolvido a partir do *PLL* monofásico relatado em [46, 49].

De modo similar, tomando com base as características do modelo do *PLL* monofásico ilustrado na Figura 4-1, foi concebida uma estrutura de um *PLL* trifásico, conforme mostrado na Figura 4-21.

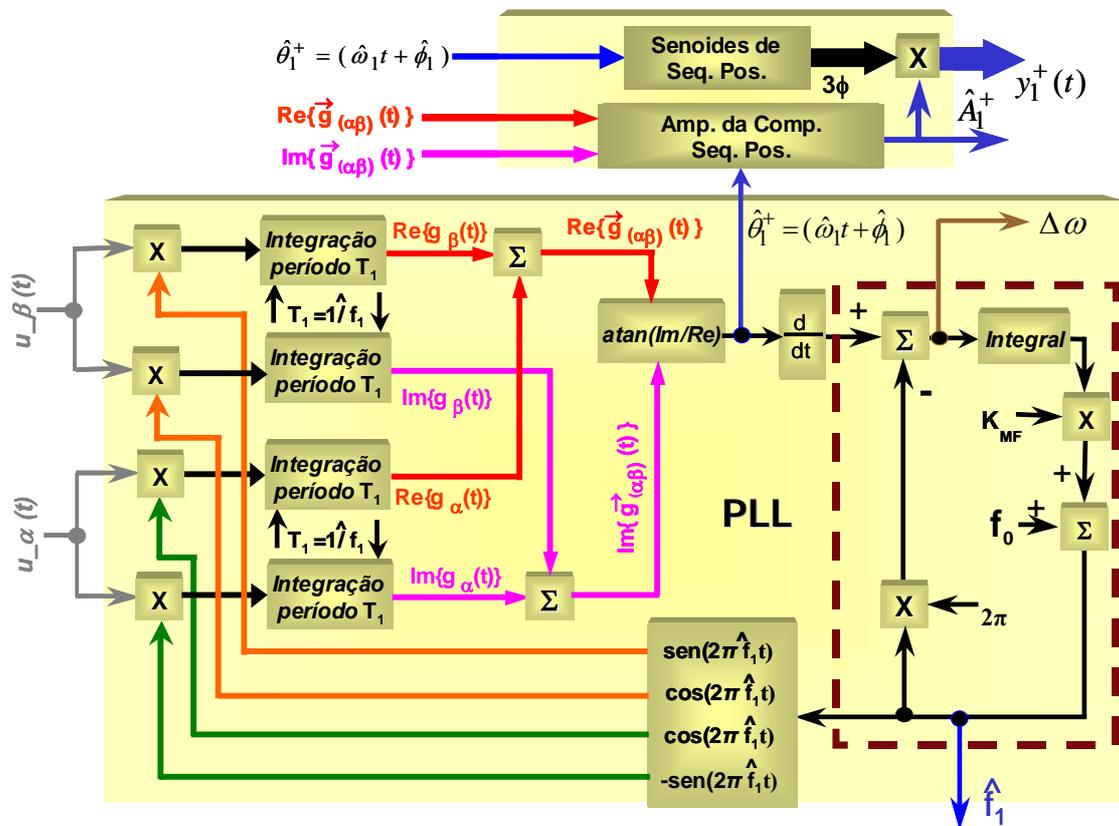


Figura 4-21: Diagrama de Blocos do *PLL* Trifásico.

Considerando medições de sinais de tensões ou correntes de um sistema trifásico o algoritmo é capaz de estimar as componentes de seqüência positiva $y_1^+(t)$, o ângulo de sincronismo de seqüência positiva $\hat{\theta}_1^+$, a frequência \hat{f}_1 e a amplitude da componente de seqüência positiva \hat{A}_1^+ . Os sinais de entrada $u_{3\phi}(t)$ podem ser em coordenadas de fase abc ou em coordenadas de Clarke $\alpha\beta$, sendo que a partir da definição do sistema de referência para geração do subplano complexo trifásico

$e^{-j(2\pi\hat{f}_1 t)_{3\phi}}$ e do cálculo do produto interno trifásico $g_{3\phi}(t) = \left\langle e^{-j(2\pi\hat{f}_1 t)_{3\phi}}, u_{3\phi}(t) \right\rangle$ com janelamento variável, serão obtidas as informações pertinentes em coordenadas abc ou $\alpha\beta$ conforme tiver sido definido.

Deve ser frizado que a partir de pequenas alterações, o algoritmo poderá determinar de forma instantânea as componentes simétricas dos sinais medidos em sistemas trifásicos a três ou quatro fios, bastando que sejam medidas as três tensões fase-neutro e as três correntes. Entretanto, no contexto desta tese o interesse é que um único *PLL* trifásico opere como um detector de seqüência positiva para tensões V_1^+ e correntes I_1^+ na estratégia de controle do condicionador *UPQC* para sistemas trifásicos a três fios.

4.5.1 Determinação do Ângulo de Sincronismo de Seqüência Positiva, da Freqüência e da Amplitude de Seqüência Positiva

Agora será adotado o conjunto de sinais de entrada $u_{3\phi}(t)$ em coordenadas de fase abc ou mesmo em coordenadas $\alpha\beta$ conforme

$$\vec{u}_{abc}(t) = \begin{bmatrix} u_a(t) \\ u_b(t) \\ u_c(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_1 \cos(2\pi f_1 t + \phi_1) \\ A_1 \cos(2\pi f_1 t + \phi_1) \\ A_1 \cos(2\pi f_1 t + \phi_1) \end{bmatrix}, \quad (4-17)$$

$$\vec{u}_{\alpha\beta}(t) = \begin{bmatrix} u_\alpha(t) \\ u_\beta(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_1 \cos(2\pi f_1 t + \phi_1) \\ A_1 \cos(2\pi f_1 t + \phi_1 - 90^\circ) \end{bmatrix}. \quad (4-18)$$

A correta estimação da freqüência deste conjunto de sinais $\hat{f}_1 = f_1$, possibilita a obtenção de um subespaço complexo trifásico dos sinais, o qual pode ser representado pelas exponenciais em coordenadas abc ou $\alpha\beta$, que são dadas respectivamente por

$$\begin{cases} e^{-j(2\pi\hat{f}_1 t)} = \cos(2\pi\hat{f}_1 t) - j\text{sen}(2\pi\hat{f}_1 t) \\ e^{-j(2\pi\hat{f}_1 t - 2\pi/3)} = \cos(2\pi\hat{f}_1 t - 2\pi/3) - j\text{sen}(2\pi\hat{f}_1 t - 2\pi/3) \\ e^{-j(2\pi\hat{f}_1 t + 2\pi/3)} = \cos(2\pi\hat{f}_1 t + 2\pi/3) - j\text{sen}(2\pi\hat{f}_1 t + 2\pi/3) \end{cases}, \quad (4-19)$$

$$\begin{cases} e^{-j(2\pi\hat{f}_1 t)} = \cos(2\pi\hat{f}_1 t) - j\sin(2\pi\hat{f}_1 t) \\ e^{-j(2\pi\hat{f}_1 t - \pi/2)} = \cos(2\pi\hat{f}_1 t - \pi/2) - j\sin(2\pi\hat{f}_1 t - \pi/2) \end{cases} \quad (4-20)$$

Logo, o ângulo de sincronismo da componente de seqüência positiva $\hat{\theta}_1^+$ será obtido por meio da projeção dos sinais dados por (4-17) ou (4-18) em (4-19) ou (4-20), respectivamente.

Em termos de coordenadas de fase abc , o produto interno $\vec{g}_{(abc)}(t)$ composto pela sua parte real $\text{Re}\{\vec{g}_{(abc)}(t)\}$ e outra parte imaginária $\text{Im}\{\vec{g}_{(abc)}(t)\}$, será calculado conforme

$$\vec{g}_{(abc)}(t) \begin{bmatrix} g_a(t) \\ g_b(t) \\ g_c(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \int_{t-T_1}^t u_a(t) e^{-j(2\pi\hat{f}_1 t)} dt \\ \int_{t-T_1}^t u_b(t) e^{-j(2\pi\hat{f}_1 t - 2\pi/3)} dt \\ \int_{t-T_1}^t u_c(t) e^{-j(2\pi\hat{f}_1 t + 2\pi/3)} dt \end{bmatrix} \quad (4-21)$$

As partes real e imaginária equivalentes de $g_a(t)$, $g_b(t)$ e $g_c(t)$ ($g_{3\phi(abc)}(t)$) são determinadas por

$$\begin{bmatrix} \text{Re}\{\vec{g}_{(abc)}(t)\} \\ \text{Im}\{\vec{g}_{(abc)}(t)\} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \text{Re}\{g_a(t)\} + \text{Re}\{g_b(t)\} + \text{Re}\{g_c(t)\} \\ \text{Im}\{g_a(t)\} + \text{Im}\{g_b(t)\} + \text{Im}\{g_c(t)\} \end{bmatrix} \quad (4-22)$$

Sendo que a parte real da função complexa definida em (4-21) e (4-22) é esclarecida por

$$\begin{cases} \text{Re}\{g_a(t)\} = \int_{t-T_1}^t u_a(t) \cos(2\pi\hat{f}_1 t) dt \\ \text{Re}\{g_b(t)\} = \int_{t-T_1}^t u_b(t) \cos(2\pi\hat{f}_1 t - 2\pi/3) dt \\ \text{Re}\{g_c(t)\} = \int_{t-T_1}^t u_c(t) \cos(2\pi\hat{f}_1 t + 2\pi/3) dt \end{cases} \quad (4-23)$$

Similarmente, a parte imaginária da função complexa dada em (4-21) e (4-22) é representada por

$$\begin{cases} \text{Im}\{g_a(t)\} = - \int_{t-T_1}^t u_a(t) \text{sen}(2\pi \hat{f}_1 t) dt \\ \text{Im}\{g_b(t)\} = - \int_{t-T_1}^t u_b(t) \text{sen}(2\pi \hat{f}_1 t - 2\pi/3) dt \\ \text{Im}\{g_c(t)\} = - \int_{t-T_1}^t u_c(t) \text{sen}(2\pi \hat{f}_1 t + 2\pi/3) dt \end{cases} \quad (4-24)$$

Utilizando os sinais $\text{Re}\{g_{3\phi(abc)}(t)\}$ e $\text{Im}\{g_{3\phi(abc)}(t)\}$ referentes a $g_{3\phi}(t)$, pode-se determinar o ângulo de sincronismo da componente de seqüência positiva dos sinais de entrada $u_{3\phi}(t)$ de acordo com

$$\hat{\theta}_{1(abc)}^+(t) = \text{atan} \left(\frac{\text{Im}\{g_{3\phi(abc)}(t)\}}{\text{Re}\{g_{3\phi(abc)}(t)\}} \right) = \left(2\pi \hat{f}_1 t + \hat{\phi}_{1(abc)}^+ \right). \quad (4-25)$$

Com a freqüência fundamental estimada, o ângulo de fase de seqüência positiva $\hat{\phi}_{1(abc)}^+$ incluso em $\hat{\theta}_{1(abc)}^+$ pode ser estimado por:

$$\hat{\phi}_{1(abc)}^+(t) = \text{atan} \left(\frac{\text{Im}\{g_{3\phi(abc)}(t)\}}{\text{Re}\{g_{3\phi(abc)}(t)\}} \right) - 2\pi \hat{f}_1 t. \quad (4-26)$$

De modo similar ao mostrado na seção (4.2.1), adota-se f_o como sendo uma estimativa inicial da freqüência em Hz e se considera o circuito *PLL* trifásico iniciado em $t = 0$, sendo a freqüência estimada \hat{f}_1 em qualquer instante de tempo dada por meio de

$$\hat{f}_1(t) = \int_0^t \left(\frac{1}{2\pi} \frac{d\hat{\theta}_1^+(t)}{dt} - \hat{f}_1^+(t) \right) dt + f_o. \quad (4-27)$$

Por intermédio das informações de (4-22) e (4-25) será determinada a amplitude da componente fundamental de seqüência positiva $\hat{A}_{1(abc)}^+$ referente aos sinais de entrada $u_{3\phi}(t)$ utilizando-se

$$\hat{A}_{1(abc)}^+ = 2 \frac{\left[\text{Re}\{g_{3\phi(abc)}(t)\} \cos \hat{\theta}_{1(abc)}^+(t) + \text{Im}\{g_{3\phi(abc)}(t)\} \text{sen} \hat{\theta}_{1(abc)}^+(t) \right]}{3}. \quad (4-28)$$

Por fim, as componentes de seqüência positiva $y_{1a}^+(t)$, $y_{1b}^+(t)$ e $y_{1c}^+(t)$ do sistema trifásico são calculadas utilizando a amplitude de seqüência positiva $\hat{A}_{1(abc)}^+$ obtida em (4-28) e o ângulo de sincronismo $\hat{\theta}_{1(abc)}^+$ dado em (4-25).

$$\begin{cases} y_{1a}^+(t) = \hat{A}_{1(abc)}^+(t) \cos \hat{\theta}_1^+(t) \\ y_{1b}^+(t) = \hat{A}_{1(abc)}^+(t) \cos(\hat{\theta}_1^+(t) - 2\pi/3) \\ y_{1c}^+(t) = \hat{A}_{1(abc)}^+(t) \cos(\hat{\theta}_1^+(t) + 2\pi/3) \end{cases} \quad (4-29)$$

Considerando a modelagem do sistema em coordenadas $\alpha\beta$, o produto interno $\vec{g}_{(\alpha\beta)}(t)$ é calculado a partir de (4-18) e (4-20) durante o ciclo da fundamental estimada $T_1 = 1/\hat{f}_1$, conforme

$$\vec{g}_{(\alpha\beta)}(t) = \begin{bmatrix} g_\alpha(t) \\ g_\beta(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \int_{t-T_1}^t u_\alpha(t) e^{-j(2\pi\hat{f}_1 t)} dt \\ \int_{t-T_1}^t u_\beta(t) e^{-j(2\pi\hat{f}_1 t - \pi/2)} dt \end{bmatrix}. \quad (4-30)$$

Para $\vec{g}_{(\alpha\beta)}(t)$ as partes real e imaginária equivalentes devem ser calculadas por

$$\begin{bmatrix} \text{Re}\{\vec{g}_{(\alpha\beta)}(t)\} \\ \text{Im}\{\vec{g}_{(\alpha\beta)}(t)\} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \text{Re}\{g_\alpha(t)\} + \text{Re}\{g_\beta(t)\} \\ \text{Im}\{g_\alpha(t)\} + \text{Im}\{g_\beta(t)\} \end{bmatrix}. \quad (4-31)$$

Os cálculos associados à parte real $\text{Re}\{\vec{g}_{(\alpha\beta)}(t)\}$ de (4-30) são demonstrados por

$$\begin{cases} \text{Re}\{g_\alpha(t)\} = \int_{t-T_1}^t u_\alpha(t) \cos(2\pi\hat{f}_1 t) dt \\ \text{Re}\{g_\beta(t)\} = \int_{t-T_1}^t u_\beta(t) \cos(2\pi\hat{f}_1 t - \pi/2) dt = \int_{t-T_1}^t u_\beta(t) \text{sen}(2\pi\hat{f}_1 t) dt \end{cases} \quad (4-32)$$

Já os cálculos relacionados com a parte imaginária $\text{Im}\{\vec{g}_{(\alpha\beta)}(t)\}$ de (4-31) são demonstrados por

$$\left\{ \begin{array}{l} \text{Im}\{g_\alpha(t)\} = - \int_{t-T_1}^t u_\alpha(t) \text{sen}(2\pi \hat{f}_1 t) dt \\ \text{Im}\{g_\beta(t)\} = - \int_{t-T_1}^t u_\beta(t) \text{sen}(2\pi \hat{f}_1 t - \pi/2) dt = \int_{t-T_1}^t u_\beta(t) (\cos(2\pi \hat{f}_1 t)) dt \end{array} \right. \quad (4-33)$$

Utilizando os sinais $\text{Re}\{\bar{g}_{(\alpha\beta)}(t)\}$ e $\text{Im}\{\bar{g}_{(\alpha\beta)}(t)\}$ referentes a $\bar{g}_{(\alpha\beta)}(t)$ determina-se o ângulo de sincronismo da componente de seqüência postiva dos sinais de entrada ($\bar{u}_{\alpha\beta}(t)$) em coordenadas $\alpha\beta$

$$\hat{\theta}_{1(\alpha\beta)}^+(t) = \tan^{-1} \left(\frac{\text{Im}\{\bar{g}_{(\alpha\beta)}(t)\}}{\text{Re}\{\bar{g}_{(\alpha\beta)}(t)\}} \right) = (2\pi \hat{f}_1 t + \hat{\phi}_{1(\alpha\beta)}^+). \quad (4-34)$$

O ângulo de fase de seqüência positiva $\hat{\phi}_{1(\alpha\beta)}^+$ inserido em $\hat{\theta}_{1(\alpha\beta)}^+$ é obtido por meio de

$$\hat{\phi}_{1(\alpha\beta)}^+(t) = a \tan \left(\frac{\text{Im}\{\bar{g}_{(\alpha\beta)}(t)\}}{\text{Re}\{\bar{g}_{(\alpha\beta)}(t)\}} \right) - 2\pi \hat{f}_1 t. \quad (4-35)$$

Adotando as mesmas premissas da freqüência obtidas em (4-27), a freqüência estimada no sistema em coordenadas $\alpha\beta$ \hat{f}_1 será

$$\hat{f}_1(t) = \int_0^t \left(\frac{1}{2\pi} \frac{d\hat{\theta}_{1(\alpha\beta)}^+(t)}{dt} - \hat{f}_1^+(t) \right) dt + f_o. \quad (4-36)$$

Neste sistema de coordenadas a amplitude da componente fundamental de seqüência postiva $\hat{A}_{1(\alpha\beta)}^+$ será calculada por

$$\hat{A}_{1(\alpha\beta)}^+ = \left[\text{Re}\{\bar{g}_{(\alpha\beta)}(t)\} \cos \hat{\theta}_{1(\alpha\beta)}^+(t) + \text{Im}\{\bar{g}_{(\alpha\beta)}(t)\} \text{sen} \hat{\theta}_{1(\alpha\beta)}^+(t) \right]. \quad (4-37)$$

As componentes de seqüência postiva $y_{1\alpha}^+(t)$ e $y_{1\beta}^+(t)$ do sistema trifásico em coordenadas $\alpha\beta$ são calculadas por meio da amplitude de seqüência postiva $\hat{A}_{1(\alpha\beta)}^+$ obtida em (4-37) e do ângulo de sincronismo $\hat{\theta}_{1(\alpha\beta)}^+$ calculado em (4-34).

$$\left\{ \begin{array}{l} y_{1\alpha}^+(t) = \hat{A}_{1(\alpha\beta)}^+(t) \cos \hat{\theta}_{1(\alpha\beta)}^+(t) \\ y_{1\beta}^+(t) = \hat{A}_{1(\alpha\beta)}^+(t) \cos(\hat{\theta}_{1(\alpha\beta)}^+(t) - \pi/2) \end{array} \right. \quad (4-38)$$

4.6 Simulações do PLL Trifásico

As simulações do algoritmo do *PLL* trifásico proposto no Programa PSCAD/EMTDC foram realizadas juntamente com o modelo do detector de seqüência positiva que faz parte do controle do filtro ativo série da sub-seção 3.2.1.1. Nas simulações, a frequência de amostragem de ambos os algoritmos trifásicos implementados em linguagem C foi de $f_{SI} = 18$ kHz e o passo de integração ajustado em $2 \mu\text{s}$ no programa PSCAD.

4.6.1 Resultados das Simulações do Modelo Trifásico

Os sinais de entrada são representados por uma fonte trifásica $u_{3\phi}(t)$ representada por $u_a(t) = A\text{sen}(2\pi ft)$, $u_b(t) = A\text{sen}(2\pi ft - 120^\circ)$, $u_c(t) = A\text{sen}(2\pi ft + 120^\circ)$, de amplitude $A = 179,629$ V e frequência $f = 60$ Hz. A partir dos mesmos foram consideradas quatro situações diferentes para possibilitar a avaliação do comportamento dos modelos de detectores de seqüências positivas na relação precisão *versus* velocidade. Para realização das simulações, o modelo trifásico do Capítulo 4 teve o ganho da sua malha interna que estima a frequência fundamental \hat{f}_1 ajustado em $K_{MF} = 10/\text{rad}$. Em relação aos parâmetros do controlador PI do PLL que compõe o detector de seqüência positiva do Capítulo 3 na subseção 3.2.1.1, os seus valores foram ajustados em $K_p = 45$ rad/s e $K_i = 3000$ rad/s. Estes valores foram sintonizados de modo que o sistema apresentasse uma resposta dinâmica rápida e um nível de oscilação, na frequência estimada, o menor possível. Sendo que este compromisso foi verificado diante de um sistema em que as tensões são distorcidas e/ou desequilibradas.

(a) Variação de Amplitude da Fase a

Adotando a hipótese de um afundamento na amplitude A do sinal de entrada da fase a $u_a(t)$ em $t = 0,4\text{s}$ durante 50 ms para $0,4$ pu. A Figura 4-22 a) ilustra as formas de ondas das tensões de fase v_{Sa} , v_{Sb} e v_{Sc} e a Figura 4-22 b) mostra as suas respectivas componentes de seqüência positiva da fase a v_{a1}^+ estimadas pelos dois algoritmos. Verifica-se que ambos os algoritmos apresentam dinâmicas rápidas frente ao afundamento que gerou um desbalanço de alta intensidade.

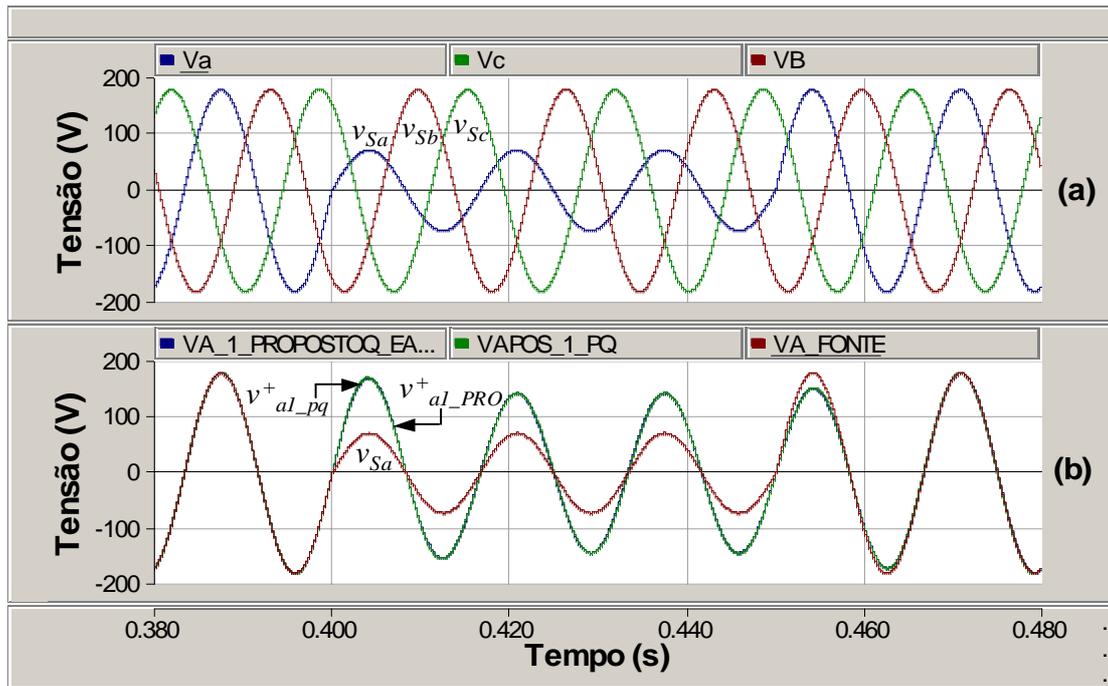


Figura 4-22: Variação da Tensão na Fase *a* - (a): Tensões de Entrada; (b): Tensões da Fase Estimadas v_{al}^+ e Tensão de Entrada v_{Sa} .

Pode ser visualizado na Figura 4-23 a) uma ampliação da forma de onda que representa o desvio $desvio_{pq} = v_{la_{pq}}^+ - v_{Sa}$ entre as amplitudes das tensões de entrada e estimada pelo detector de seqüência positiva do Capítulo 3 para a fase *a*. De forma análoga a Figura 4-23 b) mostra também apenas um detalhe desta diferença na fase *a* quando a comparação foi feita em relação à tensão estimada pelo detector de seqüência positiva apresentado na Figura 4-20 $desvio_{prop} = v_{la_{prop}}^+ - v_{Sa}$. Embora, a Figura 4-22 b) indique um resultado similar para os dois algoritmos, pode-se notar pelas ampliações limitadas em 1 V dos desvios entre as tensões mostrados nas Figuras 4-23 a) e 4-23 b) que o algoritmo do *PLL* trifásico apresentado proporciona uma precisão um pouco superior em regime permanente e uma resposta dinâmica mais rápida diante deste distúrbio. Ressalta-se que estas ampliações dos desvios mostrados na Figuras 4-23 a) 4-23 b) tiveram seus valores limitados em 1V visando possibilitar uma melhor visualização destes desvios.

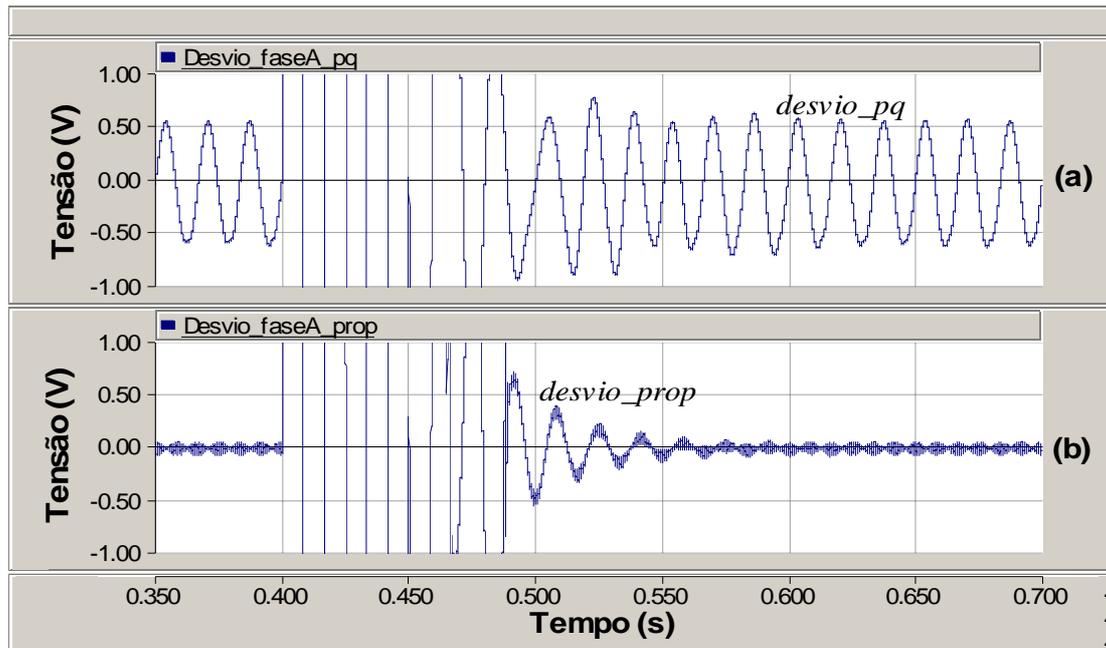


Figura 4-23: Diferença Entre as Tensões Estimada v_{al}^+ e da Entrada v_{Sa} Diante da Variação da Amplitude – (a): Detalhe do Desvio Obtido com $v_{al}^+_{pq}$; (b): Detalhe do Desvio Obtido com $v_{al}^+_{prop}$.

(b) Variação da Freqüência das Tensões Entrada Distorcidas

A análise foi realizada impondo um aumento brusco em $t = 0,4$ s na freqüência f durante 200 ms para um novo valor de $f = 63$ Hz dos sinais trifásicos de entrada que, neste caso estão com uma distorção harmônica total de DHT = 34,64%, sendo 20 % de segundo, quinto e sétimo harmônicos, respectivamente. A Figura 4-24 a) mostra o comportamento das freqüências \hat{f}_1 estimadas pelos dois algoritmos, além da freqüência de referência f da rede. Para esta situação, está mostrada na Figura 4-24 b) a diferença entre as amplitudes das tensões de entrada e aquela estimada pelo detector de seqüência positiva do Capítulo 3 na fase a , ou seja, $desvio_{pq} = v_{1a}^+_{pq} - v_{Sa}$. Ainda para este caso, está apresentada na Figura 4-24 c) a diferença da tensão de entrada em relação à tensão estimada pelo detector de seqüência positiva do Capítulo 4 na fase a $desvio_{prop} = v_{1a}^+_{prop} - v_{Sa}$.

(c) Variação da Fase das Tensões de Entrada Distorcidas

Para esta condição foi imposto em $t = 0,4$ s uma elevação de 45 graus durante 200 ms no ângulo de fase das tensões da rede de suprimento, para as quais fora adotado o mesmo grau de distorção harmônica total DHT do caso anterior de

34,64% para as tensões da rede de suprimento. A Figura 4-25 a) mostra o comportamento das frequências \hat{f}_1 estimadas pelos dois algoritmos diante da variação da fase das tensões de entrada em 45 graus. A Figura 4-25 b) ilustra o desvio $desvio_{pq} = v_{1a_{pq}}^+ - v_{Sa}$ que representa a diferença entre as amplitudes das tensões de entrada e a estimada pelo detector de seqüência positiva do Capítulo 3 na fase *a*. Na Figura 4-25 c) foi apresentado o resultado da diferença entre as tensões de entrada e aquela que foi estimada pelo detector de seqüência positiva do Capítulo 4

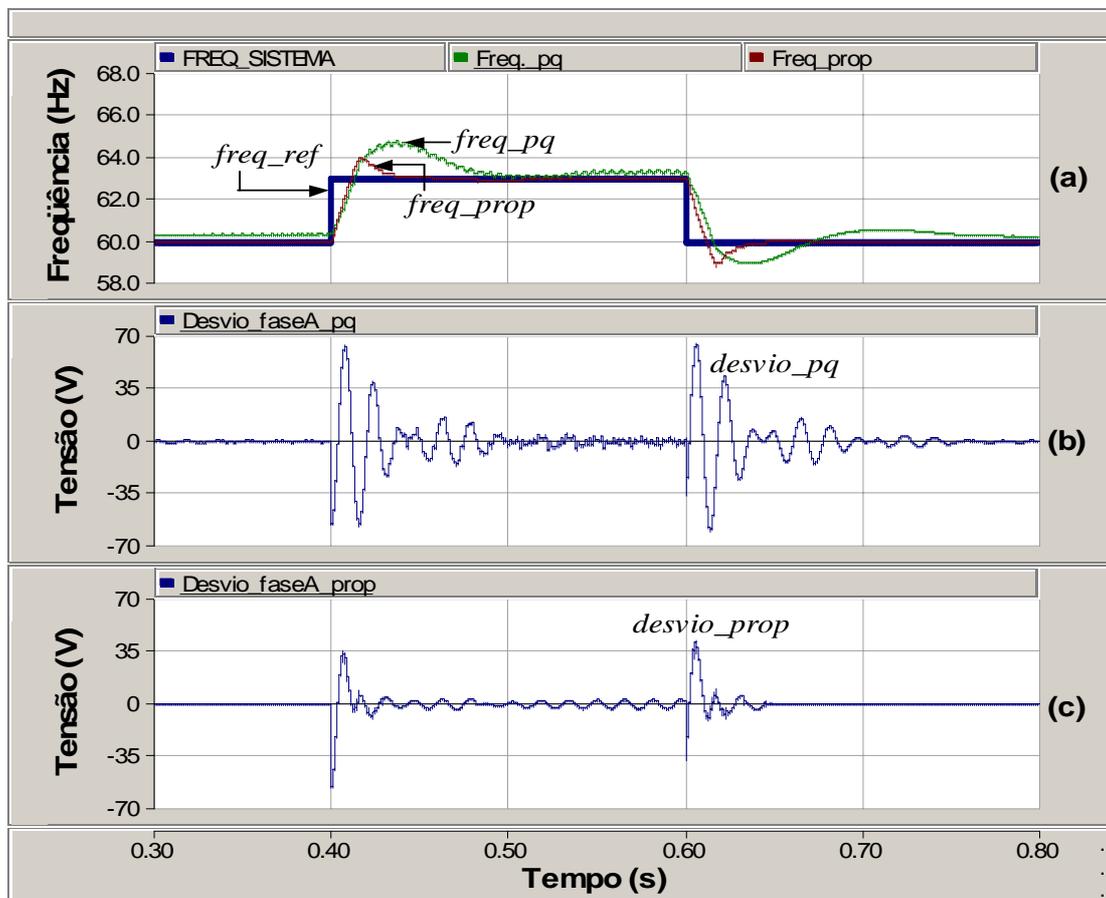
$$desvio_{prop} = v_{1a_{prop}}^+ - v_{Sa} .$$


Figura 4-24: Transição da Frequência do Sistema de Suprimento - (a): Frequências de Referência f e Estimadas pelos algoritmos $\hat{f}_{1_{pq}}$ e $\hat{f}_{1_{prop}}$; (b): Desvio Obtido com

$v_{a1_{pq}}^+$; (c): Desvio Obtido com $v_{a1_{prop}}^+$.

Comparando o comportamento das formas de ondas das frequências e dos desvios de tensão mostrados na Figura 4-24 e na Figura 4-25, pode-se notar que o reflexo da variação da fase da rede de suprimento foi mais representativo que o caso de variação da sua frequência f .

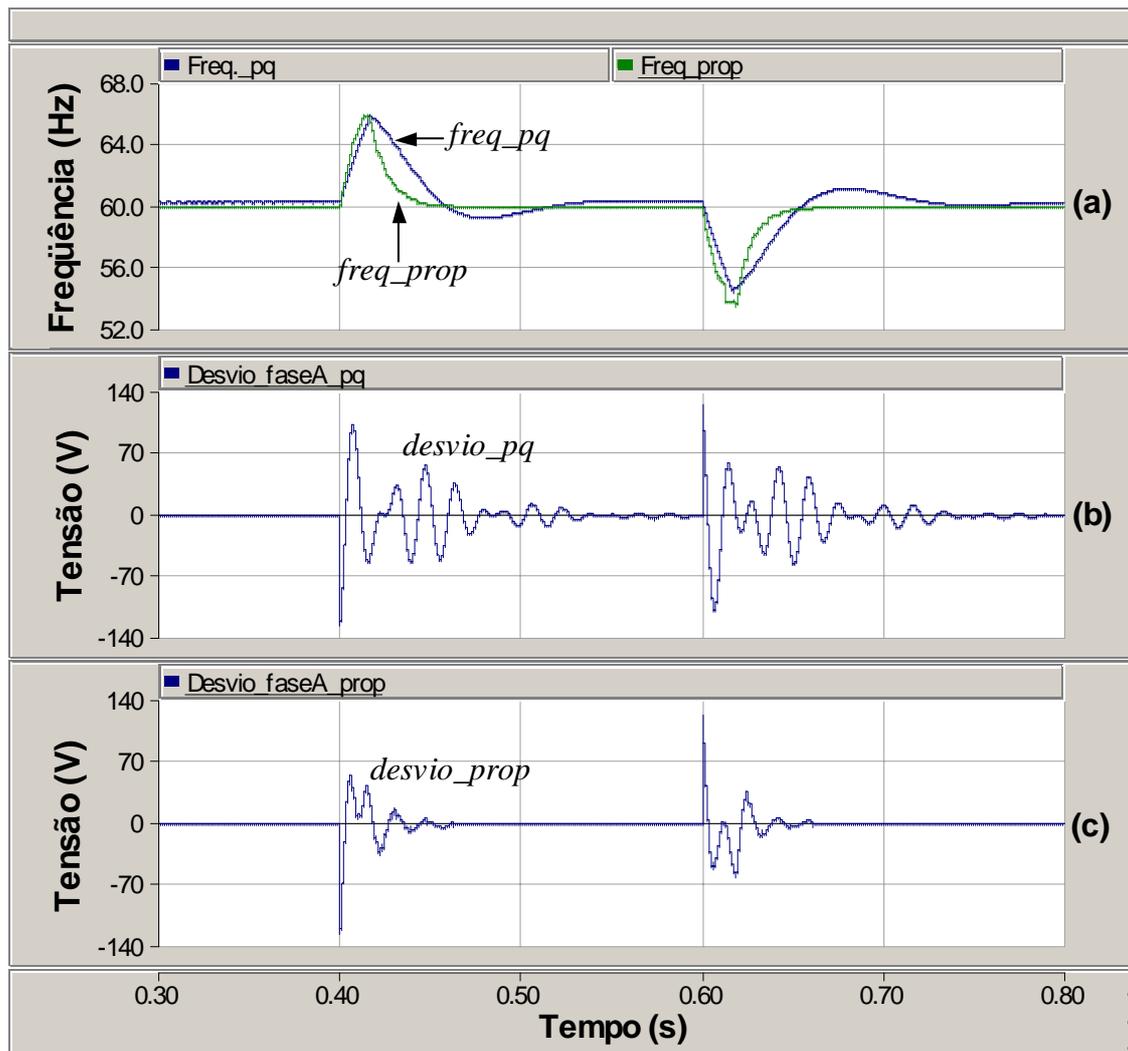


Figura 4-25: Transição no Ângulo de Fase do Sistema de Suprimento - (a): Freqüências Estimadas pelos algoritmos \hat{f}_{1_pq} e \hat{f}_{1_prop} ; (b): Desvio obtido com $v_{a1_pq}^+$; (c): Desvio Obtido com $v_{a1_prop}^+$.

(d) Variação de Freqüência, Amplitude e Fase em Sinais Desbalanceados e Distorcidos

Considerando o mesmo nível de distorção dos casos (b) e (c), será incluído um desbalanço de seqüência negativa de $f_d = 30\%$ nas tensões de entrada $u_{3\phi}(t)$. A partir de $t = 0,4$ s ocorrem de forma simultânea um afundamento trifásico de 0,5 pu, um aumento para 63 Hz na freqüência fundamental e ainda uma elevação em 30 graus no ângulo de fase dos sinais de entrada. Diante deste contexto, a Figura 4-26 a) apresenta as formas de ondas das freqüências estimadas \hat{f}_1 nos dois algoritmos. Na Figura 4-26 b) verifica-se o comportamento do detector de seqüência positiva

por intermédio do desvio da tensão na fase a $desvio_pq = v_{1a_pq}^+ - v_{Sa}$. A Figura 4-26 c) ilustra o desvio da tensão na fase a $desvio_prop = v_{1a_prop}^+ - v_{Sa}$ obtido a partir da aplicação do detector de seqüência positiva do Capítulo 4.

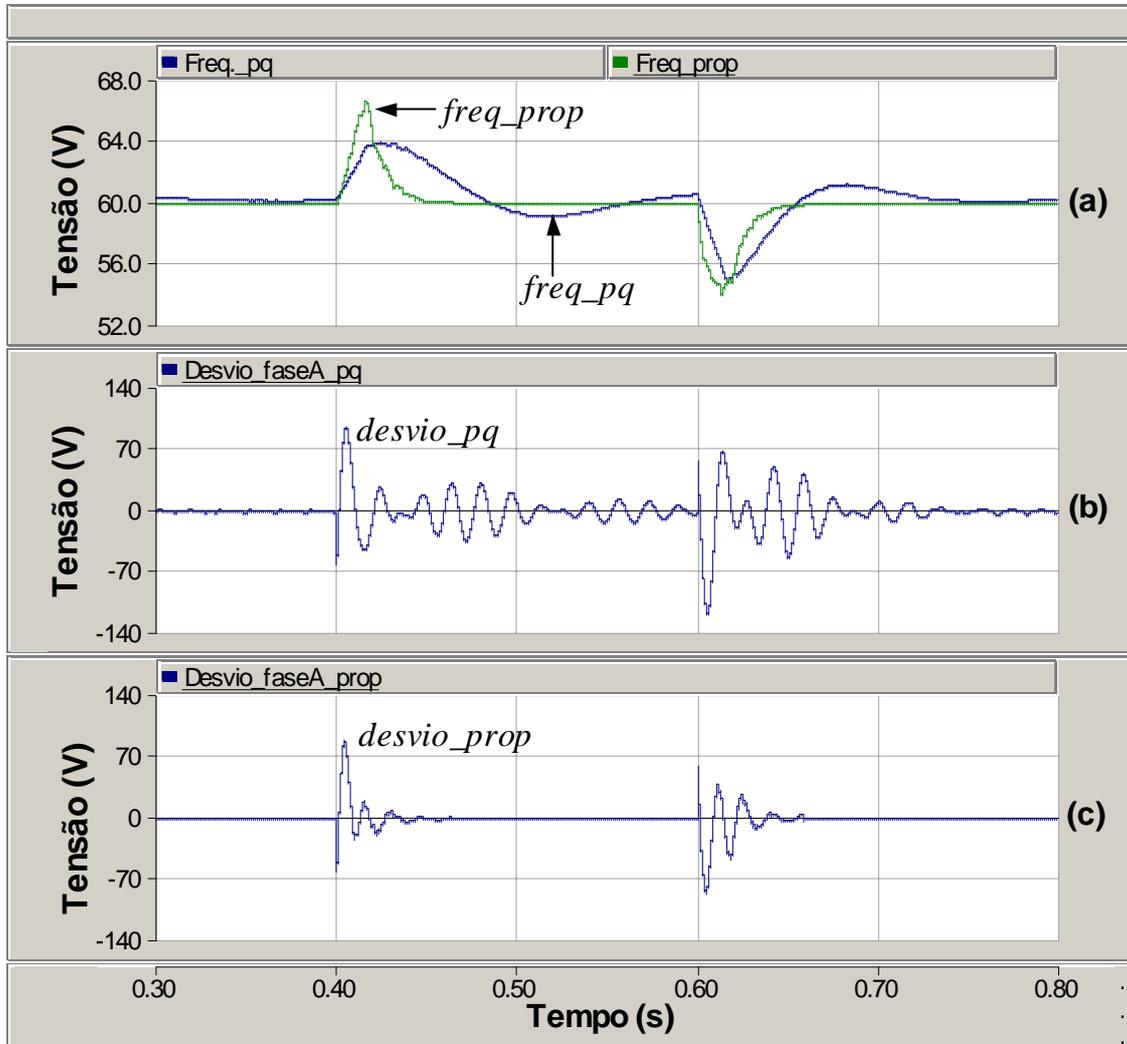


Figura 4-26: Transição Simultânea na Amplitude, Freqüência e Fase das Tensões do Sistema de Suprimento - (a): Freqüências Estimadas \hat{f}_{1_pq} e \hat{f}_{1_prop} ; (b): Desvio Obtido com $v_{a1_pq}^+$; (c): Desvio Obtido com $v_{a1_prop}^+$.

2.4 Algoritmo de Controle Utilizando o PLL Trifásico

O algoritmo de controle do *UPQC* será desenvolvido em coordenadas $\alpha\beta$ neste caso, devido à menor complexidade computacional que este oferece no modelo do *PLL*. Isto porque o número de funções trigonométricas (partes reais e

imaginárias de senos e cossenos) relacionadas com os cálculos dos produtos internos será em um total de quatro, enquanto em coordenadas abc este número seria seis. Também foram mantidas as mesmas premissas relativas às tensões e correntes que foram medidas em um $UPQC$ para sistemas a três fios e que foram relatadas na seção 3.1 do Capítulo 3.

Para um sistema trifásico a três fios, utilizando as tensões e correntes de linha especificadas na seção 3.1 do Capítulo 3, pode-se realizar as mudanças das tensões e correntes instantâneas em coordenadas do eixo estacionário trifásico abc para o eixo $\alpha\beta$, por meio da Transformada de Clarke simplificada, respectivamente por:

$$\begin{bmatrix} v_\alpha(t) \\ v_\beta(t) \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{ab} \\ v_{bc} \end{bmatrix}, \quad (4-39)$$

$$\begin{bmatrix} i_\alpha(t) \\ i_\beta(t) \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 3/2 & 0 \\ \sqrt{3}/2 & \sqrt{3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \end{bmatrix}. \quad (4-40)$$

As transformações inversas simplificadas relativas as tensões e correntes de (4-39) e (4-40), são respectivamente:

$$\begin{bmatrix} v_a(t) \\ v_b(t) \\ v_c(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -1/2 & \sqrt{3}/2 \\ -1/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix}, \quad (4-41)$$

$$\begin{bmatrix} i_a(t) \\ i_b(t) \\ i_c(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -1/2 & \sqrt{3}/2 \\ -1/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix}. \quad (4-42)$$

Assim, o algoritmo de controle do $UPQC$ considera a utilização de um PLL trifásico, o qual considera a mesma estrutura mostrada na Figura 4-20, sendo que a parte do algoritmo que é relacionada aos cálculos dos produtos internos $\bar{g}_{(\alpha\beta)}(t)$, bem como a estimativa da magnitude e valores instantâneos abrange três grupos de grandezas distintas necessárias aos controles dos filtros ativos série e paralelo:

- ❖ Detecção das Componentes Fundamentais de Seqüência Positiva das tensões $v_{S\alpha}$ e $v_{S\beta}$ calculadas a partir da aplicação de (4-39) nas tensões de linha do sistema de suprimento v_{Sab} , v_{Sbc} .

- ❖ Detecção das Componentes Fundamentais de Seqüência Positiva das correntes $i_{L\alpha}$ e $i_{L\beta}$ calculadas a partir da aplicação de (4-40) nas correntes de carga i_{La} , i_{Lb} .
- ❖ Detecção das Componentes Fundamentais de Seqüência Positiva das correntes $i_{S\alpha}$ e $i_{S\beta}$ calculadas a partir da aplicação de (4-40) nas correntes da fonte i_{Sa} , i_{Sb} .

A Figura 4-27 ilustra o diagrama de blocos que representa o controle do UPQC baseado nos PLL trifásico para as tensões e correntes.

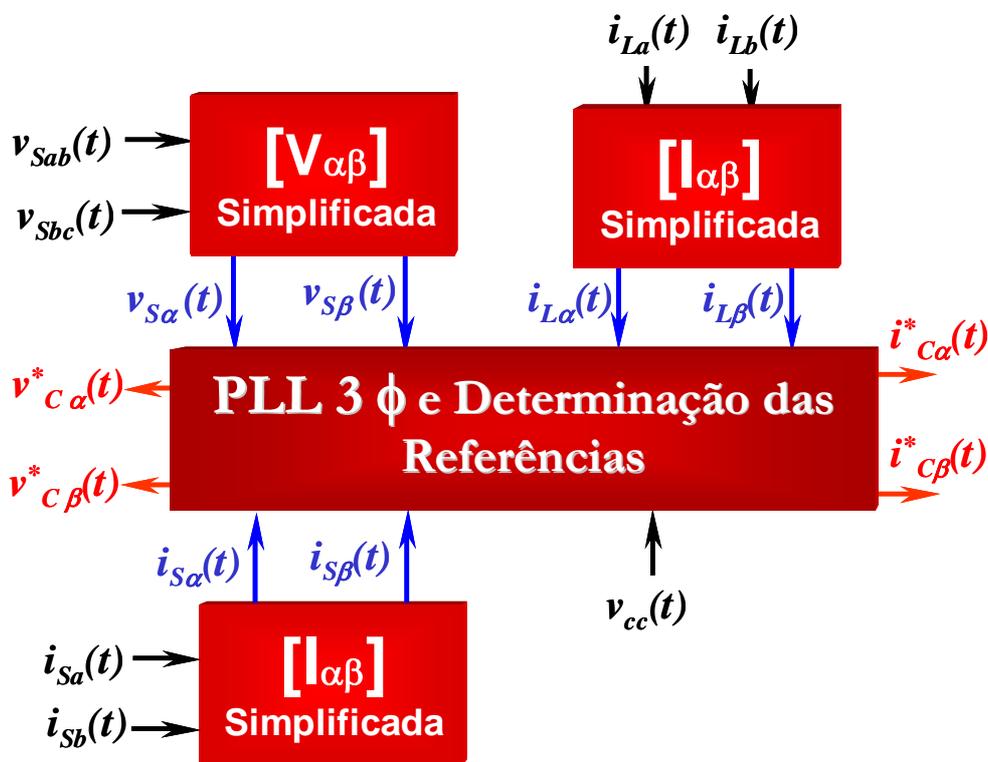


Figura 4-27: Diagrama de Blocos do Controle do UPQC Utilizando o PLL 3φ.

As tensões e as correntes medidas na fonte são transformadas em coordenadas $\alpha\beta$ por (4-39) e (4-40), respectivamente, e processadas por meio de produtos internos $\bar{g}_{\alpha\beta}(t)$ relacionados com as tensões $v_{S\alpha}(t)$ e $v_{S\beta}(t)$ e um com as correntes $i_{S\alpha}(t)$ e $i_{S\beta}(t)$, sendo que estas últimas são utilizadas no controle de amortecimento. Já as correntes medidas na carga $i_{La}(t)$ e $i_{Lb}(t)$ são transformadas para o domínio $\alpha\beta$ por (4-40) e utilizadas em um produto interno $\bar{g}_{\alpha\beta}(t)$ que faz parte do algoritmo das correntes de referência.

Os três produtos internos $\bar{g}_{\alpha\beta}(t)$ relacionados independentemente com as tensões $v_{S\alpha}(t)$ e $v_{S\beta}(t)$ e com as correntes $i_{S\alpha}(t)$, $i_{S\beta}(t)$ e $i_{L\alpha}(t)$, $i_{L\beta}(t)$ são realizados pela multiplicação destas grandezas por quatro sinais auxiliares gerados a partir da frequência fundamental estimada na malha interna localizada no lado direito do *PLL* da Figura 4-20. Os sinais de controle gerados com a informação da frequência \hat{f}_1 no domínio $\alpha\beta$ que são utilizados nas expressões (4-32) e (4-33) constam em

$$\begin{cases} aux_{\alpha} = \cos(2\pi\hat{f}_1 t) \\ aux_{\alpha 1} = \cos(2\pi\hat{f}_1 t - \pi/2) = \text{sen}(2\pi\hat{f}_1 t) \\ aux_{\beta} = -\text{sen}(2\pi\hat{f}_1 t) \\ aux_{\beta 1} = -\text{sen}(2\pi\hat{f}_1 t - \pi/2) = \cos(2\pi\hat{f}_1 t) \end{cases} \quad (4-43)$$

Os produtos internos $\bar{g}_{\alpha\beta}(t)$ envolvendo as tensões $v_{S\alpha}(t)$ e $v_{S\beta}(t)$ juntamente com as correntes $i_{S\alpha}(t)$, $i_{S\beta}(t)$ e $i_{L\alpha}(t)$, $i_{L\beta}(t)$ são realizados de forma independente dentro uma janela de período de tempo T_1 que representa a frequência fundamental estimada \hat{f}_1 . Sendo que esta frequência \hat{f}_1 é determinada por intermédio do ângulo de sincronismo $\hat{\phi}_{1(\alpha\beta)}^+(t)$ obtido em (4-34) com base no produto interno $\bar{g}_{\alpha\beta}(t)$ relacionado com as tensões $v_{S\alpha}(t)$ e $v_{S\beta}(t)$.

Os três produtos internos $\bar{g}_{\alpha\beta_v_S}(t)$, $\bar{g}_{\alpha\beta_i_S}(t)$ e $\bar{g}_{\alpha\beta_i_L}(t)$ são duplicados por meio do uso de aux e aux_1 em (4-43) visando criar a defasagem de 90 graus necessária a determinação da seqüência positiva similarmente à defasagem de 120 graus usado pela correlação no sistema *abc*. Os produtos internos são determinados por (4-32) e (4-33), sendo que suas partes reais e imaginárias são determinadas por amostras utilizando uma janela de um ciclo estimado T_1 de acordo com

$$\begin{cases} \text{Re}\{g_{\alpha_v_S}(t)\} = v_{S\alpha}(t)aux_{\alpha} \\ \text{Re}\{g_{\beta_v_S}(t)\} = v_{S\beta}(t)aux_{\alpha 1} \end{cases} \quad \begin{cases} \text{Im}\{g_{\alpha_v_S}(t)\} = v_{S\alpha}(t)aux_{\beta} \\ \text{Im}\{g_{\beta_v_S}(t)\} = v_{S\beta}(t)aux_{\beta 1} \end{cases} \quad , \quad (4-44)$$

$$\begin{cases} \text{Re}\{g_{\alpha_i_S}(t)\} = i_{S\alpha}(t)aux_{\alpha} \\ \text{Re}\{g_{\beta_i_S}(t)\} = i_{S\beta}(t)aux_{\alpha 1} \end{cases} \quad \begin{cases} \text{Im}\{g_{\alpha_i_S}(t)\} = i_{S\alpha}(t)aux_{\beta} \\ \text{Im}\{g_{\beta_i_S}(t)\} = i_{S\beta}(t)aux_{\beta 1} \end{cases} \quad , \quad (4-45)$$

$$\begin{cases} \text{Re}\{g_{\alpha_i_L}(t)\} = i_{L\alpha}(t)aux_{\alpha} \\ \text{Re}\{g_{\beta_i_L}(t)\} = i_{L\beta}(t)aux_{\alpha 1} \end{cases} \quad \begin{cases} \text{Im}\{g_{\alpha_i_L}(t)\} = i_{L\alpha}(t)aux_{\beta} \\ \text{Im}\{g_{\beta_i_L}(t)\} = i_{L\beta}(t)aux_{\beta 1} \end{cases} \quad . \quad (4-46)$$

As partes reais e imaginárias equivalentes em cada um dos produtos internos $\bar{g}_{\alpha\beta_v_S}(t)$, $\bar{g}_{\alpha\beta_i_S}(t)$ e $\bar{g}_{\alpha\beta_i_L}(t)$ são obtidas, respectivamente, por

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \text{Re}\{g_{(\alpha\beta)_v_S}(t)\} \\ \text{Im}\{g_{(\alpha\beta)_v_S}(t)\} \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} \text{Re}\{g_{\alpha_v_S}(t)\} + \text{Re}\{g_{\beta_v_S}(t)\} \\ \text{Im}\{g_{\alpha_v_S}(t)\} + \text{Im}\{g_{\beta_v_S}(t)\} \end{bmatrix} \\ \begin{bmatrix} \text{Re}\{g_{(\alpha\beta)_i_S}(t)\} \\ \text{Im}\{g_{(\alpha\beta)_i_S}(t)\} \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} \text{Re}\{g_{\alpha_i_S}(t)\} + \text{Re}\{g_{\beta_i_S}(t)\} \\ \text{Im}\{g_{\alpha_i_S}(t)\} + \text{Im}\{g_{\beta_i_S}(t)\} \end{bmatrix} \\ \begin{bmatrix} \text{Re}\{g_{(\alpha\beta)_i_L}(t)\} \\ \text{Im}\{g_{(\alpha\beta)_i_L}(t)\} \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} \text{Re}\{g_{\alpha_i_L}(t)\} + \text{Re}\{g_{\beta_i_L}(t)\} \\ \text{Im}\{g_{\alpha_i_L}(t)\} + \text{Im}\{g_{\beta_i_L}(t)\} \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (4-47)$$

O ângulo de sincronismo da componente de seqüência positiva das tensões $v_{S\alpha}(t)$ e $v_{S\beta}(t)$ é determinado pela relação entre as partes imaginária e real do produto interno $\bar{g}_{\alpha\beta_v_S}(t)$:

$$\hat{\theta}_{1(\alpha\beta)_v_S}^+ = a \tan \left(\frac{\text{Im}\{g_{3\phi(\alpha\beta)_v_S}(t)\}}{\text{Re}\{g_{3\phi(\alpha\beta)_v_S}(t)\}} \right) = \left(2\pi \hat{f}_1 t + \hat{\phi}_{1(\alpha\beta)_v_S}^+ \right). \quad (4-48)$$

O ângulo de sincronismo da componente de seqüência positiva das correntes $i_{S\alpha}(t)$ e $i_{S\beta}(t)$ que são utilizadas no controle de amortecimento é determinado pela relação entre as partes imaginária e real do produto interno $\bar{g}_{\alpha\beta_i_S}(t)$:

$$\hat{\theta}_{1(\alpha\beta)_i_S}^+ = a \tan \left(\frac{\text{Im}\{g_{3\phi(\alpha\beta)_i_S}(t)\}}{\text{Re}\{g_{3\phi(\alpha\beta)_i_S}(t)\}} \right) = \left(2\pi \hat{f}_1 t + \hat{\phi}_{1(\alpha\beta)_i_S}^+ \right). \quad (4-49)$$

A estimação da freqüência \hat{f}_1 que é utilizada para geração dos sinais auxiliares de (4-43), segue a mesma metodologia do *PLL* trifásico, conforme relatado na seção 4.6, sendo que é utilizado o ângulo de sincronismo $\hat{\theta}_{1(\alpha\beta)_v_S}^+(t)$ de acordo com

$$\hat{f}_1(t) = \int_0^t \left(\frac{1}{2\pi} \frac{d\hat{\theta}_{1(\alpha\beta)_v_S}^+(t)}{dt} - \hat{f}_1^+(t) \right) dt + f_o. \quad (4-50)$$

As amplitudes das componentes de seqüências positivas das tensões $\hat{A}_{1(\alpha\beta)_v_S}^+$ e das correntes na fonte $\hat{A}_{1(\alpha\beta)_i_S}^+$ são obtidas por:

$$\hat{A}_{1(\alpha\beta)-v_S}^+ = \begin{bmatrix} \text{Re}\{\bar{g}_{(\alpha\beta)-v_S}(t)\} \cos \hat{\theta}_{1(\alpha\beta)-v_S}^+ \\ + \text{Im}\{\bar{g}_{(\alpha\beta)-v_S}(t)\} \text{sen} \hat{\theta}_{1(\alpha\beta)-v_S}^+ \end{bmatrix}, \quad (4-51)$$

$$\hat{A}_{1(\alpha\beta)-i_S}^+ = \begin{bmatrix} \text{Re}\{g_{3\phi(\alpha\beta)-i_S}(t)\} \cos \hat{\theta}_{1(\alpha\beta)-i_S}^+ \\ + \text{Im}\{g_{3\phi(\alpha\beta)-i_S}(t)\} \text{sen} \hat{\theta}_{1(\alpha\beta)-i_S}^+ \end{bmatrix}. \quad (4-52)$$

Considerando o mesmo ângulo de sincronismo da tensão $\hat{\theta}_{1(\alpha\beta)-v_S}^+(t)$ e as partes real $\text{Re}\{\bar{g}_{(\alpha\beta)-i_L}(t)\}$ e imaginária $\text{Im}\{\bar{g}_{(\alpha\beta)-i_L}(t)\}$ do produto interno $\bar{g}_{(\alpha\beta)-i_L}(t)$ concernentes às correntes na carga $i_{L\alpha}(t)$ e $i_{L\beta}(t)$, a amplitude $\hat{A}_{1(\alpha\beta)-i_L}^+$ é dada por

$$\hat{A}_{1(\alpha\beta)-i_L}^+ = \begin{bmatrix} \text{Re}\{\bar{g}_{(\alpha\beta)-i_L}(t)\} \cos \hat{\theta}_{1(\alpha\beta)-v_S}^+ \\ + \text{Im}\{\bar{g}_{(\alpha\beta)-i_L}(t)\} \text{sen} \hat{\theta}_{1(\alpha\beta)-v_S}^+ \end{bmatrix}. \quad (4-53)$$

As componentes de seqüência positiva $v_{1S\alpha}^+(t)$ e $v_{1S\beta}^+(t)$ das tensões são determinadas por

$$\begin{cases} v_{1S\alpha}^+(t) = \hat{A}_{1(\alpha\beta)-v_S}^+(t) \cos \hat{\theta}_{1(\alpha\beta)-v_S}^+(t) \\ v_{1S\beta}^+(t) = \hat{A}_{1(\alpha\beta)-v_S}^+(t) \cos(\hat{\theta}_{1(\alpha\beta)-v_S}^+(t) - \pi/2) = \hat{A}_{1(\alpha\beta)-v_S}^+(t) \text{sen}(\hat{\theta}_{1(\alpha\beta)-v_S}^+(t)) \end{cases} \quad (4-54)$$

As componentes de seqüência positiva das correntes de carga da $i_{L\alpha}^+(t)$ e $i_{L\beta}^+(t)$ são calculadas utilizando a amplitude $\hat{A}_{1(\alpha\beta)-i_L}^+$ dada em (4-53) e, para garantir a compensação da parcela reativa da corrente, o ângulo de sincronismo da tensão (4-48) é utilizado em:

$$\begin{cases} i_{L\alpha}^+(t) = \hat{A}_{1(\alpha\beta)-i_L}^+(t) \cos \hat{\theta}_{1(\alpha\beta)-v_S}^+(t) \\ i_{L\beta}^+(t) = \hat{A}_{1(\alpha\beta)-i_L}^+(t) \cos(\hat{\theta}_{1(\alpha\beta)-v_S}^+(t) - \pi/2) = \hat{A}_{1(\alpha\beta)-i_L}^+(t) \text{sen}(\hat{\theta}_{1(\alpha\beta)-v_S}^+(t)) \end{cases} \quad (4-55)$$

As componentes de seqüência positiva das correntes da fonte $i_{1S\alpha}^+(t)$ e $i_{1S\beta}^+(t)$ utilizadas no controle de amortecimento são calculadas por:

$$\begin{cases} i_{1S\alpha}^+(t) = \hat{A}_{1(\alpha\beta)-i_S}^+(t) \cos \hat{\theta}_{1(\alpha\beta)-i_S}^+(t) \\ i_{1S\beta}^+(t) = \hat{A}_{1(\alpha\beta)-i_S}^+(t) \cos(\hat{\theta}_{1(\alpha\beta)-i_S}^+(t) - \pi/2) = \hat{A}_{1(\alpha\beta)-i_S}^+(t) \text{sen}(\hat{\theta}_{1(\alpha\beta)-i_S}^+(t)) \end{cases}, \quad (4-56)$$

sendo que é utilizada a amplitude $\hat{A}_{1(\alpha\beta)-i_s}^+$ dada em (4-52) e o ângulo de sincronismo desta própria corrente $\hat{\theta}_{1(\alpha\beta)-i_s}^+$ calculado em (4-49).

4.7.1 Controle do Filtro Ativo Série

A obtenção das tensões de referência $v_{C\alpha}^*(t)$ e $v_{C\beta}^*(t)$ do controle do filtro ativo série é ilustrada no diagrama de blocos da Figura 4-28.

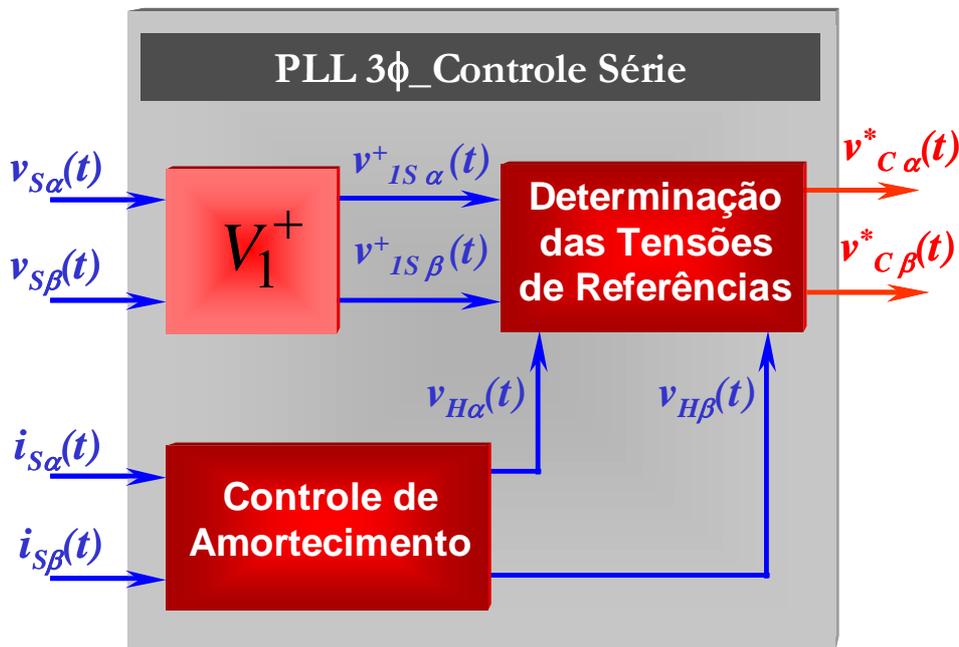


Figura 4-28: Diagrama de Blocos do Algoritmo das Tensões de Referência.

O bloco v_1^+ é o responsável pela identificação da seqüência positiva das tensões na fonte $v_{1S\alpha}^+(t)$ e $v_{1S\beta}^+(t)$ por intermédio de (4-54), as quais são relacionadas com as próprias tensões na fonte $v_{S\alpha}(t)$ e $v_{S\beta}(t)$ determinadas conforme (4-39), além das tensões harmônicas $v_{H\alpha}(t)$ e $v_{H\beta}(t)$ obtidas no controle de amortecimento que será relatado em 4.7.1.1. Logo, as tensões de referência $v_{C\alpha}^*$ e $v_{C\beta}^*$ são dadas por:

$$\begin{cases} v_{C\alpha}^*(t) = v_{1S\alpha}^+(t) - v_{S\alpha}(t) - v_{H\alpha}(t) \\ v_{C\beta}^*(t) = v_{1S\beta}^+(t) - v_{S\beta}(t) - v_{H\beta}(t) \end{cases} \quad (4-57)$$

4.7.1.1 Controle de Amortecimento

O controle de amortecimento utilizado no algoritmo do filtro ativo série pode ser interpretado por intermédio do diagrama de blocos da Figura 4-29.

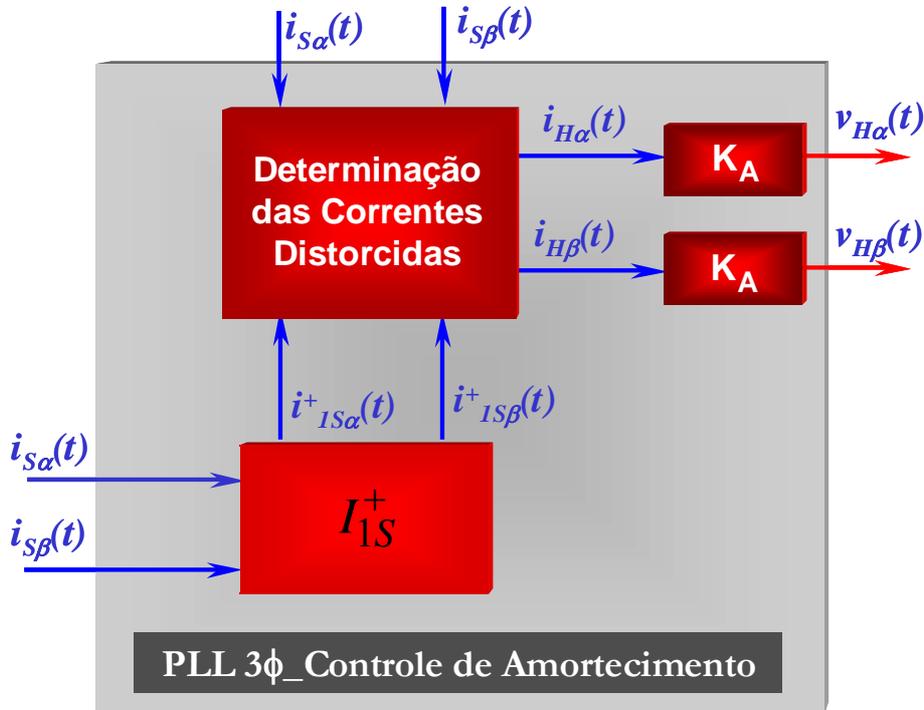


Figura 4-29: Diagrama de Blocos do Controle de Amortecimento.

O bloco I_{1S}^+ extrai as componentes de seqüência positiva das correntes na fonte $i_{1S\alpha}^+(t)$ e $i_{1S\beta}^+(t)$ utilizando a expressão (4-56). Estas correntes e as próprias correntes fonte em coordenadas $\alpha\beta$ $i_{S\alpha}$ e $i_{S\beta}$ determinadas usando (4-40), propiciam a determinação das correntes distorcidas (4-58)

$$\begin{cases} i_{H\alpha}(t) = i_{1S\alpha}^+(t) - i_{S\alpha}(t) \\ i_{H\beta}(t) = i_{1S\beta}^+(t) - i_{S\beta}(t) \end{cases} \quad (4-58)$$

Por fim, para que o filtro ativo série ofereça uma resistência às correntes distorcidas $i_{H\alpha}(t)$ e $i_{H\beta}(t)$, deve-se gerar tensões distorcidas em fase com estas correntes por meio de um ganho (que sintetiza resistências) de acordo com

$$\begin{cases} v_{H\alpha}(t) = K_A \cdot i_{H\alpha}(t) \\ v_{H\beta}(t) = K_A \cdot i_{H\beta}(t) \end{cases} \quad (4-59)$$

4.7.2 Controle do Filtro Ativo Paralelo

Na Figura 4-30 está representado o diagrama de blocos do controle do filtro ativo paralelo.

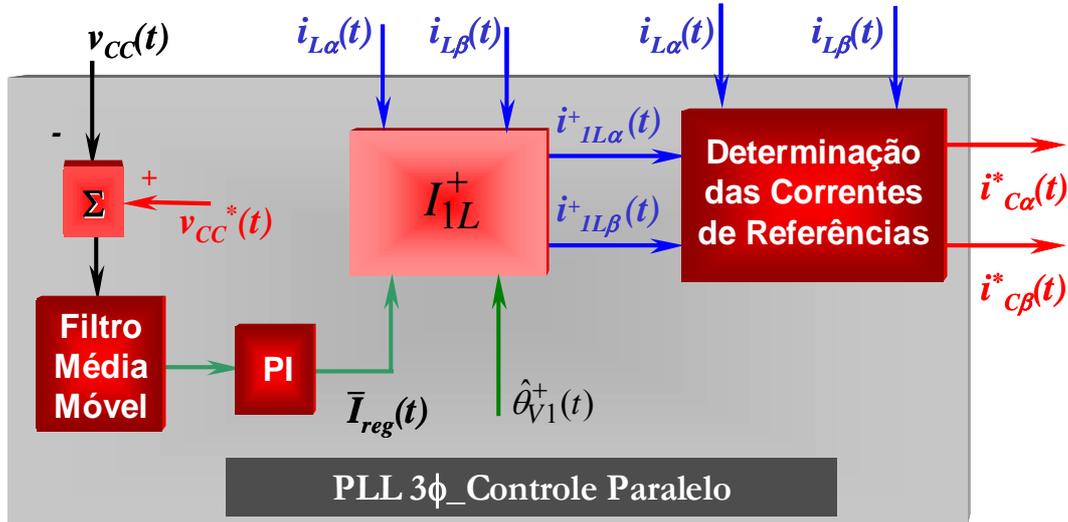


Figura 4-30: Diagrama de Blocos do Controle do Filtro Ativo Paralelo.

No algoritmo do filtro ativo paralelo, o bloco I_{1L}^+ extrai as componentes de seqüência positiva das correntes na carga $i_{1L\alpha}^+(t)$ e $i_{1L\beta}^+(t)$ considerando a influência de um sinal oriundo de um controle externo de tensão no elo cc , sendo que neste controle, a tensão de referência elo do cc $v_{cc}^*(t)$ é comparada com uma tensão medida $v_{cc}(t)$, e a diferença $e(t) = v_{cc}^*(t) - v_{cc}(t)$ é filtrada visando retirar possíveis oscilações indesejáveis. Feito isto, o sinal passa por um controlador do tipo PI antes de ser adicionado ao sinal correspondente a amplitude de seqüência positiva $\hat{A}_{1(\alpha\beta)-i_L}^+$ que é calculada em (4-53), resultando em

$$\hat{A}_{c1}^+(t) = \hat{A}_{1(\alpha\beta)-i_L}^+(t) + \bar{I}_{reg}(t). \quad (4-60)$$

Deste modo, o bloco I_{1L}^+ determina as componentes de seqüência positiva as correntes na carga $i_{1L\alpha}^+(t)$ e $i_{1L\beta}^+(t)$ alterando amplitude $\hat{A}_{1(\alpha\beta)-i_L}^+(t)$ da expressão (4-55) pela amplitude $\hat{A}_{c1}^+(t)$ determinada por:

$$\begin{cases} i_{1L\alpha}^+(t) = \hat{A}_{c1}^+(t) \cos(\hat{\theta}_{1(\alpha\beta)}^+ v_S(t)) \\ i_{1L\beta}^+(t) = \hat{A}_{c1}^+(t) \cos(\hat{\theta}_{1(\alpha\beta)}^+ v_S(t) - \pi/2) \end{cases} \quad (4-61)$$

4.8 Conclusões Parciais

Foi apresentada uma estratégia de controle para o condicionador *UPQC* baseada em um único *PLL* trifásico. O algoritmo *PLL* trifásico proposto neste capítulo foi estruturado com base na determinação do produto interno entre sinais trifásicos por um conjunto de sinais gerados internamente de forma direta pela frequência estimada. Foi mostrado que citado modelo se caracteriza pela sua elevada precisão e pela sua resposta dinâmica com elevada robustez e rapidez, mesmo diante de sinais com elevado conteúdo harmônico. Isto foi comprovado pelos resultados das simulações em que foram impostas variações acentuadas na frequência e a fase dos sinais de entrada. Contudo, este desempenho diferenciado é obtido a um custo computacional muito elevado.

A dinâmica do algoritmo pode ser ajustada de forma simples por meio de um único ganho inserido na malha interna de estimação da frequência. Também cabe ressaltar que o algoritmo pode operar mesmo em taxas de amostragens de valores considerados baixos, como, por exemplo, 6 kHz, e, ainda assim, apresentar um bom desempenho na estimação da frequência, ângulo de fase e componentes de seqüência positiva dos sinais de entrada.

Foi apresentada a modelagem matemática do modelo desde a aplicação do produto interno com janelamento de largura variável responsável pela estimação do ângulo de sincronismo, até a estimação das componentes de seqüência positiva, passando pela obtenção da frequência por meio de uma malha interna que é destacada no diagrama de blocos do algoritmo *PLL* da Figura 4-1.

CAPÍTULO 5

ANÁLISE COMPUTACIONAL

5.1 Considerações Iniciais

Neste capítulo serão apresentados os resultados de simulações computacionais realizadas em um modelo digital de condicionador *UPQC* para sistemas a três fios com características similares às do protótipo implementado em laboratório. Foram consideradas simulações com o controlador do *UPQC* modelado conforme o algoritmo relatado no Capítulo 3, bem como simulações obtidas a partir do controle do condicionador *UPQC* utilizando o algoritmo mostrado no Capítulo 4. Os resultados das simulações foram obtidos no Programa de transitórios eletromagnéticos PSCAD/EMTDC, onde os algoritmos de controle para obtenção das tensões e correntes de referências foram implementados em linguagem C. Os algoritmos de controle apresentados nos Capítulos 3 e 4 foram modelados considerando uma frequência de amostragem $f_{SI} = 19,44$ kHz. Também no caso do algoritmo de controle do Capítulo 4 são incluídas simulações com uma frequência de amostragem de $f_{SI} = 12,6$ kHz. Esta diferença foi motivada pelo fato de o algoritmo de controle relatado no Capítulo 4 ter uma complexidade computacional maior e necessitar de uma capacidade de processamento superior que o *DSP* utilizado é capaz de operar. Desta forma, as simulações foram realizadas com valores similares às frequências de amostragens adotadas nas implementações realizadas no *DSP* utilizado, sendo que o passo fixo de integração em todas as situações foi especificado em $2 \mu\text{s}$.

Também os controles de corrente e tensão foram realizados em linguagem C e modelados com as características de operação nas frequências de amostragens f_{SI} utilizadas nos dois algoritmos de controle analisados.

Serão descritas as características do circuito de potência do sistema modelado e dos controles de tensão e corrente implementados, bem como será apresentado o desempenho do *UPQC* frente a algumas contingências operacionais. Também será feita uma análise computacional relacionada à aplicação dos filtros passivos de saída utilizados nos dois conversores, especificamente no que tange à

relação entre a capacidade de filtragem da frequência de chaveamento com as perdas inerentes aos resistores de amortecimento utilizados nestes tipos de filtros. Os desempenhos dos dois algoritmos de controle do *UPQC* serão avaliados diante de contingências que possibilitem mostrar o comportamento deste condicionador tanto em regime permanente como em regime transitório.

5.2 Caracterização e Modelagem do Circuito de Potência do UPQC

O modelo digital do circuito de potência do *UPQC* implementado no programa PSCAD/EMTDC considera parâmetros compatíveis com aplicações práticas deste tipo de condicionador de energia, possibilitando mostrar condições operacionais realistas e que apontem as suas limitações na compensação de harmônicos e desbalanços nas tensões e correntes. Assim, será propiciado um suporte na obtenção dos ajustes dos valores dos parâmetros dos moduladores *PWM* dos controles de tensão e corrente, bem como na escolha da topologia dos filtros passivos de saídas e na especificação dos valores dos seus componentes.

➤ Fonte de suprimento:

A fonte de suprimento representa o ponto de acoplamento comum (PAC) (*PCC – point of common coupling*) no qual o *UPQC* é inserido ao sistema. O modelo utilizado é uma fonte trifásica (*Three Phase Source Voltage Model 2*) além de outras nove fontes monofásicas (*Single Phase Source Voltage Model 2*). Um conjunto de três fontes monofásicas foi utilizado com o intuito de representar o desequilíbrio de seqüência negativa imposto ao sistema. As outras nove fontes monofásicas representam os harmônicos de segunda, quinta e sétima ordem, respectivamente. Sendo assim, as duas tensões de linha medidas v_{Sab} e v_{Sbc} e que são utilizadas nos algoritmos de controle contém, além da componente fundamental de seqüência positiva, um percentual de desequilíbrio e harmônicos.

No programa PSCAD/EMTDC a fonte de tensão trifásica é representada por seu valor eficaz de linha. Por outro lado, as demais fontes monofásicas são representadas por seus valores eficazes de fase. Desta maneira, a fonte de suprimento trifásica modelada poderá operar em regime permanente de três modos

distintos, quais sejam: sem harmônicos e equilibrada, desequilibrada e sem harmônicos e, por fim, desequilibrada e com harmônicos de segunda, quinta e sétima ordens.

A indutância e a resistência utilizadas representam a impedância de curto-circuito do sistema de suprimento trifásico a três fios, no qual foi considerada uma tensão de base $V_{base} = 220 \text{ V}$, e uma potência base $S_{base} = 4,6 \text{ kVA}$. O sistema de suprimento em questão foi especificado objetivando representar uma potência de curto-circuito de aproximadamente $S_{cc} = 55 \text{ pu}$. Com base nestes valores os parâmetros do filtro e carga elétrica especial suprida foram especificados.

A Figura 5-1 ilustra a fonte de suprimento representada, a qual é adotada em regime permanente, possuindo a tensão medida na fonte de suprimento um desequilíbrio de seqüência negativa, além de valores do segundo, quinto e do sétimo harmônicos. Entretanto, a implementação contempla as possibilidades de permitir variar os valores das amplitudes e freqüências que compõem o modelo completo.

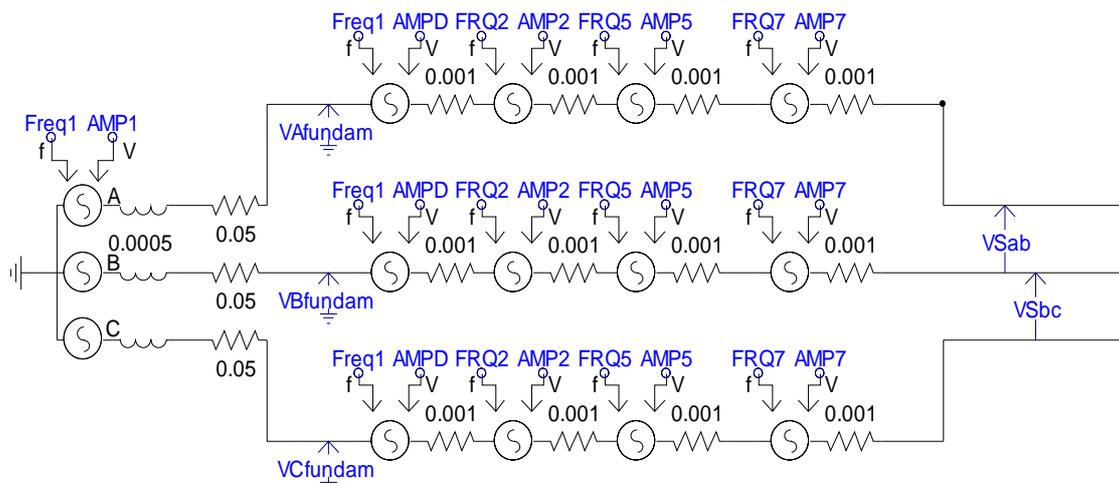


Figura 5-1: Fonte de Suprimento Representada no Programa PSCAD/EMTDC.

➤ Carga não-linear:

A ponte retificadora de seis pulsos não controlada foi implementada no simulador PSCAD/EMTDC por meio de diodos e pode ser observada na Figura 5-2, onde constam ainda a carga $R = 20 \Omega$ e o indutor de alisamento de $L = 0,01 \text{ H}$ no lado CC. Faz parte ainda do conjunto uma ponte controlada a tiristor que pode também ser vista na Figura 5-2. Nesta ponte controlada foi ajustado um ângulo de disparo de 60° , sendo esta a responsável por gerar um defasamento entre a corrente

na carga e a tensão de suprimento. O valor da indutância observada no terminal da ponte retificadora representa uma reatância indutiva de menos de 10% da impedância base $Z_{base} = 10,32 \Omega$ do sistema.

O controle do disparo das chaves T1, T2, T3, T4, T5, T6 somente é iniciado após decorrer 0,1 segundos, ficando então a carga $R = 20 \Omega$ e o indutor de alisamento $L = 0,01 \text{ H}$ no lado CC da ponte retificadora controlada sem receber energia até o instante em que estas chaves começam a ser disparadas.

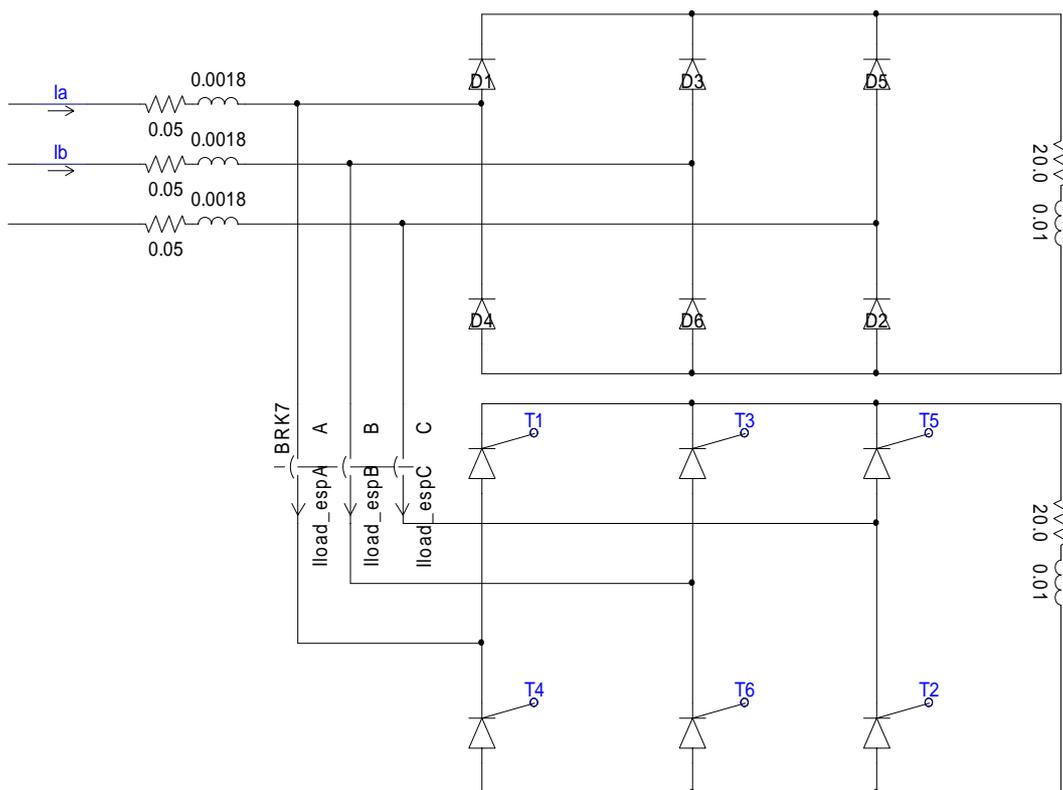


Figura 5-2: Ponte Retificadora Representada no Programa PSCAD/EMTDC.

➤ Conversores Série e Paralelo:

Os conversores série e paralelo que são conectados na configuração *Back-to-Back* podem ser visualizados na Figura 5-3. Cada um destes conversores é composto por seis chaves semicondutoras do tipo *IGBT* com diodos em antiparalelo. Nas simulações o conversor paralelo inicia sua operação em 0,25 segundos e o conversor série em 0,28 segundos. A justificativa para não conectar ambos os inversores ao mesmo tempo é de não gerar um impacto elevado no nível da tensão do elo *cc*, evitando transitórios de elevada magnitude. O conversor

paralelo inicia a sua operação, regulando a tensão no elo *cc* e, posteriormente, o conversor série é conectado no sistema.

O elo de tensão *cc* é constituído por um capacitor de 9800 μF em paralelo com os dois conversores. A fonte de tensão *cc*, em paralelo com o capacitor, irá carregar o capacitor durante um curto intervalo de tempo, no início da simulação visando facilitar a entrada em operação do *UPQC*. A chave (BRK4) foi programada para ter apenas uma mudança de estado (fechada para aberta), e ocorrendo esta mudança em 0,05 segundos, portanto, bem antes do início da seqüência de energização do *UPQC*. Este tempo é o suficiente para que o *UPQC* inicie o processo de conexão já com uma pré-carga no elo *cc*, pré-fixada em 425 V. O controle de tensão para o disparo e bloqueio das chaves do conversor série G1, G2, G3, G4, G5, G6 além do controle de corrente para disparo e bloqueio das chaves do conversor paralelo S1, S2, S3, S4, S5, S6 foi relatado nas seções 2.3.2 e 2.3.3 e os seus circuitos de controle implementados no simulador PSCAD/EMTDC estão descritos na seção 5.2.1.

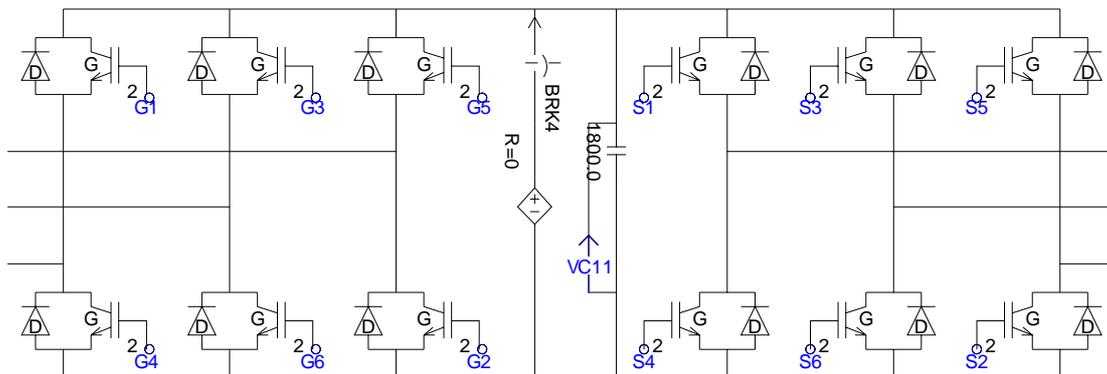


Figura 5-3: Conexão Back-to-Back dos Conversores Série e Paralelo Representada no Programa PSCAD/EMTDC.

➤ Filtro Ativo Série:

Na Figura 5-4 está representado o circuito de potência do filtro ativo série implementado no programa PSCAD/EMTDC. Este é formado pelo conversor *VSI* e seus indutores de comutação, em conjunto com três transformadores monofásicos, apresentando o mesmo ponto comum (suspensão) do lado secundário. Os transformadores possuem uma relação de tensão de 127V / 127V com potência nominal de 5 kVA e uma reatância de aproximadamente 4% na sua própria base.

Neste mesmo ponto de neutro são conectados os terminais dos filtros passivos de saída responsáveis pela filtragem da frequência de chaveamento. Em termos de simulação, para proporcionar uma melhor estabilidade numérica, um resistor valor elevado ($1 \cdot 10^{15}$) ligado em série com o terra, é utilizado no intuito de representar o ponto comum suspenso.

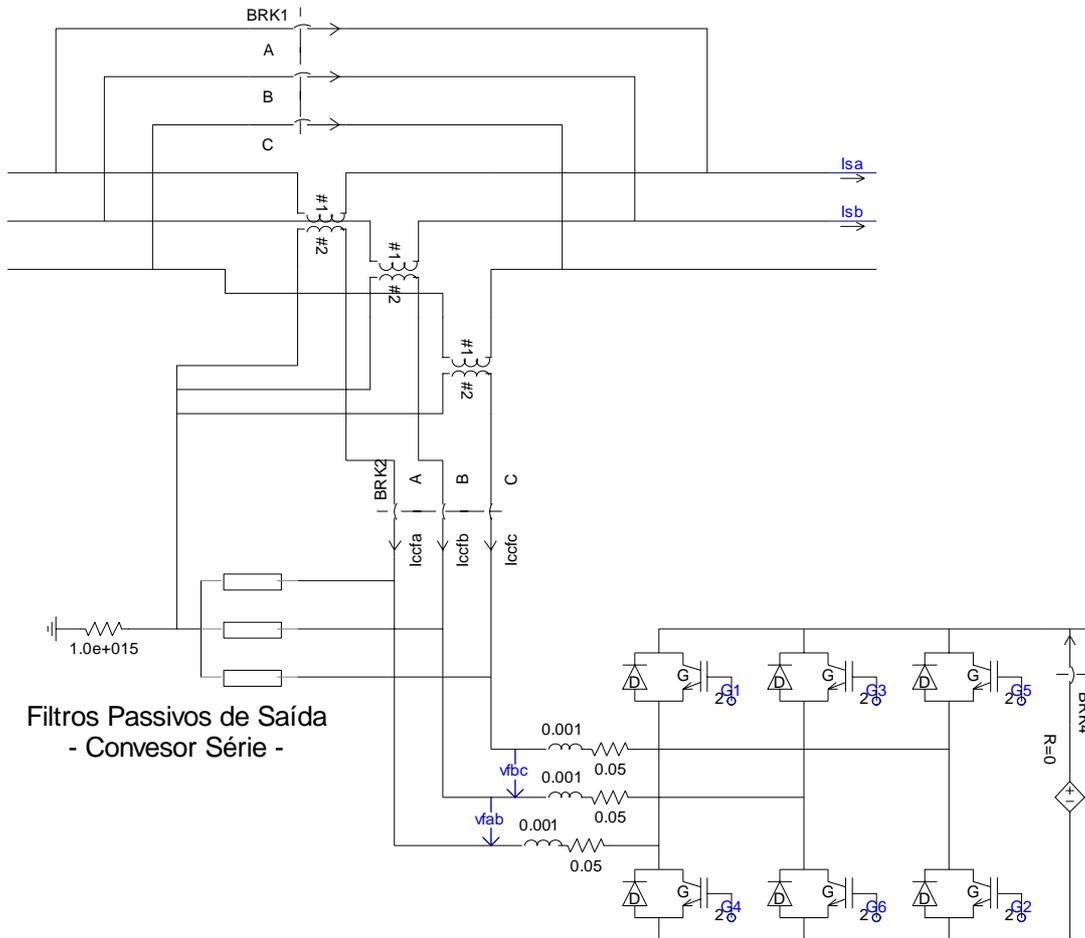


Figura 5-4: Circuito de Potência do Filtro Ativo Série Representado no Programa PSCAD/EMTDC.

A chave (BRK1) mantém os terminais do lado primário dos transformadores em curto. Para isto, esta chave é programada para apresentar apenas uma mudança de estado (fechada para aberta), ocorrendo tal mudança em 0,22 segundos. A chave (BRK2) mantém o conversor série desconectado do sistema até 0,2 segundos. Será visto que os *IGBTs* G1, G3, G5 recebem pulsos de disparo permanentemente, desde 0,1 segundo e ficam aptos a conduzir e efetuar um curto-circuito pelo lado CA, mantendo aberto o lado cc. Somente após a liberação dos pulsos de todos os seis *IGBTs* do conversor série é que este efetivamente deixa de

realizar um curto-circuito no secundário dos transformadores e passa a realizar suas funções de filtro ativo série. Com isto, mesmo com a mudança de estado da chave (BRK1), o sistema continua a operar sem mudanças, o que permite que a inicialização do *UPQC* seja mais suave, evitando picos elevados de tensão e corrente no transitório que ocorre durante a conexão do *UPQC* ao sistema.

➤ Filtro Ativo Paralelo:

O circuito de potência do filtro ativo paralelo implementado no simulador PSCAD/EMTDC está ilustrado na Figura 5-5. Este circuito é composto pelo seu conversor *VSI* com o respectivo conjunto de chaves semicondutoras S1, S2, S3, S4, S5, S6, além dos indutores de comutação e os filtros passivos de saída para filtragem da frequência de chaveamento gerada por este conversor.

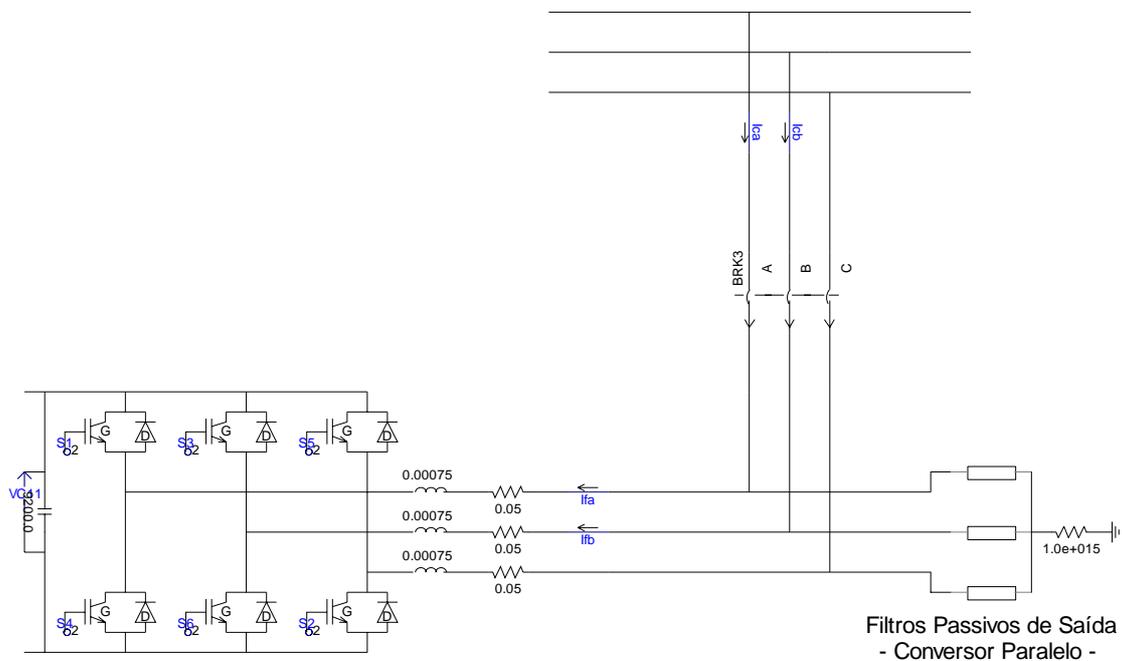


Figura 5-5: Circuito de Potência do Filtro Ativo Paralelo Representado no Programa PSCAD/EMTDC.

A chave (BRK3) encontra-se inicialmente aberta e em 0,2 segundos ocorre a mudança do seu estado para fechada. Serão observadas correntes transitórias durante a energização do filtro ativo paralelo, pois os diodos anti-paralelos do conversor realizam o papel de uma ponte retificadora, enquanto os *IGBTs* estão bloqueados. Um fator que poderá contribuir para que as correntes transitórias sejam

maiores é o momento de energização dos capacitores que fazem parte do conjunto de filtros passivos de saída deste conversor.

5.3 Modelagem dos Controles de Tensão e Corrente

Os sinais de referências dos moduladores *PWM* de tensão e correntes são oriundos de algoritmos implementados em linguagem C, de forma similar aos algoritmos de controles dos filtros série e paralelo do *UPQC*. Logo, estes são gerados considerando uma frequência de amostragem f_{SI} reduzida e, posteriormente, utilizados no ambiente do simulador PSCAD/EMTDC em um passo fixo de integração especificado em 2 μ s para a simulação do condicionador *UPQC*. Para que seja possível realizar a simulação com confiabilidade em um passo fixo de integração mais largo, o algoritmo de interpolação do PSCAD pode ser utilizado em ambos os controles *PWM*.

Na Figura 5-6 pode ser observada a parte do controle *PWM* do conversor paralelo, similar ao relatado na seção (2.3.2) do capítulo 2 que está em coordenadas *abc*. Entretanto, salienta-se que o controle *PWM* mostrado na Figura 5-6 é relacionado ao algoritmo de controle do filtro ativo paralelo mostrado no Capítulo 4, onde os cálculos são desenvolvidos em coordenadas $\alpha\beta$, e o controle *PWM* de corrente mostrado na Figura 2-21 relativo à seção (2.3.2) está em coordenadas *abc*.

Sendo assim, no caso da utilização do algoritmo de controle simplificado relatado no Capítulo 3, o algoritmo dos moduladores no controle será considerado em coordenadas *abc*, ao invés de coordenadas $\alpha\beta$, como é o caso do algoritmo implementado em C no bloco denominado “Referências – Controle *PWM* de Corrente”, que faz parte do controle implementado e que está demonstrado na Figura 5-6. Na Figura 5-7 está representado o controle *PWM* do conversor série, implementado no PSCAD/EMTDC. O comando $F_{série}$ faz com que as chaves do conversor passem a comutar somente após 0,28 segundos. O comando $BLK_{série}$ foi programado de tal forma que durante o intervalo entre 0,1 e 0,28 segundos, as chaves G1, G3, G5 ficam em estado de condução. O controle implementado representa o controle *PWM* descrito na seção (2.3.2) do capítulo 2.

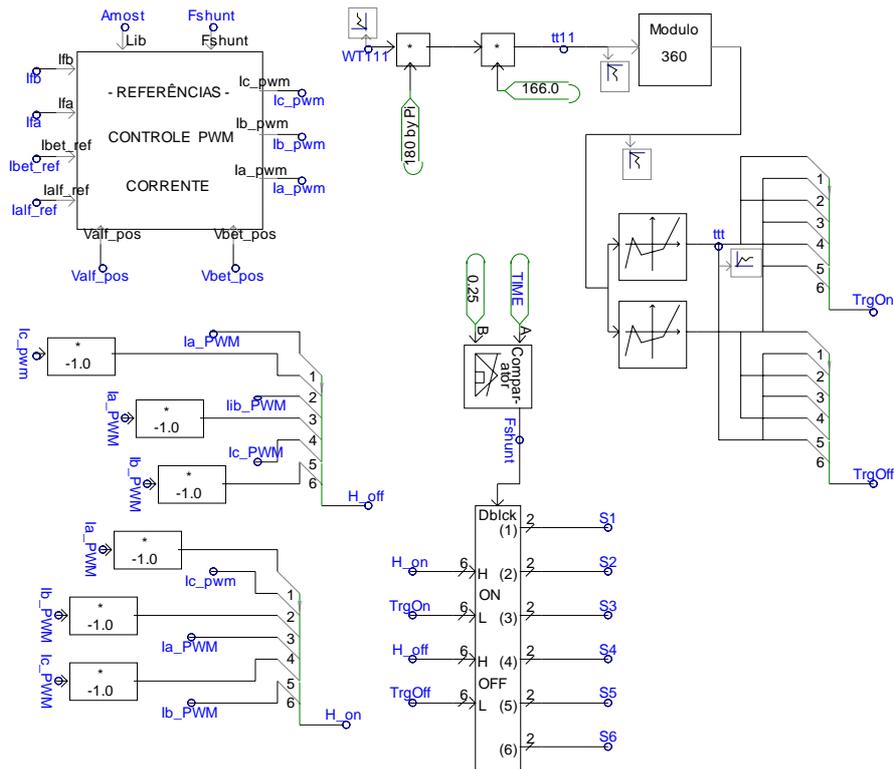


Figura 5-6: Controle PWM do Conversor Paralelo Representado no Programa PSCAD/EMTDC.

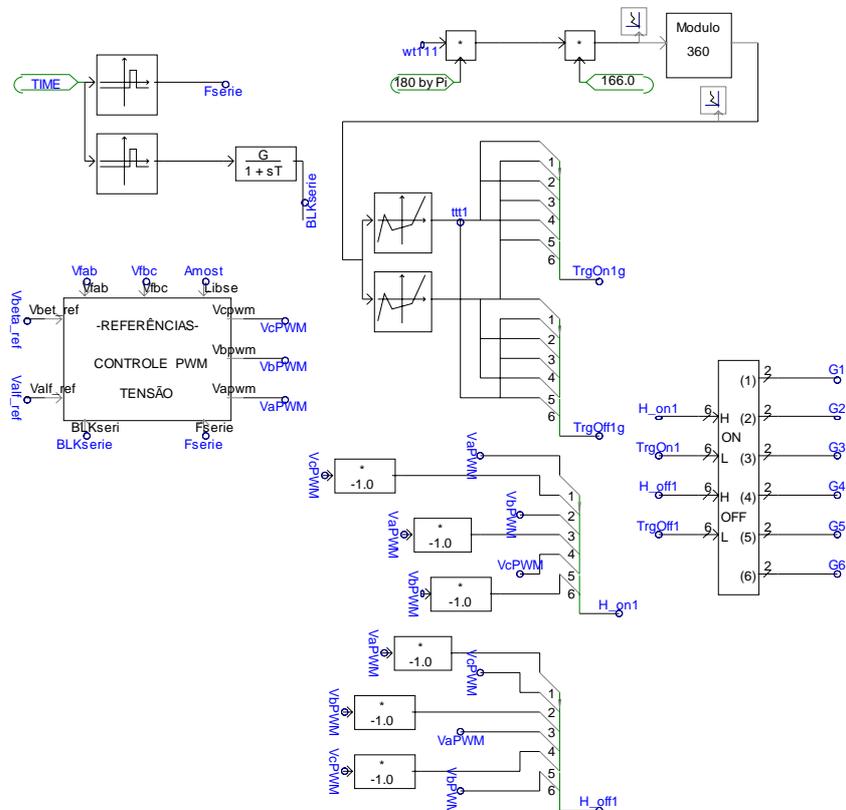


Figura 5-7: Controle PWM do Conversor Série Representado no Programa PSCAD/EMTDC.

Assim como no controle *PWM* do conversor paralelo, a simulação deste controle também utiliza o algoritmo de interpolação para os pulsos de disparos dos *IGBTs*, o que permite uma maior estabilidade numérica, além de poder operar com um passo fixo de integração maior, sem perder a confiabilidade no resultado obtido.

5.3.1 Análise do Controle de Corrente

Adotando um controlador *PI* na malha de controle de corrente da Figura 2-21, esta será modelada conforme a idéia geral do controle simplificado mostrado em [63]. Para fins de ajuste dos parâmetros do controlador *PI*, a malha de corrente será modelada segundo o diagrama de blocos da Figura 5-8, ressaltando que neste controle é ainda utilizado um índice de modulação conforme [64], o qual é multiplicado às tensões de seqüência positiva $v^+_{IS\alpha}(t)$ e $v^+_{IS\beta}(t)$. Este índice de modulação considera a base de tensão adotada de $V_{base} = 220$ V e é dado por:

$$M_d = \frac{V_{base}}{(v_{cc_base} / 2)}. \quad (5-1)$$

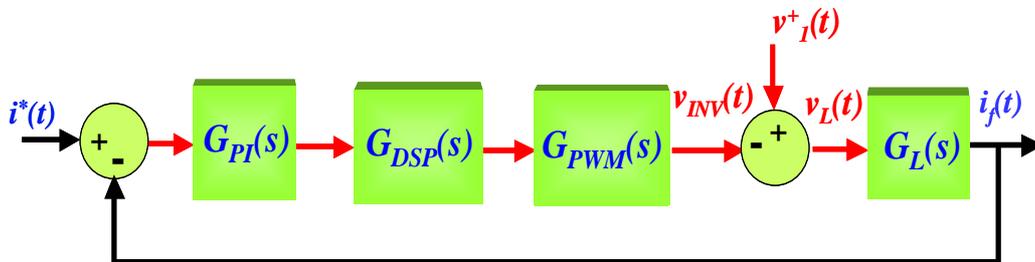


Figura 5-8: Diagrama de Blocos do Controle de Corrente.

Na Figura 5-8 tem-se:

- $G_{DSP}(s)$ representa o atraso relacionado com o processamento digital de sinais, sendo representado por

$$G_{DSP}(s) = \frac{1}{T_s s + 1}; \quad (5-2)$$

- $G_{PWM}(s)$ representa a função de transferência do inversor *PWM*

$$G_{PWM}(s) = \frac{K_{PWM}}{T_{PWM}s + 1}; \quad (5-3)$$

- $G_L(s)$ representa o indutor de comutação e sua resistência interna do inversor do filtro ativo paralelo

$$G_L(s) = \frac{1}{R_{LP} + L_{LP}s} = \frac{(1/R_{LP})}{T_{LP}s + 1}; \quad (5-4)$$

e ainda,

- $i^*(t)$ = corrente de referência estimada [pu];
- $i_f(t)$ = corrente medida na saída do inversor paralelo [pu];
- $v_1^+(t)$ = tensão de seqüência positiva estimada [pu];
- T_s = Período de amostragem [s];
- K_{PWM} = ganho do modulador *PWM* (este ganho é dado pelo inverso da amplitude máxima da portadora triangular (de amplitude normalizada em relação a tensão *cc*), sendo que o resultado foi um ganho unitário [65]);
- T_{PWM} = atraso introduzido pelo modulador *PWM* [s], sendo que neste caso foi adotado que a amostragem é feita duas vezes por ciclo do sinal da portadora triangular, ou seja, ($T_{PWM} = T_s/2$ [63]);

R_{LP} = resistência do indutor de saída do inversor paralelo [Ω];

T_{LP} = Constante de tempo do indutor de saída [s] ($T_{LP} = L_{LP} / R_{LP}$).

Em relação ao controlador PI representado por $G_{PI}(s) = K_p \frac{T_i s + 1}{T_i s}$, tem-se:

K_p = Ganho proporcional [Ω];

T_i = Constante de tempo do controlador PI (constante de tempo integral) [s].

A determinação dos parâmetros do controlador PI segue os procedimentos do método de otimização em função do módulo [66]. O sistema da Figura 5-8 se caracteriza por apresentar o bloco $G_L(s)$ com um atraso muito superior aos outros dois $G_{PWM}(s)$ e $G_{DSP}(s)$, os quais compõem o sistema a ser controlado. Sendo assim, no processo de otimização tem-se:

Conforme relatado em [63, 66] as constantes de tempo menores são somadas e uma equivalente é obtida. Assim, as constantes de tempo dos blocos $G_{PWM}(s)$ e $G_{DSP}(s)$ são somadas, resultando numa constante de tempo equivalente $\sigma = T_s + T_{PWM}$ que representa uma função de transferência equivalente a $G_{DSP}(s)$ e $G_{PWM}(s)$ conforme

$$G_{EQ}(s) = \frac{1}{\sigma s + 1} \quad (5-5)$$

- Visando compensar o atraso de grande monta que o bloco $G_L(s)$ impõe, a constante de tempo integral T_i é especificada com o mesmo valor da constante de tempo deste bloco, ou seja, $T_i = T_{LP}$.

A partir destas premissas a função de transferência em malha aberta FTMA do sistema da Figura 5-8 é estabelecida como

$$G_{MA}(s) = \frac{1}{\sigma s + 1} \cdot K_p \frac{T_i s + 1}{T_i s} \cdot \frac{1/R_{LP}}{T_{LP} s + 1} = K_p \frac{1/R_{LP}}{T_i s(\sigma s + 1)} \quad (5-6)$$

Logo, a função de transferência em malha fechada FTMF será

$$G_{MF}(s) = \frac{K_p \frac{1/R_{LP}}{T_i s(\sigma s + 1)}}{1 + K_p \frac{1/R_{LP}}{T_i s(\sigma s + 1)}} = \left(\frac{K_p}{\sigma T_i R_{LP}} \right) \frac{1}{s^2 + \frac{1}{\sigma} s + \frac{K_p}{\sigma T_i R_{LP}}} \quad (5-7)$$

Pode ser verificado que a expressão (5-6) se caracteriza como sendo similar a função de transferência padrão de segunda ordem dada por

$$G(s) = \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2} \quad (5-8)$$

onde,

$$\omega_n = \sqrt{\frac{K_p}{\sigma T_i R_{LP}}} \quad (5-9)$$

$$\xi = \frac{1}{2 \cdot \sqrt{\frac{K_p \sigma}{T_i R_{LP}}}} \quad (5-10)$$

Relacionando a metodologia da otimização em função do módulo como foi relatada em [64] com o sistema de segunda ordem padrão dado em (5-6), pode-se adotar o critério de projeto generalizado que especifica o valor do fator de amortecimento como $\xi = 1/\sqrt{2} = 0,7071$.

Diante deste contexto, para os dois valores de frequências de amostragens de cada uma das estratégias de controles, os parâmetros do controlador PI serão:

- Frequência de amostragem de $f_{sI} = 19,44$ kHz:
 - $\sigma = T_s + T_{PWM} = 51,44\mu s + 25,72\mu s = 77,16 \mu s$;
 - $T_{LP} = 750\mu H / 0,05\Omega = 0,015 = 15$ ms;
 - $T_i = T_{LP} = 15$ ms;
 - $K_p = (T_i R_{LP} / 2\sigma) = 15ms \cdot 0,05 \Omega / 2 \cdot 77,16 \mu s = 4,86 \Omega$;
 - Agora, para o fator de amortecimento ajustado para um valor de $\xi = 0,45$ foi obtido um ganho $K_p = 12 \Omega$.
- Frequência de amostragem de $f_{sI} = 12,6$ kHz:
 - $\sigma = T_s + T_{PWM} = 79,365\mu s + 39,68\mu s = 116,04 \mu s$;
 - $T_{LP} = 750\mu H / 0,05\Omega = 0,015 = 15$ ms;
 - $T_i = T_{LP} = 15$ ms;
 - $K_p = (T_i R_{LP} / 2\sigma) = 15ms \cdot 0,05 \Omega / 2 \cdot 116,04\mu s = 3,23 \Omega$;
 - Similarmente, para o fator de amortecimento ajustado em $\xi = 0,45$ foi obtido um ganho $K_p = 7,98 \Omega$.

O sinal $v_1^+(t)$ representa uma perturbação que atua auxiliando o desempenho do controlador PI na Figura 5-8 que gera a razão cíclica de comando das chaves do inversor. Como a tensão no indutor $v_L(t)$ é resultado da diferença entre as tensões $v_1^+(t)$ e $v_{INV}(t)$ foi adotada uma aproximação que desconsidera $v_1^+(t)$ na análise da função de transferência.

Para a frequência de amostragem, sendo $f_{sI} = 19,44$ kHz, são mostrados na Figura 5-9 os diagramas de Bode das funções de transferência em malha aberta

(FTMA) para as duas situações distintas de fator de amortecimento, $\xi = 0,7071$ e $\xi = 0,45$, que correspondem aos ganhos $K_P = 4,86 \Omega$ e $K_P = 12 \Omega$, respectivamente. O ganho $K_P = 4,86 \Omega$ corresponde à frequência de corte da FTMA ($G_{MA}(s)$) em $f_C = 940$ Hz e uma Margem de Fase de $MF = 66$ graus. Com o ganho ajustado para $K_P = 12 \Omega$, a frequência de corte foi deslocada para $f_C = 1880$ Hz, mas a Margem de Fase foi reduzida para $MF = 48$ graus, fato que pode representar oscilações com baixo amortecimento nas proximidades desta frequência de corte.

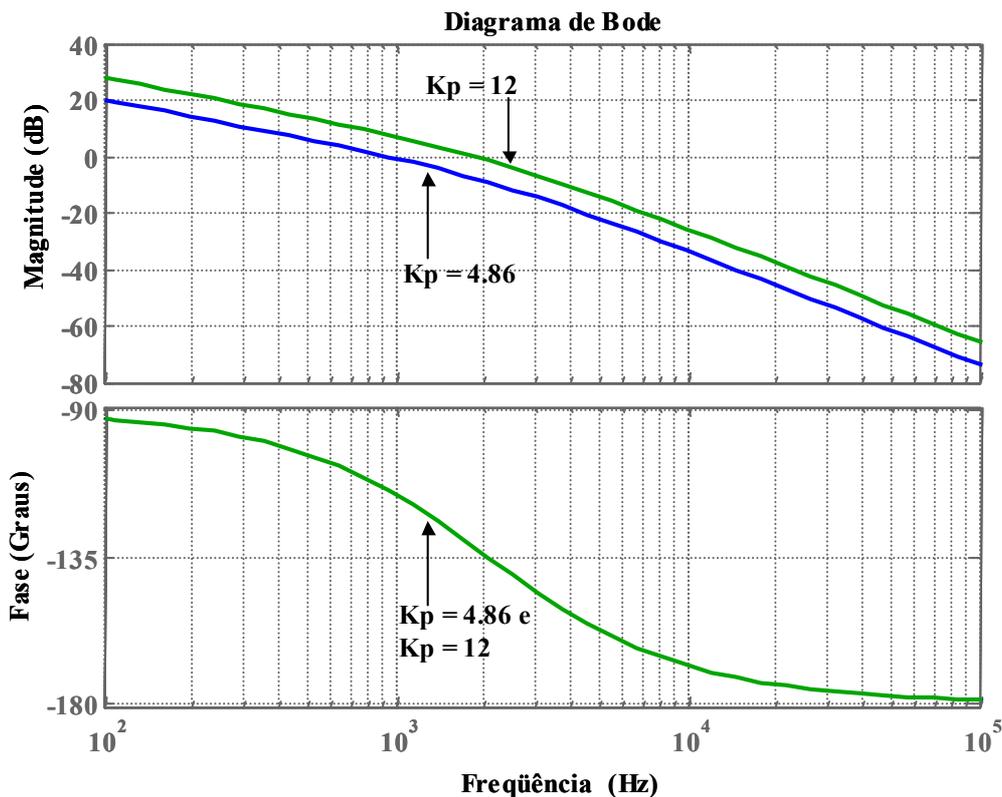


Figura 5-9: Diagramas de Bode da FTMA para $f_{sl} = 19,44$ kHz – $\xi = 0,7071$ ($K_P = 4,86 \Omega$) e $\xi = 0,45$ ($K_P = 12 \Omega$).

A Figura 5-10 ilustra a resposta em frequência da função de transferência em malha fechada (FTMF) com o ganho $K_P = 4,86 \Omega$ ($\xi = 0,7071$). Para a frequência de 60 Hz, o ganho da função de transferência fica em torno de 0 dB e o atraso de fase foi de 3,35 graus. A resposta mostrou uma faixa de passagem de 1460 Hz e um atraso de fase elevado para as frequências de interesse. Por exemplo, em 420 Hz e 660 Hz, os atrasos foram de 24,1 graus e 38,9 graus, respectivamente. O ganho atendeu à idéia do critério do projeto por otimização em função do módulo, mas o valor dos atrasos de fases são elevados e devem ser reduzidos.

Na Figura 5-11 é apresentado o diagrama de *Bode* da FTMF com uma faixa de passagem de 3 kHz utilizando-se $K_p = 12 \Omega$. Em 60 Hz o atraso foi de 1,36 graus e verificou-se uma redução nos atrasos para os harmônicos existentes nas correntes de referências, por exemplo, 15,9 graus para 660 Hz e 9,74 graus para 420 Hz. Entretanto, o critério de otimização do módulo não foi atendido visto que o ganho da função de transferência indicou um sobre-sinal de aproximadamente 20,5 % e porque os atrasos de fase com o ganho $K_p = 4,86 \Omega$ foram elevados. Um valor de ganho intermediário deve ser utilizado como 8Ω , pois minimiza este problema, mas ocorrerá um deterioramento na resposta transitória, e apresentando ainda, uma Margem de Fase superior àquela obtida com $K_p = 12 \Omega$.

Para um valor de $K_p = 8 \Omega$, a margem de fase é $MF = 56$ graus com um sobre-sinal de 12,56 % em uma frequência de corte de 1400 Hz. Com uma faixa de passagem de 2,26 kHz, a FTMF mostrou atrasos de 14,7 graus e 24,1 graus em 420 Hz e 660 Hz, respectivamente.

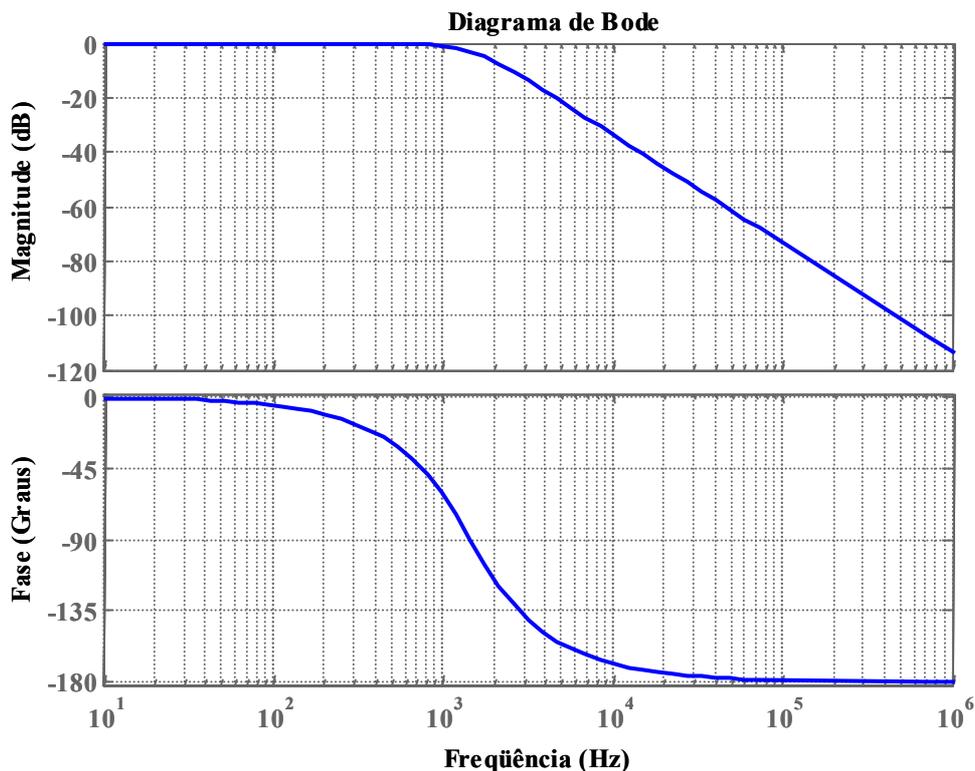


Figura 5-10: Diagrama de Bode da FTMF para $f_{sl} = 19,44$ kHz e $\xi = 0,7071$.

Para uma frequência de amostragem de $f_{sl} = 12,6$ kHz são mostrados na Figura 5-12 os diagramas de Bode das funções de transferência em malha aberta

(FTMA), um fator de amortecimento de $\xi = 0,7071$ ($K_P = 3,23 \Omega$) e também $\xi = 0,45$ ($K_P = 7,98 \Omega$). Com $K_P = 3,23 \Omega$, a frequência de corte da função de FTMA foi $f_C = 624$ Hz e, uma Margem de Fase de $MF = 66$ graus e com $K_P = 7,98 \Omega$, a frequência de corte foi $f_C = 1250$ Hz, sendo a Margem de Fase $MF = 48$ graus.

O diagrama de bode da FTMF obtido com o ganho $K_P = 3,23 \Omega$ está representado na Figura 5-13. A faixa de passagem ficou em 968 Hz, o ganho da função de transferência na frequência de 60 Hz fica em torno de 0 dB e o atraso de fase foi de 5,04 graus. Os atrasos verificados em 420 Hz e 660 Hz foram de 37,2 graus e 60,9 graus, respectivamente. O ganho atendeu o critério do projeto por otimização em função do módulo, contudo, o valor dos atrasos de fases foram mais elevados devido ao valor reduzido da frequência de amostragem neste caso.

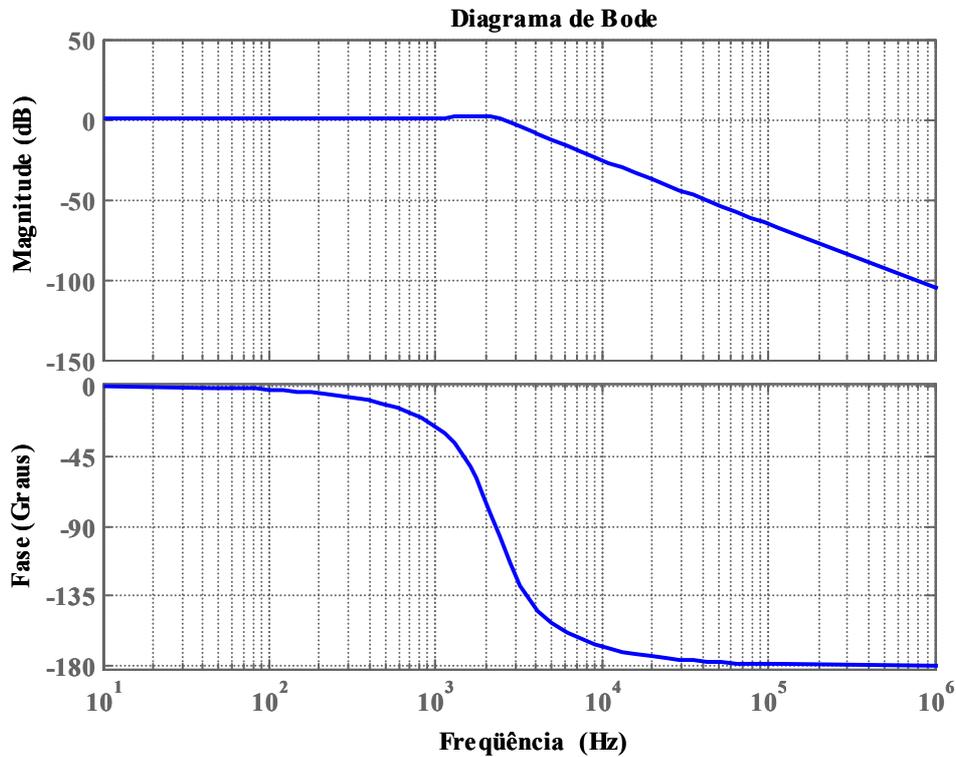


Figura 5-11: Diagrama de Bode da FTMF para $f_{sl} = 19,44$ kHz e $\xi = 0,45$.

O diagrama de *Bode* da FTMF com ganho $K_P = 7,98 \Omega$ é mostrado na Figura 5-14, sendo que a faixa de passagem ficou estabelecida em 2010 Hz e o atraso na fundamental ficou em 2,04 graus. Já os atrasos para os sétimo e décimo primeiro harmônicos foram de 15,1 graus 25,7 graus, respectivamente. O ganho da função de transferência indicou um sobre-sinal de aproximadamente 20,5 % denotando que o critério de otimização do módulo não foi atendido.

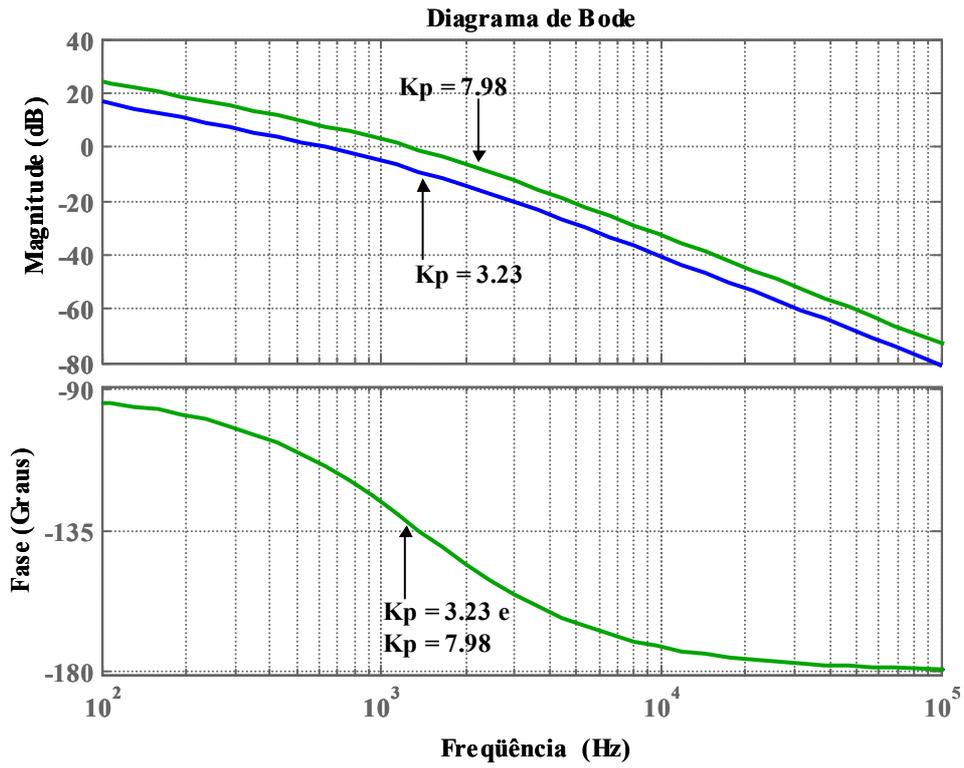


Figura 5-12: Diagramas de Bode da FTMA para $f_{sI} = 12,6$ kHz – $\xi = 0,7071$ ($K_p = 3,23 \Omega$) e $\xi = 0,45$ ($K_p = 7,98 \Omega$).

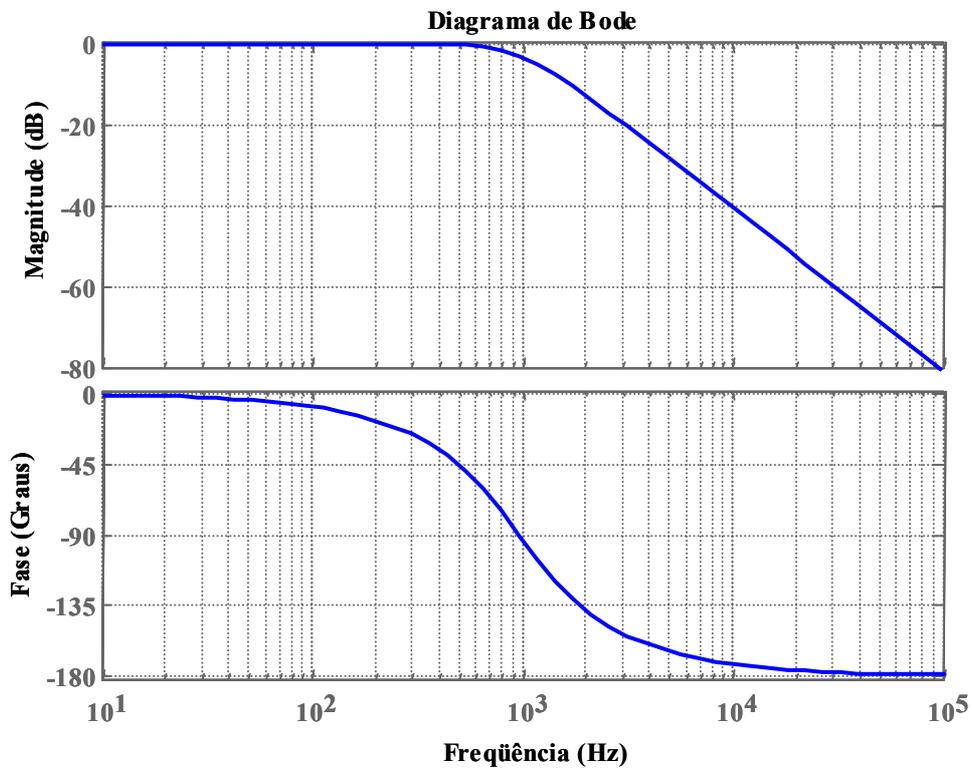


Figura 5-13: Diagrama de Bode da FTMF para $f_{sI} = 12,6$ kHz e $\xi = 0,7071$.

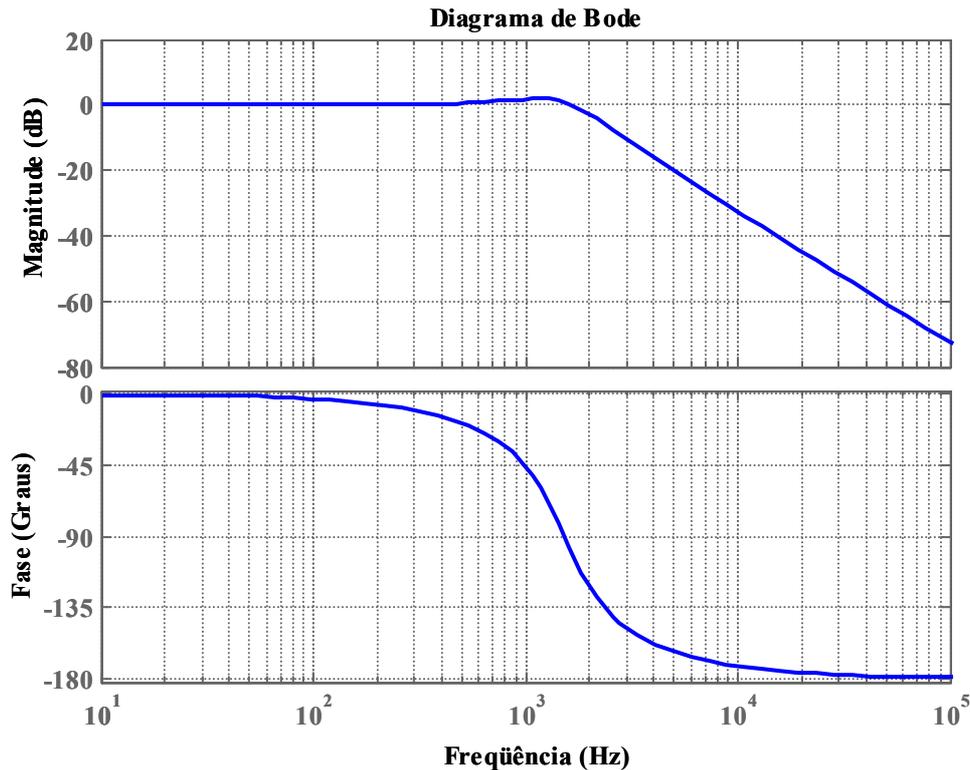


Figura 5-14: Diagrama de Bode para $f_{sl} = 12,6$ kHz e $\xi = 0,45$.

Considerando os atrasos de fase verificados para as freqüência harmônicas, uma melhoria no desempenho do controle poderia ser obtido caso a freqüência de amostragem do processo fosse elevada, por exemplo, para $f_{sl} = 38,88$ kHz, logo:

- $\sigma = T_s + T_{PWM} = 25,72\mu s + 12,86\mu s = 38,58 \mu s$;
- $K_p = (T_i R_{LP} / 2\sigma) = 15ms \cdot 0,05 \Omega / 2 \cdot 38,58\mu s = 9,72 \Omega$ ($\xi = 0,7071$);
- para $\xi = 0,58$, $K_p = 14,72 \Omega$.

Os diagramas de *Bode* das FTMA, com o sistema na freqüência de amostragem de $f_{sl} = 38,88$ kHz e com os dois ganhos analisados, estão mostrados na Figura 5-15. Com $K_p = 9,72 \Omega$, a freqüência de corte foi $f_c = 1880$ Hz e uma Margem de Fase de $MF = 65$ graus. Para $K_p = 14,74 \Omega$, a freqüência de corte foi deslocada para $f_c = 2590$ Hz e a Margem de Fase foi $MF = 58$ graus.

A Figura 5-10 ilustra os diagramas de bode das FTMF com os ganho $K_p = 9,72 \Omega$ e $K_p = 14,47 \Omega$, com faixas de passagens de 2910 Hz e 4160 Hz, respectivamente.

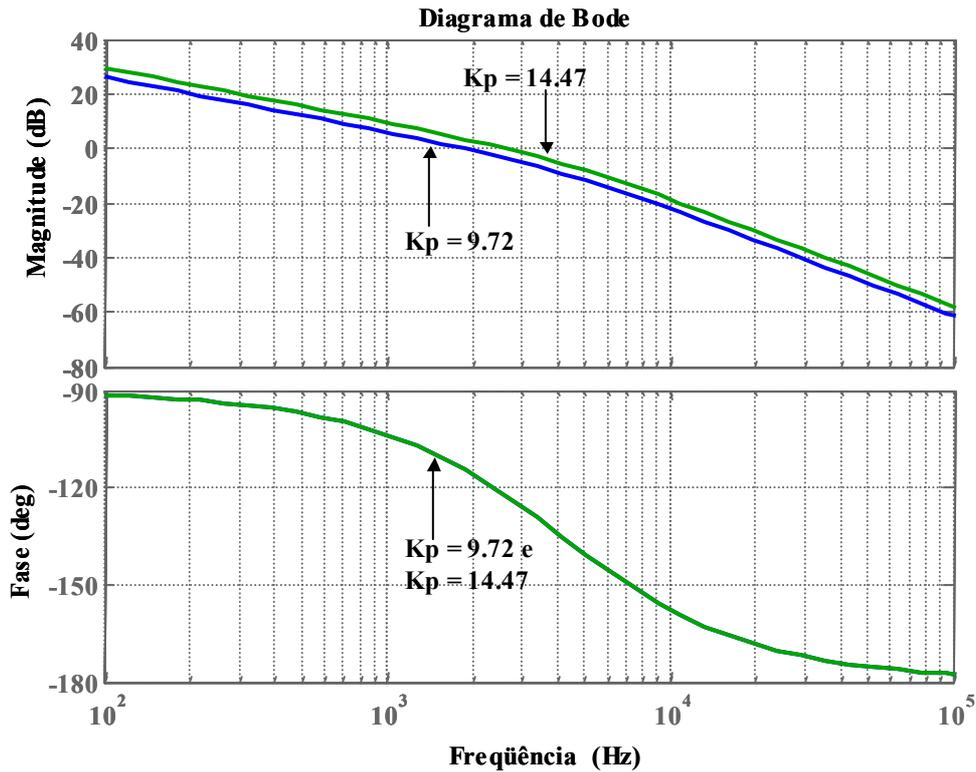


Figura 5-15: Diagramas de Bode da FTMA para $f_{sI} = 38,88$ kHz – $\xi = 0,7071$ ($K_P = 9,72 \Omega$) e $\xi = 0,58$ ($K_P = 14,72 \Omega$).

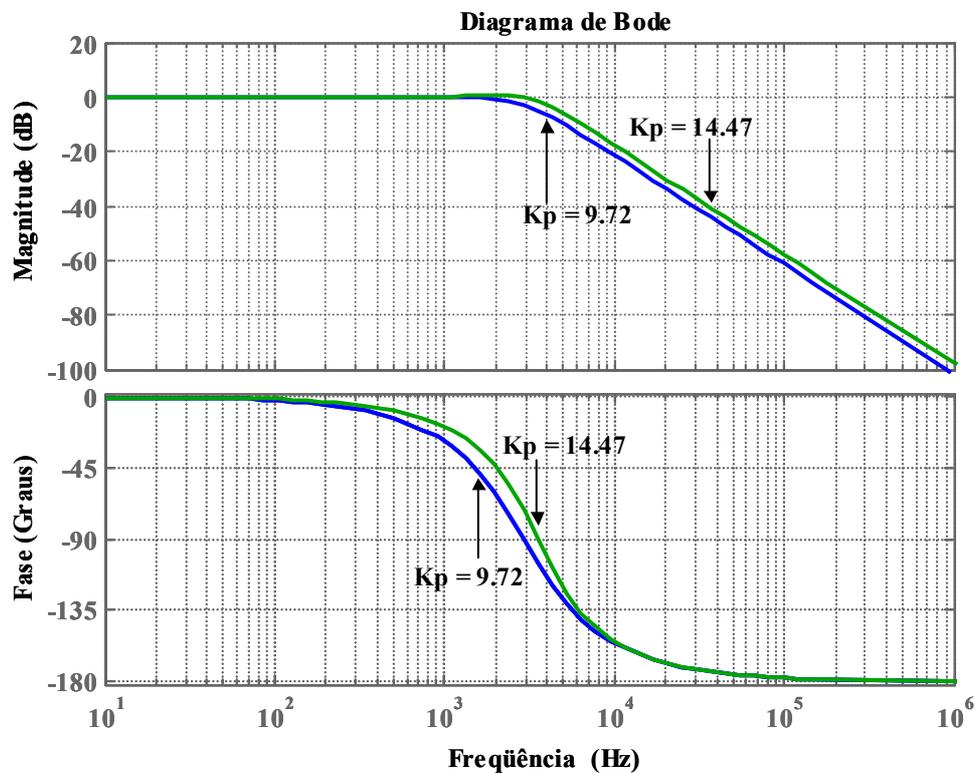


Figura 5-16: Diagramas de Bode da FTMF para $f_{sI} = 38,88$ kHz – $\xi = 0,7071$ ($K_P = 9,72 \Omega$) e $\xi = 0,58$ ($K_P = 14,72 \Omega$).

Os atrasos de fases verificados no diagrama de fase da FTMF do sistema com $K_P = 9,72 \Omega$ na Figura 5-16 foram de 11,8 graus em 420 Hz e 18,7 graus para 660 Hz. Já considerando $K_P = 14,47 \Omega$, os atrasos de fase foram de 7,91 graus em 420 Hz e 12,6 graus em 660 Hz. No que tange ao problema de atraso de fase, uma solução a ser adotada, caso fosse possível, seria aumentar o valor da frequência de amostragem, pois mesmo com $\xi = 0,7071$, os atrasos foram inferiores às análises realizadas nos dois casos anteriores.

5.4 Simulações do Condicionador UPOC

Nesta seção serão mostrados os resultados das simulações das duas estratégias de compensação, quais sejam, o pq simplificado e o baseado no *PLL* trifásico proposto, que foram apresentados nos Capítulos 3 e 4, respectivamente. Os dois métodos são utilizados na compensação de harmônicos e desequilíbrios nas tensões da fonte e correntes da carga, respectivamente. Esta compensação garante que as tensões e tensões compensadas deverão ser iguais às componentes de seqüência positiva das tensões e correntes, respectivamente.

Os parâmetros considerados na modelagem do sistema analisado são relatados a seguir:

- ❖ Sistema de suprimento:
 - Tensão de entrada: Valor nominal de 220 V, sendo que nas simulações foi adotado um desequilíbrio de seqüência negativa de cerca de 19,64 % na componente fundamental da tensão de entrada. Além disto foram incluídos nesta tensão de suprimento os seguintes harmônicos: 6,67 % do segundo, 11,11 % do quinto e 8,33 % do sétimo;
 - Indutância do sistema de suprimento: $L_S = 500 \mu\text{H}$, representando uma potência de curto circuito de $S_{cc} = 55 \text{ pu}$ em relação às bases do sistema, conforme relatado na seção 5.2 ($V_{base} = 220 \text{ V}$ e $S_{base} = 4,6 \text{ Kva}$):
- ❖ Carga Não-Linear: Ponte de Graetz Não-Controlada com potência nominal de 4,6 KVA:

- Indutor de Alisamento: $L_{CC} = 10 \text{ mH}$;
- Resistor de Carga: $R_{CC} = 20 \ \Omega$;
- Indutância de Comutação: $L_{CA} = 1,8 \text{ mH}$;
- ❖ Condicionador *UPQC*:
 - Frequência de chaveamento adotada para os conversores série e paralelo nas simulações que utilizaram os algoritmos de controle do *UPQC* apresentados nos capítulos 3 e 4: $f_{CW} = 9720 \text{ Hz}$ (Frequência de amostragem de $f_s = 19440 \text{ Hz}$ – adotou-se o processo de amostragem regular assimétrica);
 - Tensão no elo cc: $v_{cc} = 425 \text{ V}$;
 - Capacitor do elo cc: $C_{CC} = 9800 \ \mu\text{F}$ (valor real dos conversores utilizados no protótipo implementado);
 - Filtro Ativo Paralelo: entrada em operação depois de decorridos 0,25 s;
 - Filtro Passivo de Saída: Duas situações de filtros passivos de saídas que utilizam como indutor de filtragem $L_{FP} = 0,75 \text{ mH}$;
 - Filtro RLC amortecido de segunda ordem clássico: $R_A = 2,8 \ \Omega$, $C_{FP} = 6,67 \ \mu\text{F}$
 - Filtro com amortecimento paralelo: $R_{AP} = 12,3 \ \Omega$, $C_{AP} = 20 \ \mu\text{F}$, $C_{FP} = 5 \ \mu\text{F}$;
 - Filtro Ativo Série: entrada em operação depois de decorridos 0,28 s;
 - Transformadores monofásicos: $S = 5 \text{ kVA}$, $V = 127/127 \text{ V}$;
 - Filtro Passivo de Saída (apenas única topologia) que utilizou como indutor de filtragem $L_{FS} = 1 \text{ mH}$;
 - Filtro RLC amortecido de segunda ordem clássico: $R_A = 2 \ \Omega$, $C_{FS} = 20 \ \mu\text{F}$;

5.4.1 Simulações com o Controle Simplificado do Capítulo 3

Na Figura 5-17 a) são mostradas as tensões fase-neutro desequilibradas e distorcidas da entrada trifásica. As tensões fase-neutro compensadas diante da

entrada em operação do filtro ativo série em $t = 0,28$ s podem estar na Figura 5-17 b), situação na qual o filtro passivo de segunda ordem com resistor em série com capacitor (amortecimento clássico) é usado na saída do conversor paralelo.

As formas de ondas superpostas das tensões de entrada e compensada na fase a após a inserção do filtro ativo série estão mostradas na Figura 5-18 a). A Figura 5-18 b) ilustra a tensão de compensação injetada pelo filtro ativo série na fase a .

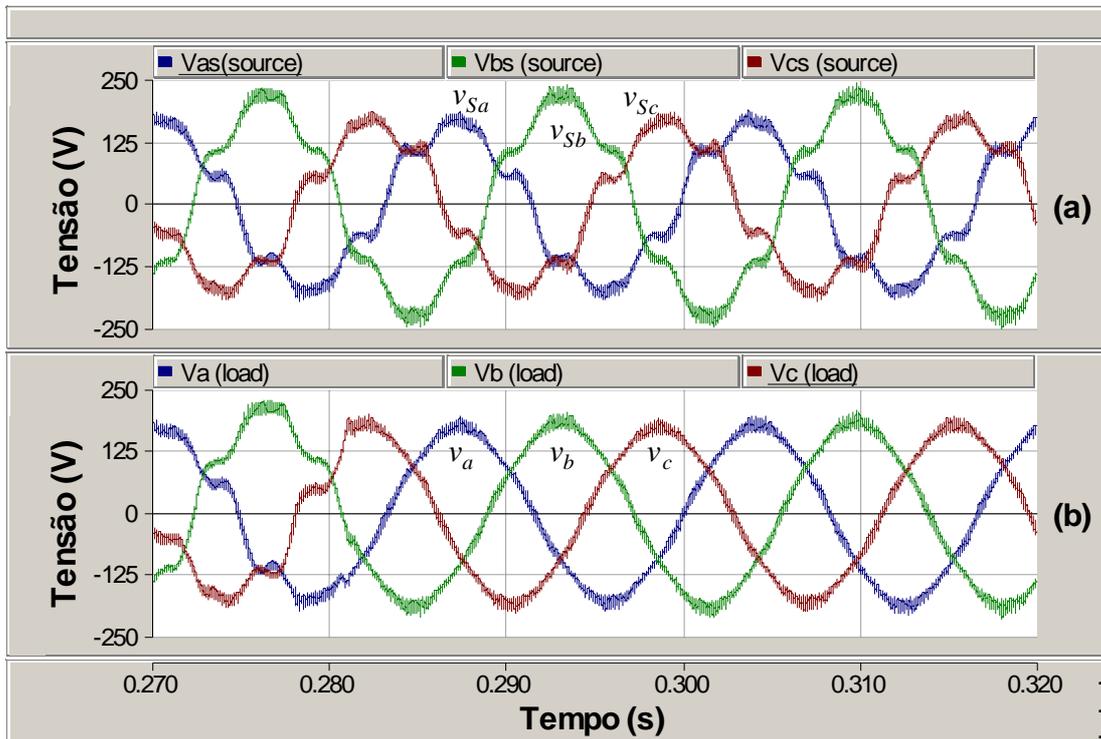


Figura 5-17: Tensões Fase-Neutro da Fonte de Suprimento e da Carga com o Filtro Passivo de Amortecimento Clássico no Conversor Paralelo – (a) Tensões de entrada; (b) Tensões Compensadas.

Considerando o cenário em que o filtro passivo na saída do conversor paralelo é com amortecimento paralelo, tem-se as formas de ondas das tensões fase-neutro da entrada e as tensões fase-neutro compensadas ilustradas nas Figura 5-19 a) e Figura 5-19 b), respectivamente.

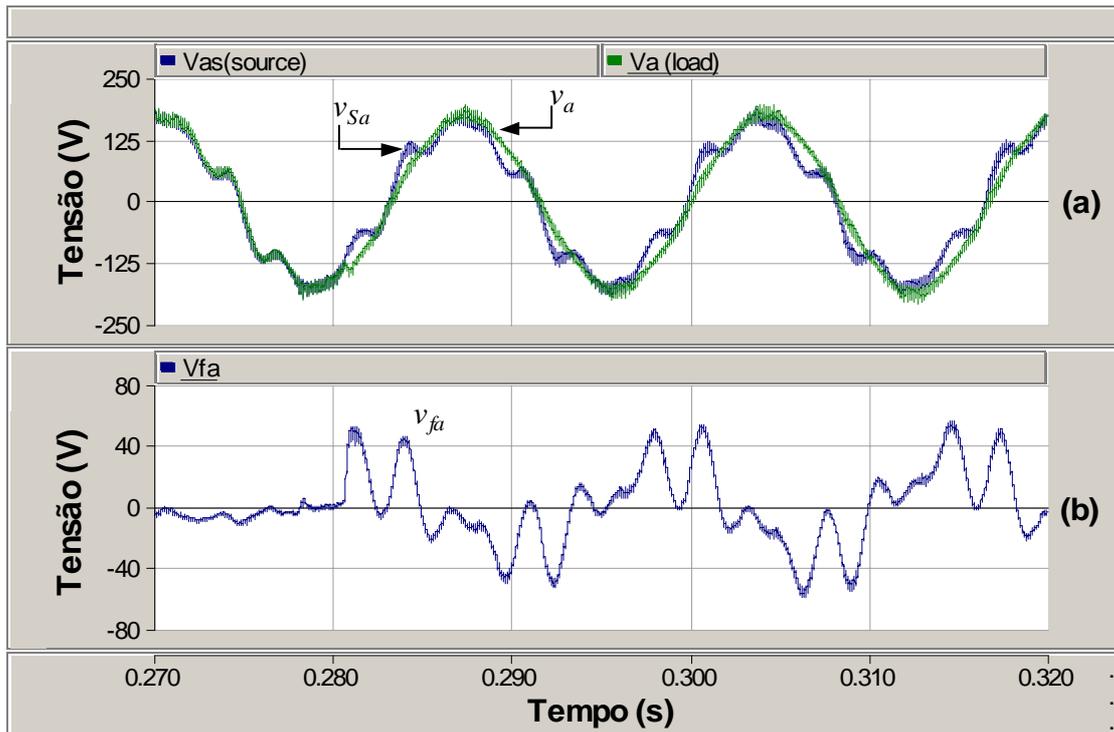


Figura 5-18: Tensões na Fase *a* com Filtro Passivo de Amortecimento Clássico no Conversor Paralelo – (a) Tensões de Entrada e Compensada na Fase *a*; (b) Tensão de Compensação na Fase *a*.

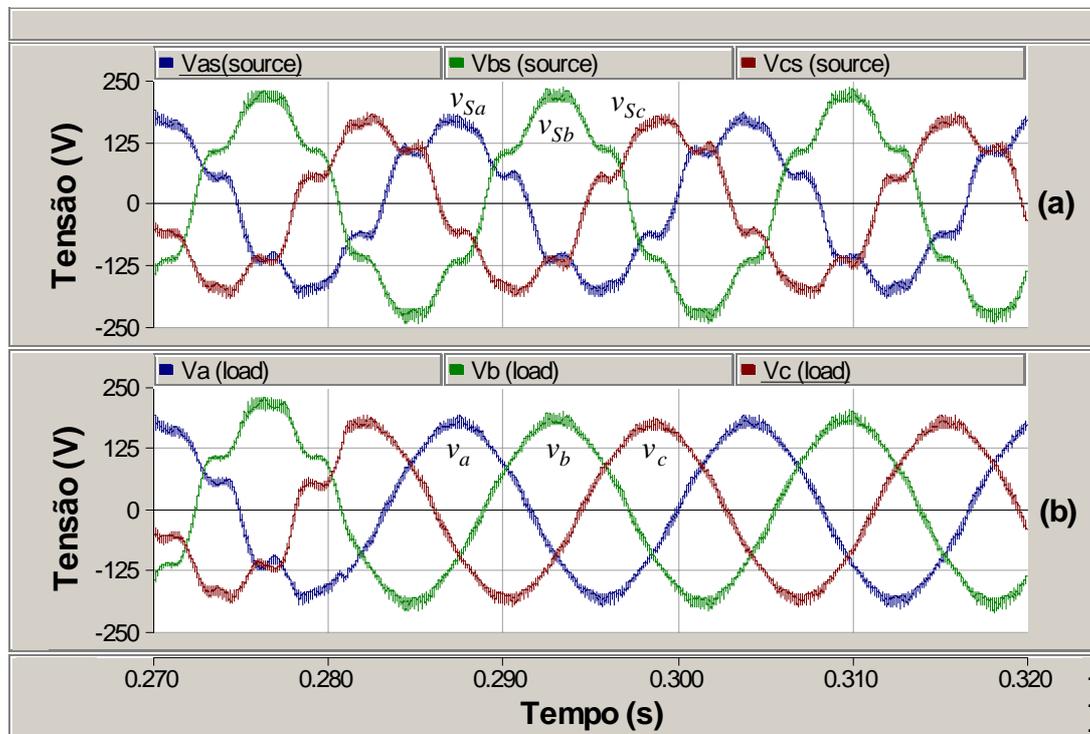


Figura 5-19: Tensões Fase-Neutro da Fonte de Suprimento e da Carga com Filtro Passivo de Amortecimento Paralelo no Conversor Paralelo – (a) Tensões de Entrada; (b) Tensões Compensadas.

A Figura 5-20 a) mostra as correntes de carga pouco antes e logo após a entrada do filtro ativo série em $t = 0,28$ s, e a Figura 5-20 b) apresenta as correntes compensadas neste mesmo período de tempo, sendo que neste caso o filtro passivo na saída do conversor paralelo é com amortecimento clássico.

É importante relatar que o filtro ativo paralelo entrou em operação em 0,25 s conforme relatado seção 5.2 e o filtro ativo série em 0,28 s. Também cabe lembrar que a influência da corrente drenada pelo conjunto resistor-capacitor ($R_A = 2,8 \Omega$ e $C_{FP} = 6,67 \mu\text{F}$) do filtro passivo com amortecimento clássico do conversor paralelo não é considerada no algoritmo de compensação de corrente, porque este considera a corrente na carga. Como a fonte de suprimento apresenta tensões v_{sa} , v_{sb} , e v_{sc} desequilibradas e distorcidas, o capacitor do filtro passivo citado passa a drenar principalmente uma quantidade de harmônicos que não são quantificados no algoritmo de compensação de corrente levando a uma compensação inadequada pelo filtro ativo paralelo, conforme pode ser visto no intervalo de $t = 0,27$ s até a entrada do filtro ativo série em $t = 0,28$ s da Figura 5-20 b), quando este problema é solucionado. Este fato é mais acentuando quanto maior o capacitor especificado para o este filtro passivo.

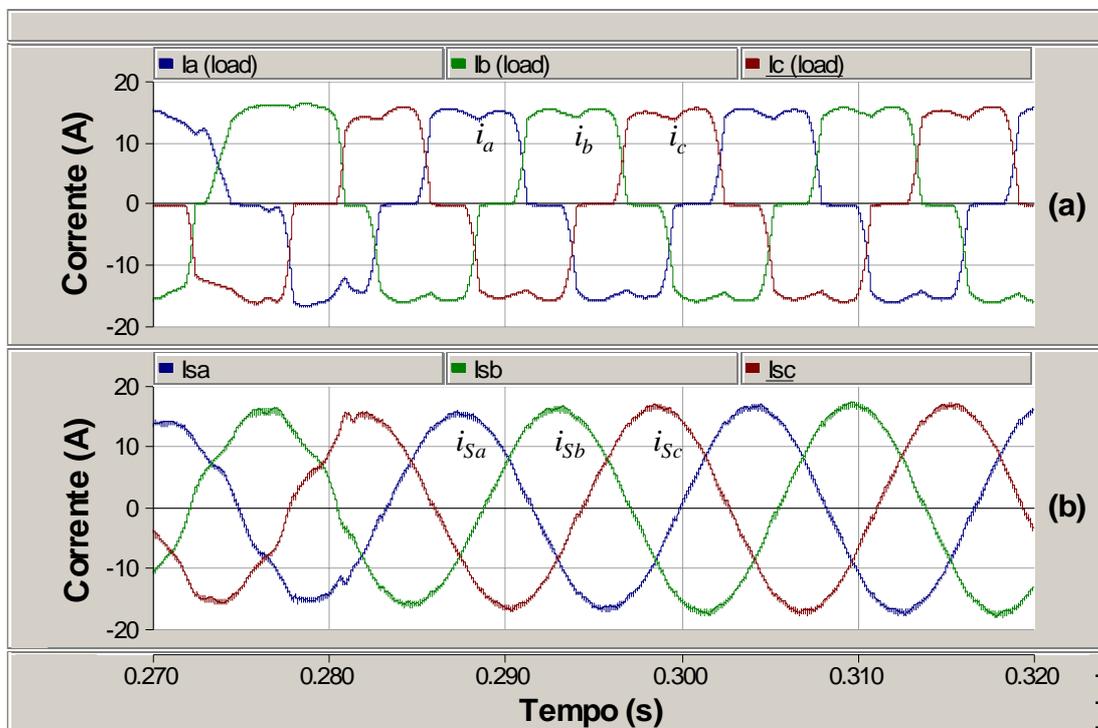


Figura 5-20: Corrente de Carga e da Fonte com Filtro Passivo de Amortecimento Clássico no Conversor Paralelo – (a) Correntes de Carga; (b) Correntes Compensadas.

Na Figura 5-20 a) pode ser verificado a influência destas tensões v_{sa} , v_{sb} , e v_{sc} desequilibradas e distorcidas nas correntes de carga, sendo que pode ser visto que após a entrada em operação do filtro ativo série estas correntes passam a apresentar um comportamento padrão.

As formas de ondas das correntes de carga e compensada na fase a após a inserção do filtro ativo série são mostradas na Figura 5-21 a). A Figura 5-21 b) ilustra a corrente de compensação injetada pelo filtro ativo paralelo na fase a .

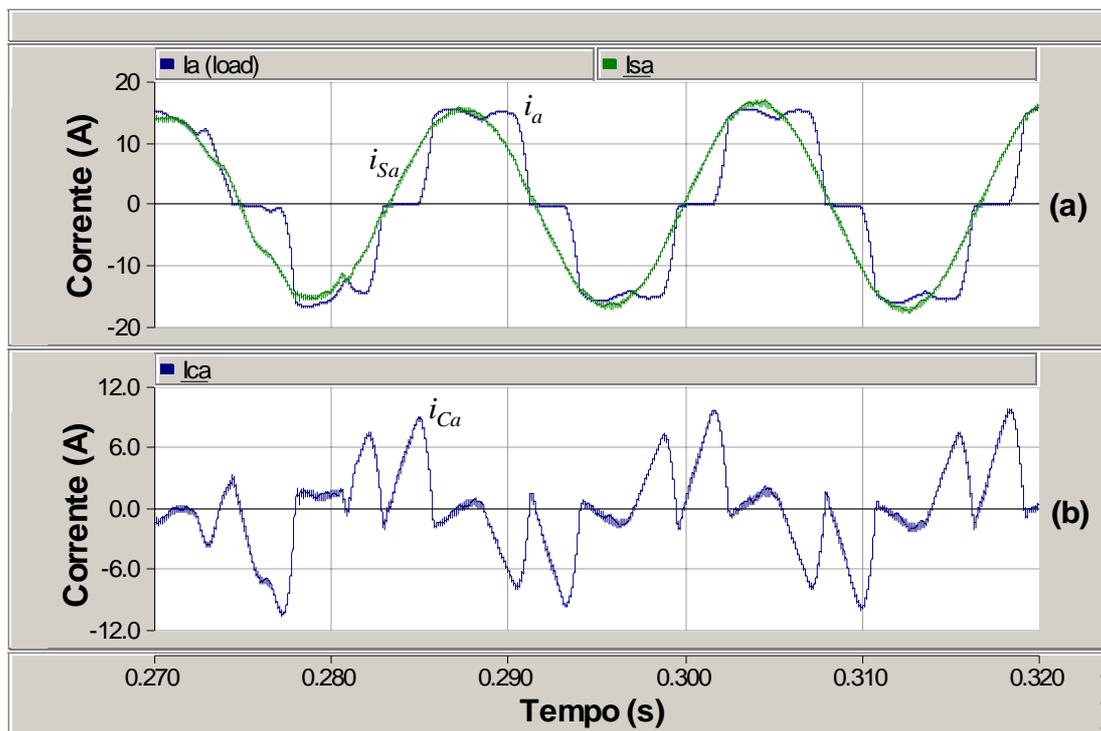


Figura 5-21: Correntes na Fase a com Filtro Passivo de Amortecimento Clássico no Conversor Paralelo – (a) Correntes de Carga e Compensada na Fase a ; (b) Corrente de Compensação Injetada na Fase a .

Na situação em que o filtro passivo de saída do conversor paralelo é com amortecimento paralelo, tem-se as formas de ondas das correntes de carga mostradas na Figura 5-22 a) e as correntes compensadas apresentadas na Figura 5-22 b), respectivamente. Também neste caso, devido ao desequilíbrio e distorção nas tensões v_{sa} , v_{sb} , e v_{sc} , o efeito da corrente drenada pelo conjunto formado pelo resistor R_{AP} e os dois capacitores C_F e C_{AP} do filtro passivo com amortecimento paralelo, que não considerada no algoritmo de compensação de corrente resulta em uma compensação inadequada pelo filtro ativo paralelo. E como a capacitância equivalente é maior que o caso anterior que utilizava o amortecimento clássico, o

efeito na compensação de corrente com a atuação isolada do filtro ativo paralelo é ainda mais inadequada como pode ser verificado no intervalo de $t = 0,27$ s até $t = 0,28$ s da Figura 5-22 b). Também a partir da operação do filtro ativo série em $t = 0,28$ s em diante a compensação de corrente pelo filtro ativo paralelo passa a ser eficiente como mostra a Figura 5-22 b).

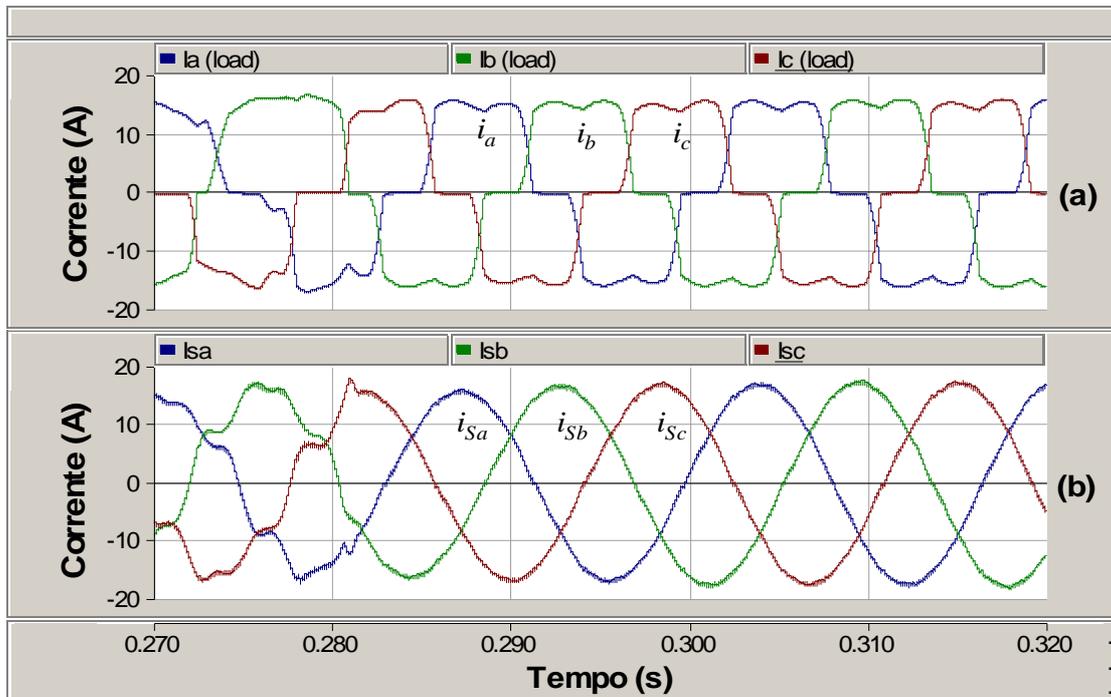


Figura 5-22: Corrente de Carga e da Fonte com Filtro Passivo de Amortecimento Paralelo no Conversor Paralelo – (a) Correntes de Carga; (b) Correntes Compensadas.

Na Figura 5-23 a) são mostrados os valores das distorções harmônicas totais (DHT) das tensões de fase-neutro na carga antes e após a operação do condicionador *UPQC*. De modo similar, os valores das distorções harmônicas totais das correntes na fonte são apresentados na Figura 5-23 b). Ressalta-se que os valores da DHT nas tensões de carga e correntes na fonte nos dois casos foram determinados considerando os harmônicos até a ordem 31 e com o filtro passivo com amortecimento clássico no conversor paralelo.

A Tabela 5-1 mostra um resumo dos valores das distorções harmônicas totais de tensões fase-neutro compensadas relacionadas com a Figura 5-17 b) e das correntes compensadas associadas com a Figura 5-20 b). Os valores que constam na Tabela 5-1 representam os valores médios das distorções harmônicas das tensões na carga e correntes na fonte monitoradas ao longo do tempo.

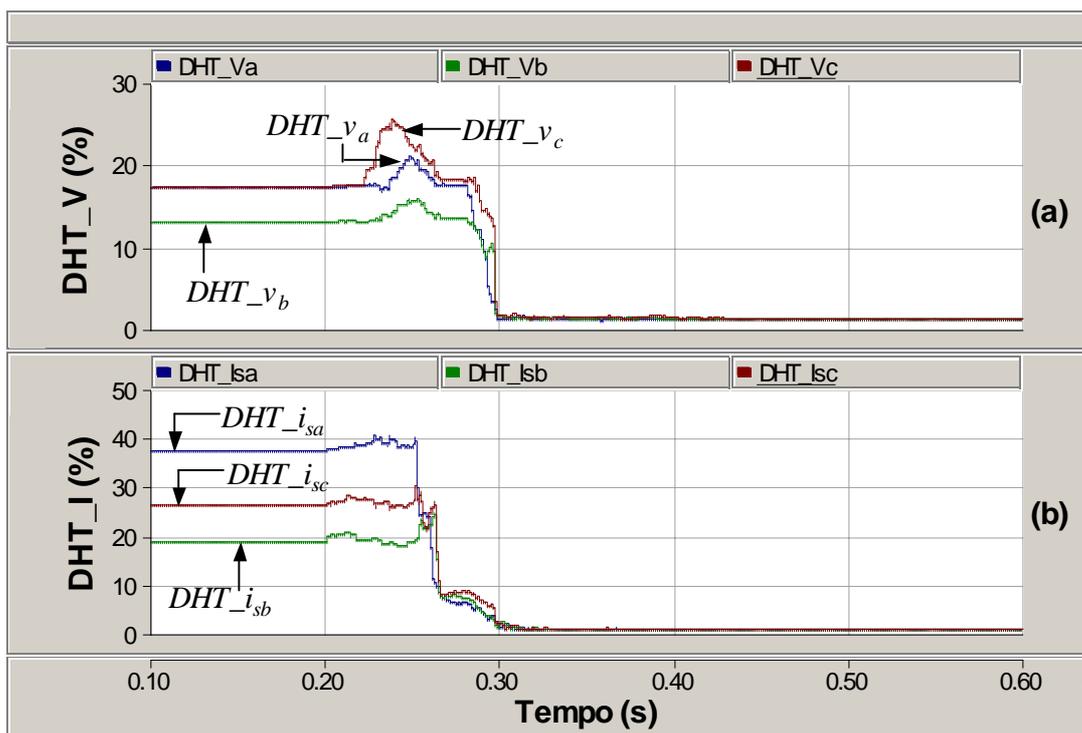


Figura 5-23: DHT das Tensões na Carga e das Correntes na Fonte com Filtro Passivo com Amortecimento Clássico no Conversor Paralelo - (a) DHT das Tensões na Carga; (b) DHT das Correntes na Fonte.

Tabela 5-1 – Distorções Harmônicas Totais de Tensões e Correntes.

	DHT_V (%)	DHT_I (%)
UPQC Desligado	$DHT_{v_a} = 17,43$	$DHT_{i_{s_a}} = 37,9$
	$DHT_{v_b} = 13,24$	$DHT_{i_{s_b}} = 18,97$
	$DHT_{v_c} = 17,51$	$DHT_{i_{s_c}} = 26,72$
UPQC Ligado	$DHT_{v_a} = 1,55$	$DHT_{i_{s_a}} = 1,21$
	$DHT_{v_b} = 1,47$	$DHT_{i_{s_b}} = 1,13$
	$DHT_{v_c} = 1,58$	$DHT_{i_{s_c}} = 1,18$

Os fatores de desequilíbrio de tensões e correntes antes da operação do UPQC foram $fd_V(\%) = 19,2 \%$ e $fd_I(\%) = 25,1 \%$, respectivamente. Após a compensação do UPQC os valores dos fatores de desequilíbrios de tensão e

corrente verificados foram $fd_V(\%) = 1,57\%$ e $fd_I(\%) = 0,61\%$, respectivamente. Sendo que os valores dos fatores de desequilíbrios de tensão fase-neutro e corrente foram calculados por meio da relação entre respectivos módulos das componentes fundamentais de seqüências negativa e positiva

$$f_d(\%) = \frac{\text{Módulo de Seq. Negativa}}{\text{Módulo de Seq. Positiva}} \times 100. \quad (5-11)$$

Na operação do condicionador *UPQC* utilizando o filtro passivo com amortecimento paralelo na saída do conversor paralelo foram verificados os valores:

- DHT_V (%): $DHT_{v_a} = 1,41\%$; $DHT_{v_b} = 1,36\%$; $DHT_{v_c} = 1,49\%$;
- DHT_I (%): $DHT_{i_{sa}} = 1,15\%$; $DHT_{i_{sb}} = 1,10\%$; $DHT_{i_{sc}} = 1,17\%$.

O comportamento do *UPQC* diante de um degrau de carga de 100% durante 50 ms pode ser verificado na resposta da corrente compensada na fase *a* mostrada na Figura 5-24 a). A Figura 5-24 b) ilustra o comportamento da corrente de compensação que é injetada pelo filtro ativo paralelo na fase *a*.

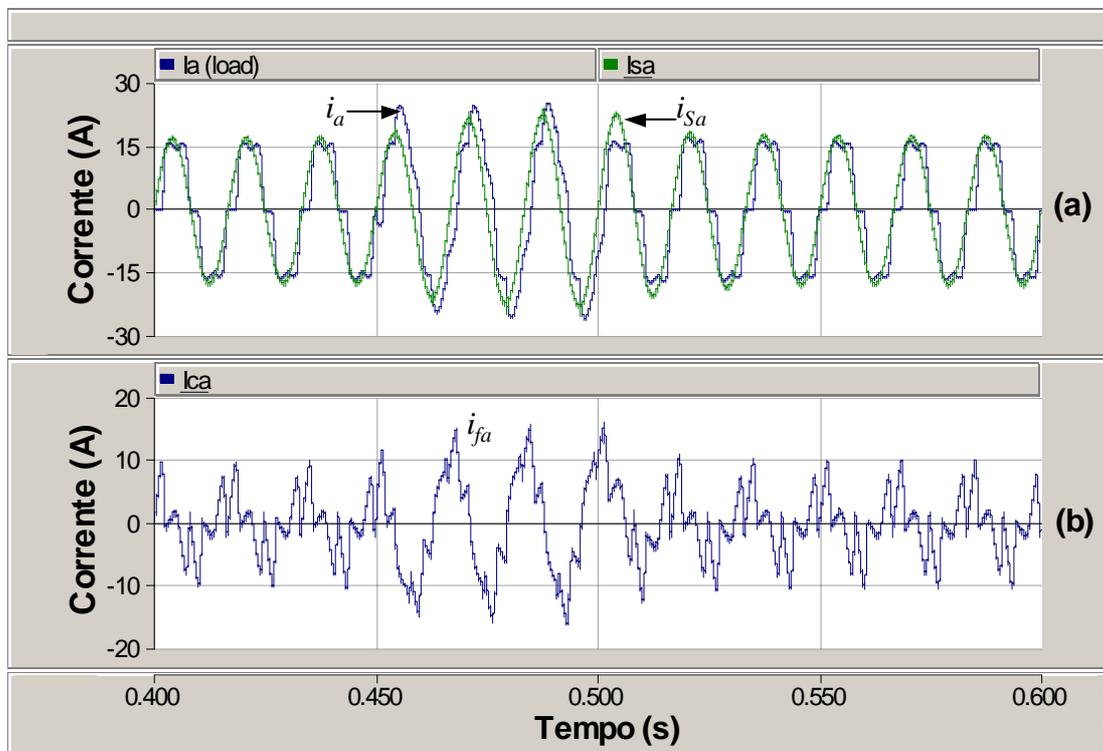


Figura 5-24: Transição na Corrente de Carga – (a) Correntes de Carga e Compensada na Fase *a*; (b) Corrente Injetada pelo Filtro Ativo Paralelo na Fase *a*.

A variação de carga citada foi simulada por intermédio da entrada em operação em 0,45 s e saída em 0,5 s de uma ponte retificadora de seis pulsos semi-controlada com o mesmo resistor de carga no lado cc de $R_{CC} = 20 \Omega$ e que operava com o ângulo de disparo em 60° graus. A Figura 5-2 ilustra tanto esta ponte retificadora semi-controlada que representa este degrau de carga que ocorre durante 50 ms, como o retificador não controlada que permanece operando todo o tempo.

O comportamento do *UPQC* diante de um afundamento da tensão de entrada para 0,56 pu de 0,45 s até 0,50 s está mostrado na Figura 5-25 a), onde constam a tensão fase-neutro sem harmônicos e desequilíbrio na fase a da fonte e a correspondente tensão de seqüência positiva estimada para a fase a . A Figura 5-25 b) mostra a tensão de saída compensada na fase a , sendo que esta tensão não apresenta os harmônicos da fonte v_{Sa} . Salienta-se, que esta tensão foi compensada corretamente, porque o controle do filtro ativo série deve apenas compensar os desequilíbrios e harmônicos na tensão, garantindo que as tensões de saída sejam similares às tensões de seqüência positiva calculadas pelo algoritmo.

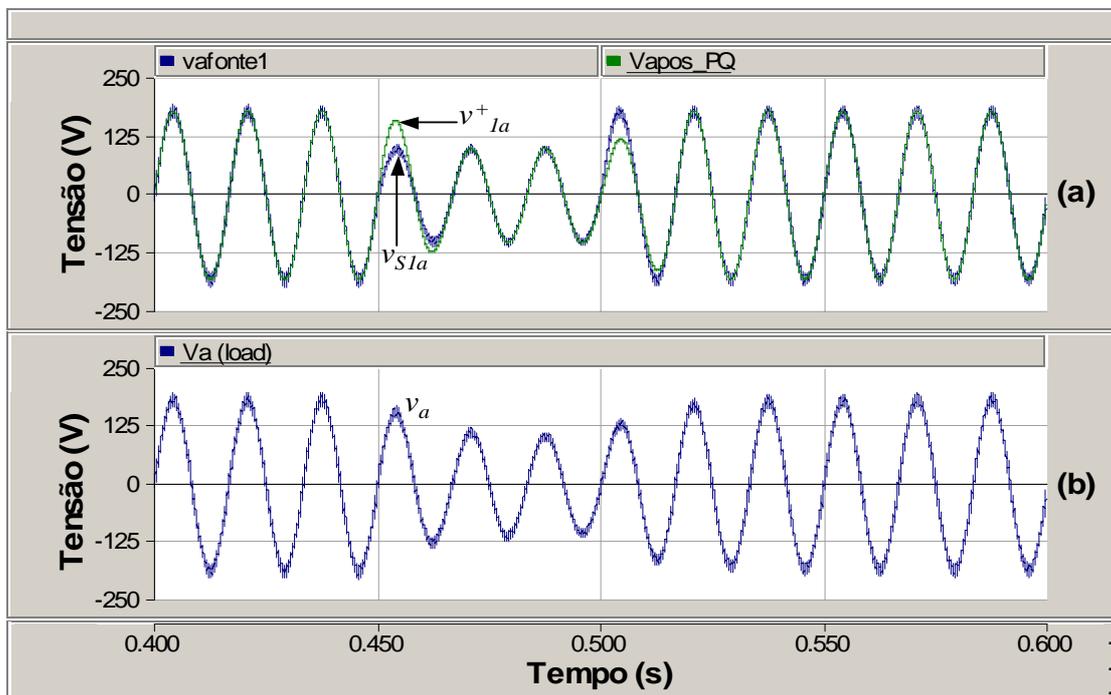


Figura 5-25: Transição na Tensão de Suprimento - (a) Tensões Fundamental na Entrada e Estimada na Fase a ; (b) Tensão de Saída Compensada na Fase a .

A tensão v_{S1a} representa uma tensão fase-neutro na fase a da fonte trifásica ($v_{Afundam}$) como mostrado na Figura 5-1. Esta tensão está sendo utilizada apenas para

retratar o comportamento da tensão de seqüência positiva estimada v^+_{1a} mostrada na Figura 5-25 a), e da tensão de compensada v_a da Figura 5-25 b).

Considerando que em 0,45 s a freqüência do sistema de suprimento foi elevada para $f_l = 63$ Hz, pode ser visto na Figura 5-26 a diferença entre a tensão de seqüência positiva estimada na fase a e a tensão fase-neutro obtida na fase a v_{sa1} da fonte trifásica ($v_{Afundam}$) sem a interferência dos harmônicos de tensão e o desequilíbrio de seqüência negativa ($desvio_a = v^+_{1a} - v_{sa1}$). A Figura 5-27 ilustra uma ampliação com duração de exatamente 30 ms da variação do desvio de tensão mostrado na Figura 5-26 a partir do instante de tempo em que o degrau de freqüência ocorreu. No intervalo de tempo de 30 ms da Figura 5-27 ainda estão incluídas as formas de ondas da própria tensão de seqüência positiva estimada v^+_{1a} e a tensão na fonte v_{sa1} sem a influência dos harmônicos de tensão e desequilíbrios.

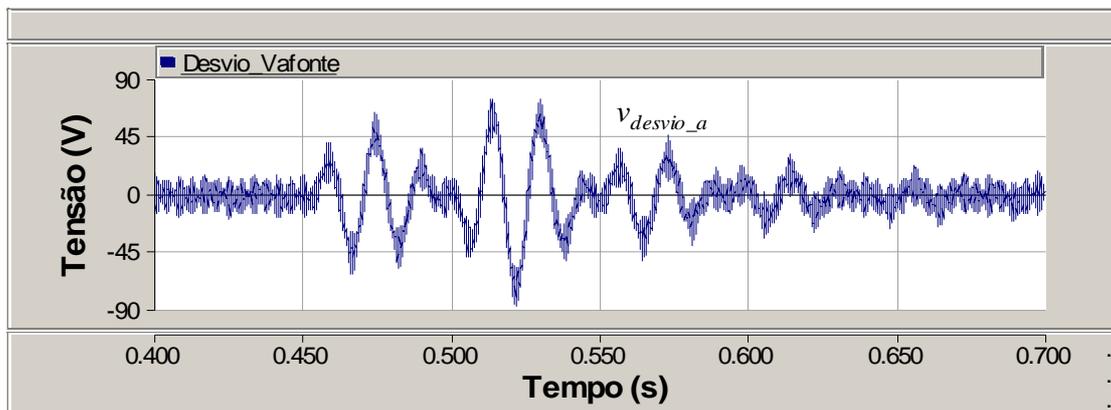


Figura 5-26: Diferença Entre as Tensões Estimada de Seqüência Positiva e Fonte na Fase a com Filtro Passivo de Amortecimento Clássico no Conversor Paralelo.

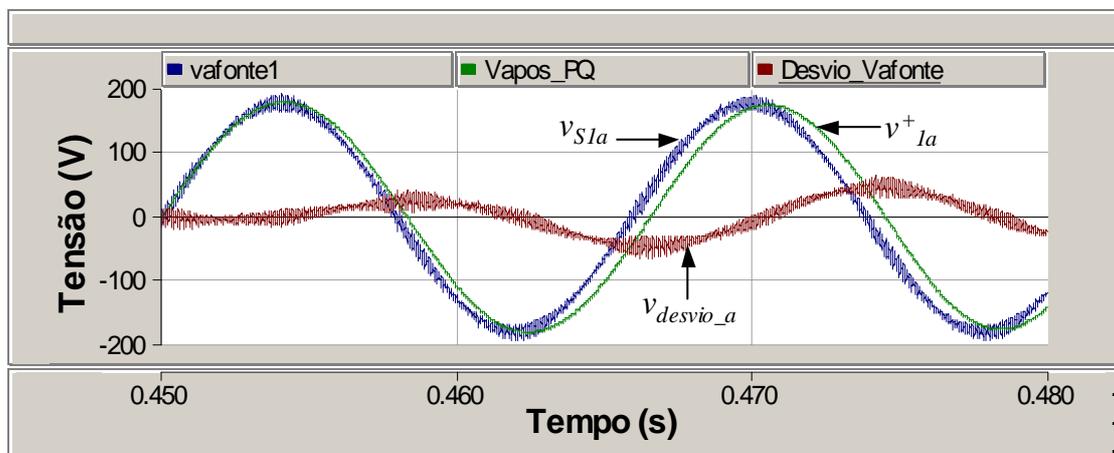


Figura 5-27: Detalhe da Figura 5-26 com as Tensões na Fonte e Estimada de Seqüência Positiva na Fase a .

5.4.2 Simulações com o Controle do Capítulo 4

As tensões fase-neutro desequilibradas e distorcidas da entrada trifásica estão ilustradas na Figura 5-28 a) e as tensões fase-neutro compensadas obtidas após a inserção do filtro ativo série em $t = 0,28$ s podem ser visualizadas na Figura 5-28 b). Neste caso está sendo usado o filtro passivo com amortecimento clássico na saída do conversor paralelo com as mesmas especificações daquele da subseção 5.4.1.

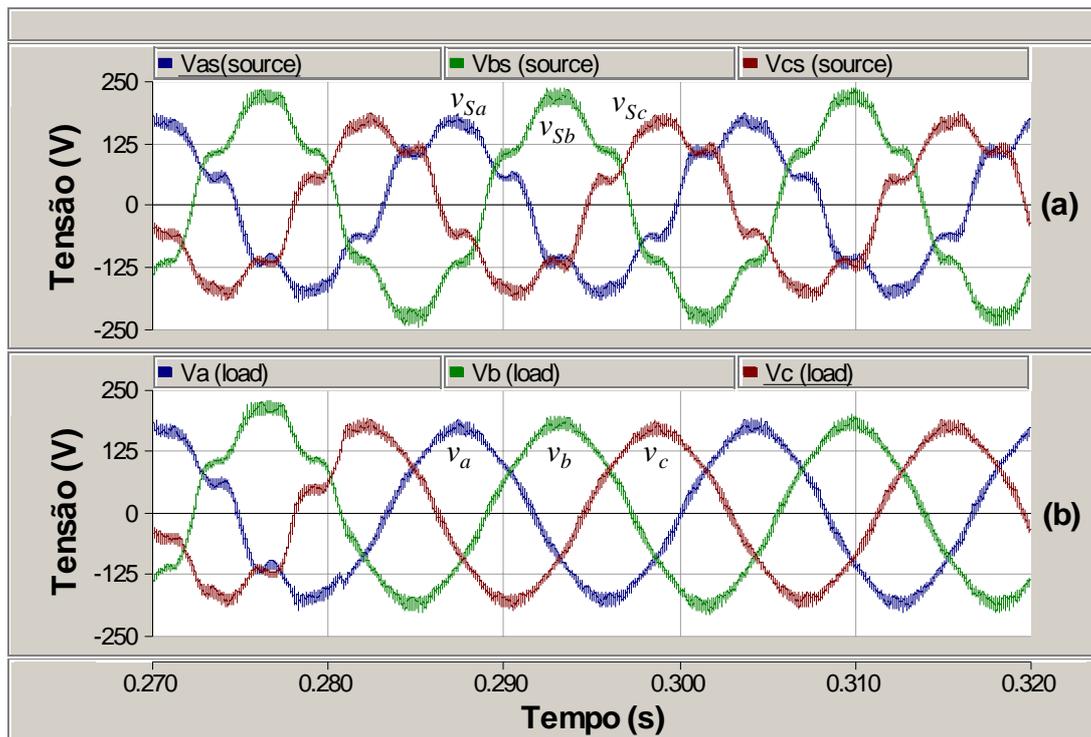


Figura 5-28: Tensões Fase-Neutro da Fonte de Suprimento e da Carga com o Filtro Passivo de Amortecimento Clássico no Conversor Paralelo – (a) Tensões de entrada; (b) Tensões Compensadas.

A Figura 5-29 a) mostra as tensões de entrada e a Figura 5-29 b) apresenta as tensões compensadas na condição em que o filtro passivo na saída do conversor paralelo é com amortecimento paralelo com as mesmas especificações daquele da subseção 5.4.1. As tensões de entrada e compensada na fase *a* após a inserção do filtro ativo série são mostradas na Figura 5-30 a) e a tensão de compensação da fase *a* está mostrada na Figura 5-30 b).

A Figura 5-31 a) mostra as correntes de carga a Figura 5-31 b) apresenta as correntes compensadas com o filtro passivo na saída do conversor paralelo sendo do

tipo com amortecimento clássico. As correntes de carga e compensada na fase *a* após a inserção do filtro ativo série são mostradas na Figura 5-32 a) e a Figura 5-32 b) ilustra a corrente de compensação injetada pelo filtro ativo paralelo na fase *a* nesta situação. Utilizando o filtro passivo com amortecimento paralelo na saída do conversor paralelo foram obtidas as formas de ondas das correntes de carga mostradas na Figura 5-33 a) e as correntes compensadas na Figura 5-33 b).

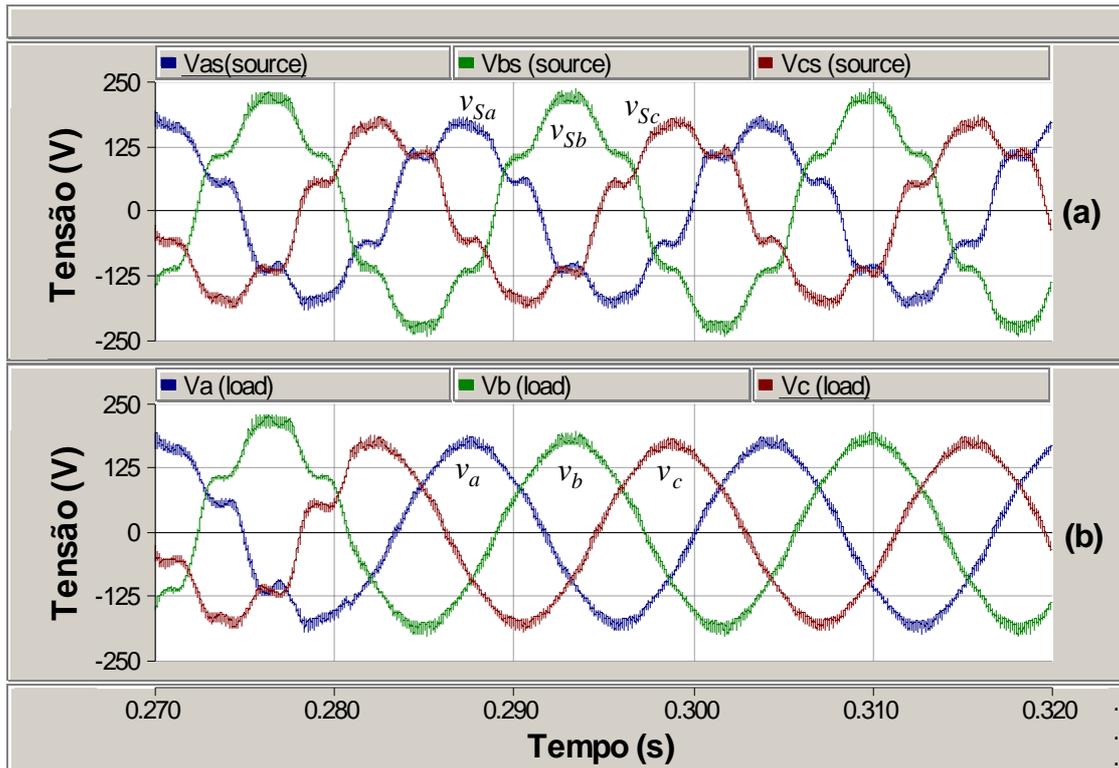


Figura 5-29: Tensões Fase-Neutro da Fonte de Suprimento e da Carga com o Filtro Passivo de Amortecimento Paralelo no Conversor Paralelo – (a) Tensões de Entrada; (b) Tensões Compensadas.

As distorções harmônicas totais (DHT) das tensões de carga com o *UPQC* desligado e operando estão mostradas na Figura 5-34 a). Os valores das distorções harmônicas totais das correntes compensadas costumam na Figura 5-34 b). Estes valores de DHT nas tensões de carga e corrente na fonte foram determinados considerando os harmônicos até a ordem 31 e com o filtro passivo com amortecimento clássico no conversor paralelo. Sendo que os valores calculados representam os valores médios das distorções harmônicas das tensões na carga e correntes na fonte.

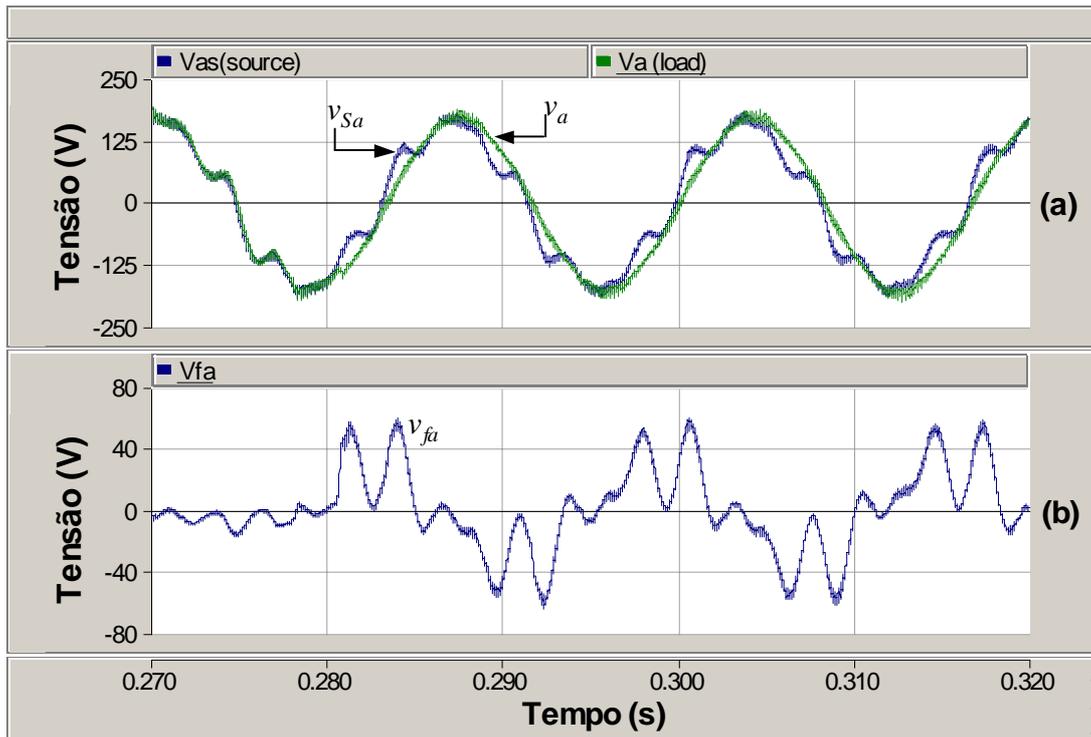


Figura 5-30: Tensões na Fase a com Filtro Passivo de Amortecimento Paralelo no Conversor Paralelo – (a) Tensões de Entrada e Compensada na Fase a ; (b) Tensão de Compensação na Fase a .

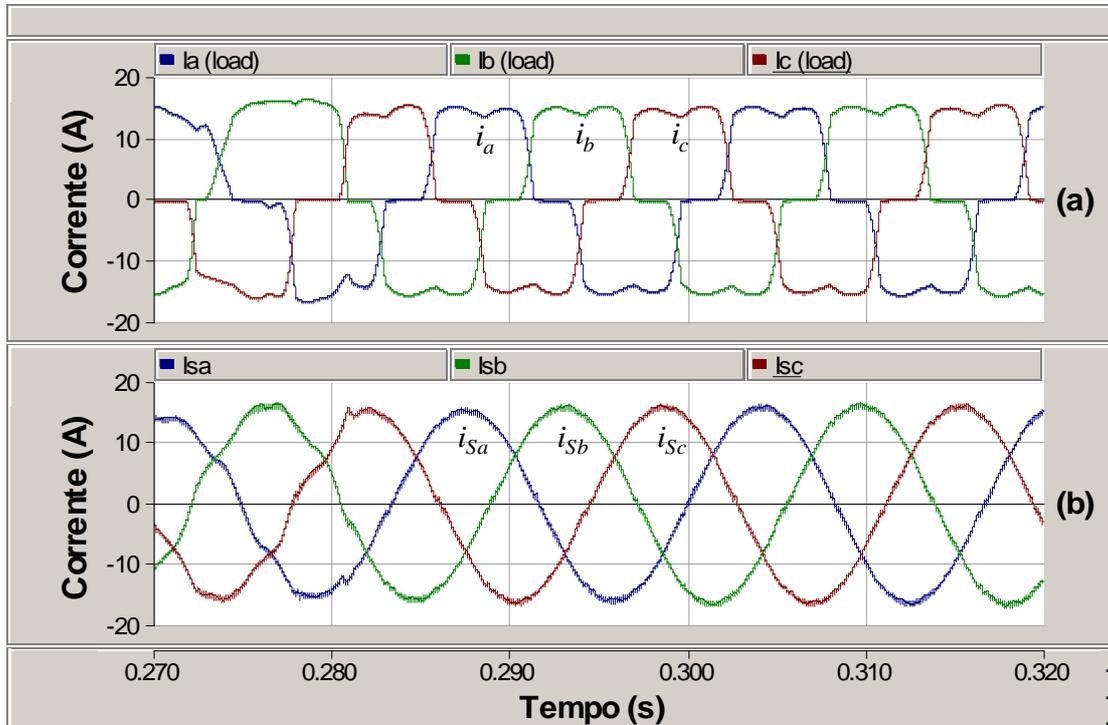


Figura 5-31: Corrente de Carga e da Fonte com Filtro Passivo de Amortecimento Clássico no Conversor Paralelo – (a) Correntes de Carga; (b) Correntes Compensadas.

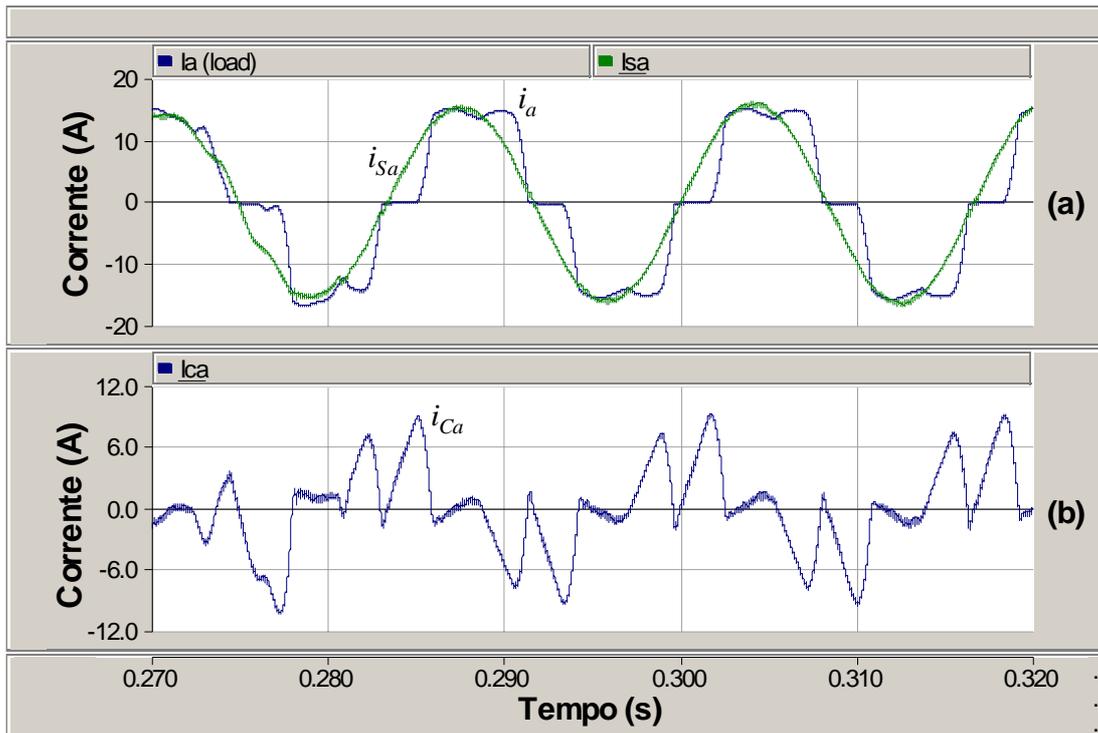


Figura 5-32: Correntes na Fase a com Filtro Passivo de Amortecimento Clássico no Conversor Paralelo – (a) Correntes de Carga e Compensada na Fase a ; (b) Corrente de Compensação Injetada na Fase a .

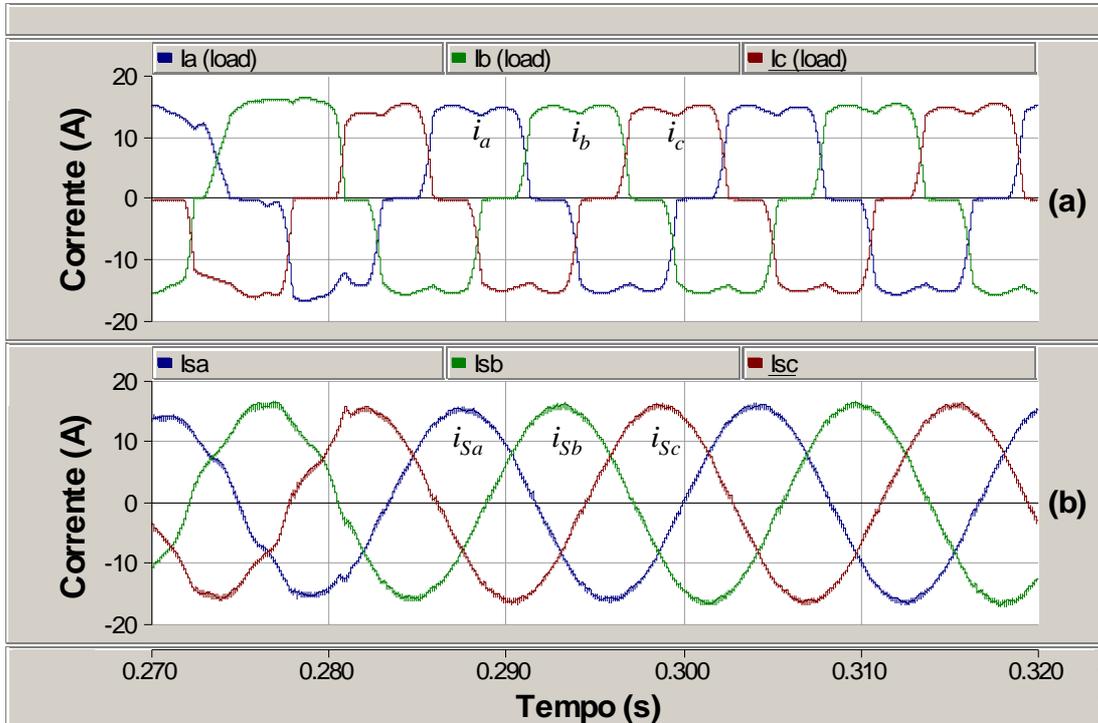


Figura 5-33: Corrente de Carga e da Fonte com Filtro Passivo de Amortecimento Paralelo no Conversor Paralelo – (a) Correntes de Carga; (b) Correntes Compensadas.

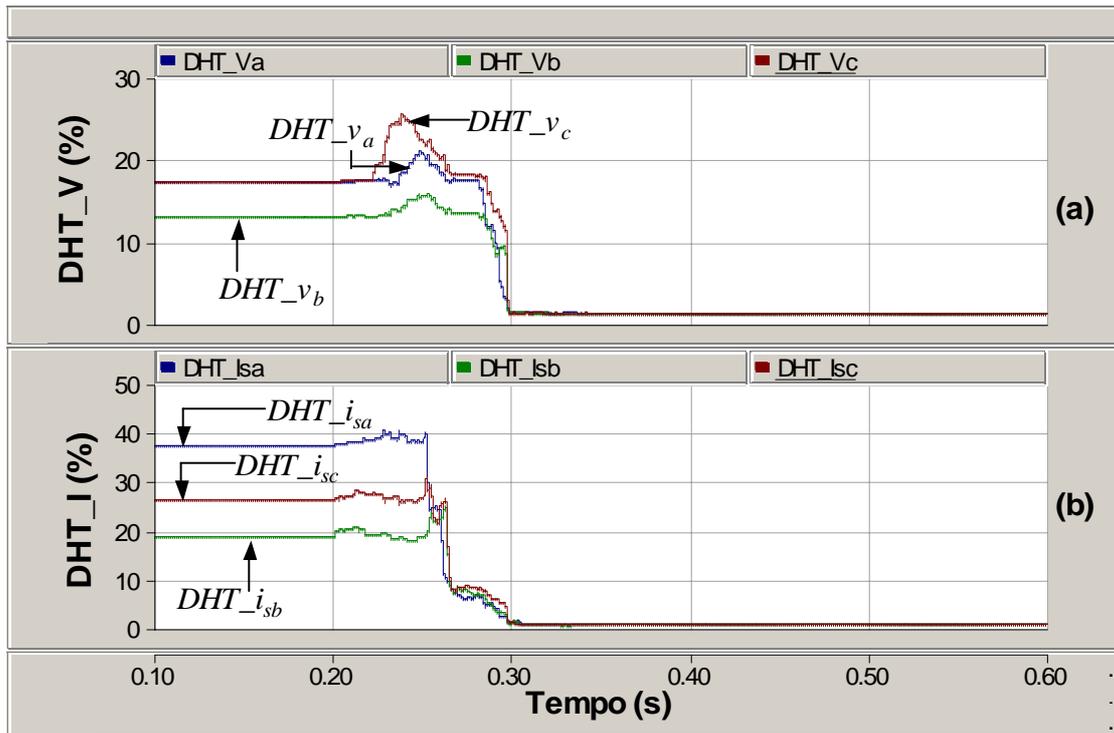


Figura 5-34: DHT das Tensões na Carga e das Correntes na Fonte com Filtro Passivo de Amortecimento Clássico no Conversor Paralelo - (a) DHT das Tensões na Carga; (b) DHT das Correntes na Fonte.

A Tabela 5-2 resume os valores de DHT nas tensões da Figura 5-28 b) e os valores de DHT de correntes na situação relacionada com a Figura 5-31 b).

Tabela 5-2 – Distorções Harmônicas Totais de Tensões e Correntes.

	DHT_V (%)	DHT_I (%)
UPQC Ligado	$DHT_{v_a} = 1,59$	$DHT_{i_{sa}} = 1,16$
	$DHT_{v_b} = 1,45$	$DHT_{i_{sb}} = 1,08$
	$DHT_{v_c} = 1,49$	$DHT_{i_{sc}} = 1,13$

Os desequilíbrios verificados nas tensões e correntes compensadas foram $fd_V(\%) = 1,47 \%$ e $fd_I(\%) = 0,58 \%$, respectivamente.

A utilização do condicionador *UPQC* operando com o filtro passivo com amortecimento paralelo na saída do conversor paralelo resultou nos seguintes valores:

- DHT_V (%): $DHT_{v_a}=1,36\%$; $DHT_{v_b}=1,32\%$; $DHT_{v_c}=1,41\%$;
- DHT_I (%): $DHT_{i_{sa}}=1,10\%$; $DHT_{i_{sb}}=1,07\%$; $DHT_{i_{sc}}=1,11\%$.

O comportamento dinâmico do *UPQC* controlado pelo algoritmo relatado no Capítulo 4 pode ser verificado na Figura 5-35, que ilustra a diferença entre a tensão de seqüência positiva estimada na fase a e a tensão na fase a medida sem a interferência dos harmônicos de tensão e o desequilíbrio de seqüência negativa ($v_{desvio_a} = v^+_{1a} - v_{sa1}$). Foi imposto o mesmo aumento de freqüência de 3 Hz considerado no caso da Figura 5-26 da subseção 5.4.2.

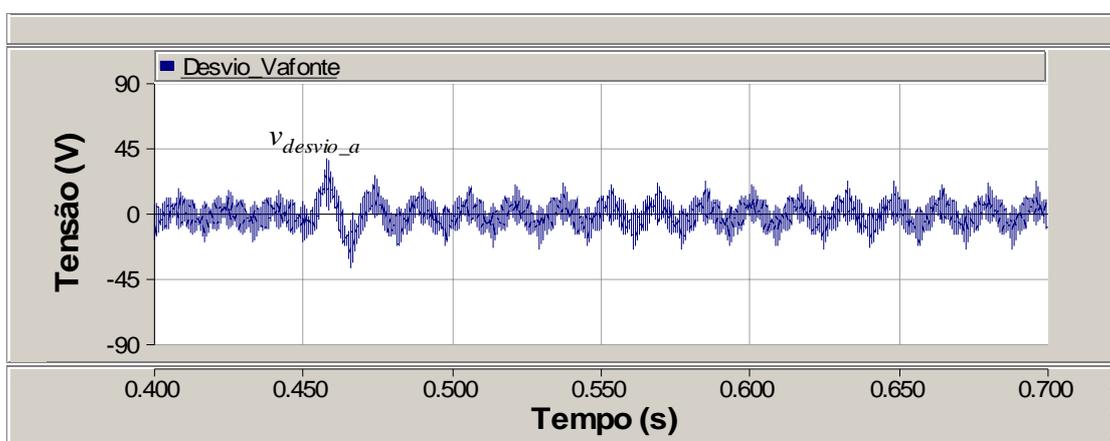


Figura 5-35: Diferença Entre as Tensões Estimada de Seqüência Positiva e Fonte na Fase *a* com Filtro Passivo com Amortecimento Clássico no Conversor Paralelo.

Neste contexto, a Figura 5-36 ilustra um detalhe com duração de 30 ms da variação do desvio de tensão mostrado na Figura 5-35 a partir do instante de tempo em que o degrau de freqüência foi imposto ao sistema.

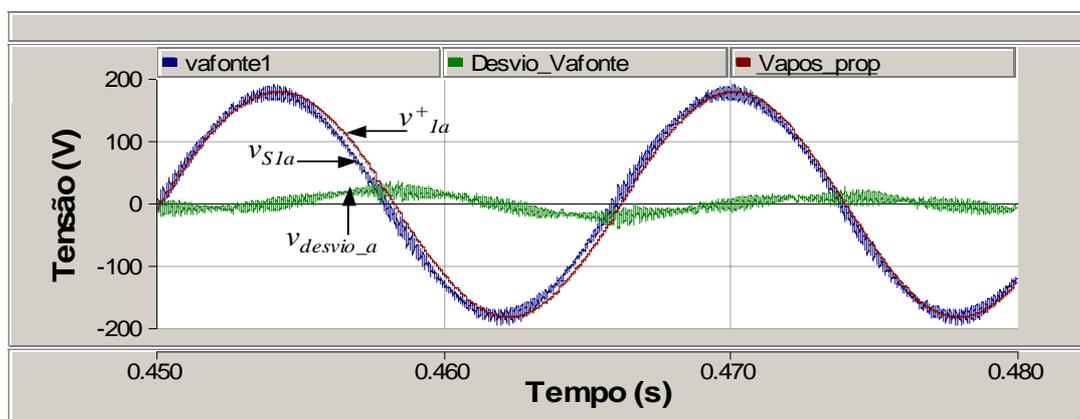


Figura 5-36: Detalhe da Figura 5-35 com as Tensões na Fonte e Estimada de Seqüência Postiva na Fase *a* com Filtro Passivo com Amortecimento Clássico no Conversor Paralelo.

5.4.3 Avaliação do Filtro de Saída do Conversor Paralelo

Os indutores de comutação dos filtros ativos série e paralelo devem atuar de forma a limitar a injeção de componentes na frequência de chaveamento dos conversores. Com base nos seus valores, especifica-se os parâmetros de uma determinada configuração de filtro passivo que possibilite um amortecimento e filtragem adequada. Diante da realização das simulações utilizando o circuito de potência baseado em valores próximos aos que seriam utilizados no protótipo implementado em laboratório, os pontos de partida foram as indutâncias de 1 mH e 750 μ H disponibilizadas para uso.

No dimensionamento dos componentes dos filtros passivos é importante estabelecer critérios a fim de propiciar um desempenho dentro das expectativas [67], como por exemplo:

- A frequência de ressonância f_c , deve ficar entre dez vezes a frequência da rede e metade da frequência de chaveamento;
- Ainda, é interessante frisar que o amortecimento do filtro deve limitar as oscilações associadas à frequência de ressonância, sem, contudo refletir em perdas elevadas e afetar muito a capacidade de filtragem.

Entretanto, neste trabalho um critério fundamental que também será considerado é que o valor da capacitância deve ser limitado pela influência no fator de potência, tendo em vista que a corrente drenada por esta capacitância pode influenciar de forma negativa o desempenho da filtragem paralela ativa. Isto porque esta não é computada no algoritmo de controle do filtro ativo paralelo, sendo que caso as tensões estejam distorcidas este problema se torna mais acentuado conforme mostrado nas Figuras 5-20 e 5-2 da sub-seção 5.4.1 e também nas Figuras 5-31 e 5-33 da subseção 5.4.2.

Apesar de seu desempenho inferior em relação aos outros tipos de topologias de filtros amortecidos relatados na sub-seção 2.3.1.1, devido à sua maior simplicidade o filtro amortecido de segunda ordem clássico foi a opção principal. A segunda opção foi o também simples filtro com amortecimento paralelo, o qual possui, após a frequência de corte, uma capacidade de atenuação de 40 db/década, sendo uma opção interessante para o nível baixo de potência que o protótipo irá operar. Primeiramente o filtro passivo da saída do conversor paralelo foi

especificado e, a partir deste foi realizada a determinação dos parâmetros do filtro passivo do conversor série. A Figura 5-37 apresenta a corrente compensada e a tensão de entrada, ambas na fase a , sendo o filtro passivo do conversor paralelo com amortecimento clássico, onde amplitude da corrente foi ampliada em seis vezes, de modo a facilitar a visualização da mesma. De forma análoga, a Figura 5-38 mostra as formas de ondas na fase a da tensão de entrada e da corrente compensada, quando o filtro passivo era com amortecimento paralelo.

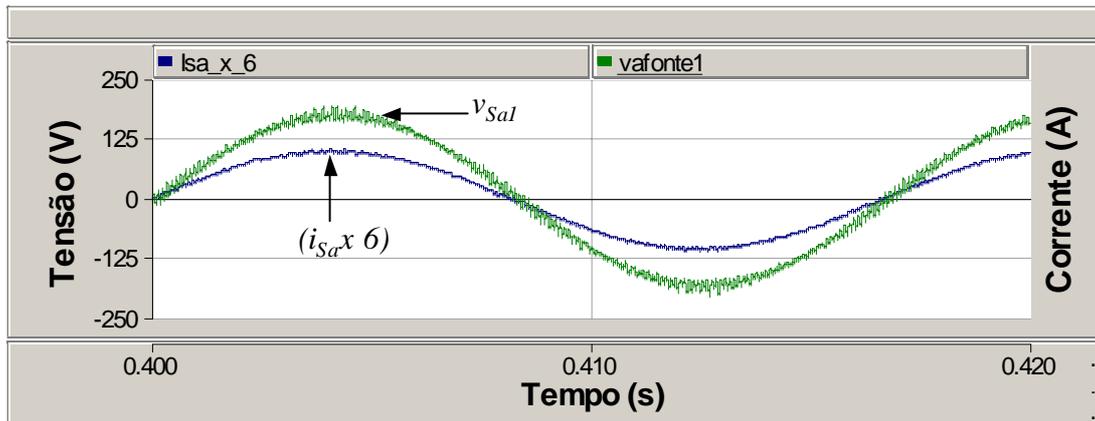


Figura 5-37: Detalhes da Tensão e Corrente na Fonte na Fase a com Filtro Passivo de Amortecimento Clássico no Conversor Paralelo.

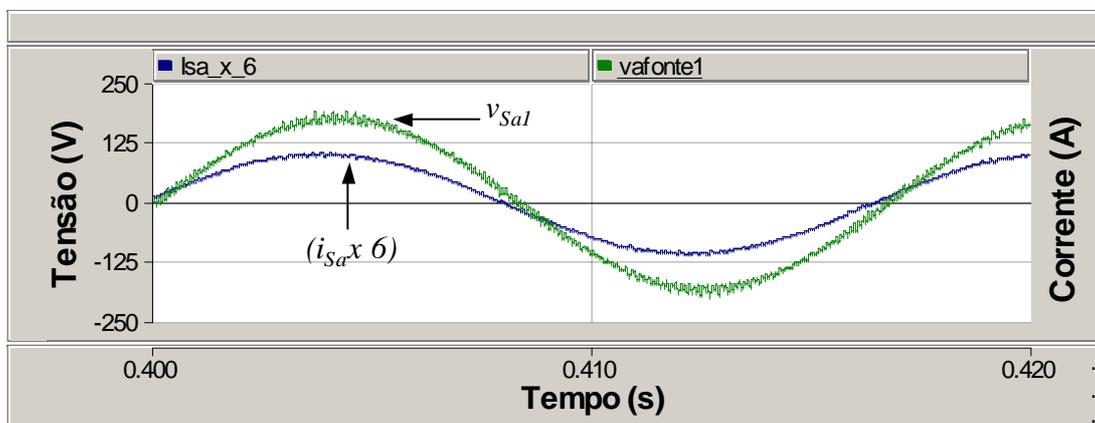


Figura 5-38: Detalhes da Tensão e Corrente na Fonte na Fase a com Filtro Passivo de Amortecimento Paralelo no Conversor Paralelo.

Estes dois casos fazem parte do conjunto de simulações realizadas na subseção 5.4.1 que envolvia o uso do controle simplificado do Capítulo 3 e que adotaram os parâmetros da seção 5.4 para os filtros passivos nas saídas dos conversores, respectivamente. Ressalta-se que nas duas situações, a tensão foi

medida na fase a sem considerar a influência dos harmônicos e o desbalanço de seqüência negativa que são inseridos pelas fontes monofásicas conectadas em série.

Nas duas situações anteriores, percebe-se que os valores dos fatores de potência são próximos da unidade, mais especificamente, no caso da Figura 5-37 utilizando cálculos baseados na Transformada Rápida de Fourier (*Fast Fourier Transform - FFT*) e Componentes Simétricas, foi constatado um avanço de fase de $\phi_1^+ = 1,3$ graus entre as componentes fundamentais de seqüência positiva da corrente compensada e da tensão na fonte na fase a . Em relação à Figura 5-38, os cálculos forneceram um valor de avanço de fase da corrente em relação à tensão de aproximadamente $\phi_1^+ = 5,4$ graus. Os valores das potências ativa e reativa associadas aos dois tipos de filtros passivos analisados no conversor paralelo foram:

- Filtro Passivo RLC de Segunda Ordem: $P_{\text{FILTI}} = 24 \text{ W}$, $Q_{\text{FILTI}} = -138 \text{ var}$;
- Filtro com Amortecimento Paralelo: $P_{\text{FILTI}} = 46 \text{ W}$, $Q_{\text{FILTI}} = -455 \text{ var}$.

A seguir serão apresentados os resultados considerando outras especificações para os dois tipos de filtros passivos avaliados nas saídas dos conversores paralelo e série, respectivamente.

Como citado em [67], a freqüência de corte para a filtragem deve ser especificada como tendo um valor considerado entre uma década acima da freqüência fundamental e abaixo da metade da freqüência de chaveamento, ou seja, $f_1 \cdot 10 < f_c < f_w / 2$. Contudo neste trabalho esta premissa não foi adotada diretamente, porque, de fato, além da capacidade de filtragem da freqüência de chaveamento, uma grande preocupação foi em relação ao filtro passivo que deve proporcionar no máximo 10% da potência reativa da carga, a fim de que este não represente uma parcela reativa significativa da corrente drenada da rede de suprimento.

A título de comparação serão considerados dois projetos, um com uma freqüência de corte especificada em $f_c = 1200 \text{ Hz}$ (correspondendo à freqüência logo acima do harmônico de ordem 19 e que se situa na faixa citada $f_1 \cdot 10 \leq f_c \leq f_w / 2$ e um outro baseado no percentual da potência reativa da carga. O fator de amortecimento ζ está relacionado com o fator de seletividade do filtro por $\zeta = (1/2Q)$. Com um fator de amortecimento unitário o pico de ressonância é minimizado, resultando em um fator de qualidade do filtro de $Q = 0,5$.

Em um filtro RLC amortecido de segunda ordem clássico a resistência será obtida por

$$R_A = 4\pi f_n L_f. \quad (5-12)$$

- Filtro do conversor paralelo especificado para operar em $f_c = 1200$ Hz (Filt_{_1_1}): sendo $L_{FP} = 750$ μ H, o capacitor será de $C_{FP} = 23,5$ μ F e o resistor de amortecimento resultante $R_A = 11,3$ Ω .
- Filtro do conversor paralelo especificado para representar cerca de 10 % da potência reativa de compensação (Filt_{_1_2}): Sendo a potência reativa em torno de $Q_{carga} = 1300$ var, tem-se $Q_{CFP} = 130$ var e $C_{FP} = 7$ μ F. Já que $L_{FP} = 750$ μ H, resulta em uma frequência de corte em torno de $f_c = 2196$ Hz e um resistor de amortecimento de $R_A = 20,6$ Ω .

No caso do filtro com amortecimento paralelo, a resistência de amortecimento R_{AP} e a capacitância em série com esta C_{AP} são calculadas conforme consta em (2-14), consideradas apenas para os filtros do conversor paralelo.

- Filtro do conversor paralelo especificado para operar em $f_c = 1200$ Hz (Filt_{_2_1}): sendo $L_{FP} = 750$ μ H, o capacitor terá o mesmo valor do caso anterior $C_{FP} = 23,5$ μ F e o Resistor de amortecimento e o capacitor de amortecimento calculados foram $R_{AP} = 5,6$ Ω e $C_{AP} = 94$ μ F, respectivamente;
- Filtro do conversor paralelo especificado para representar cerca de 10 % da potência reativa de compensação (Filt_{_2_2}): Com $Q_{CF} = 130$ var, $C_{FP} = 7$ μ F, $L_{FP} = 750$ μ H, e a frequência de corte em torno de $f_c = 2196$ Hz, resulta nos valores de $R_{AP} = 10,4$ Ω e $C_{AP} = 28$ μ F.

O filtro do conversor série (Filt_{_3_1}) foi especificado para $f_c = 1200$ Hz. Desta maneira, sendo $L_{FS} = 1$ mH, o capacitor será de $C_{FS} = 17,6$ μ F e o resistor de amortecimento indicado conforme (5-11) é $R_A = 15$ Ω . Contudo, neste filtro em particular, devido às características operacionais distintas do filtro ativo série em relação ao filtro ativo paralelo, pode-se especificar uma frequência de corte f_c inferior para este filtro passivo. Isto porque a maior frequência harmônica que deve ser compensada nas tensões é inferior ao valor da maior frequência a ser

compensada nas correntes de carga. Neste trabalho em particular foi considerado que a frequência do harmônico de ordem 19 representa o valor máximo a ser compensado. Em relação à compensação nas tensões, pode ser considerado uma frequência acima do sétimo harmônico como frequência de corte do filtro passivo do conversor série. Na Figura 5-39 constam os Diagramas de Bode dos quatro filtros passivos relacionados com o conversor paralelo e que foram verificados nesta subseção (Filt_{1_1}), (Filt_{1_2}), (Filt_{2_1}) e (Filt_{2_2}), respectivamente.

Adotando o filtro passivo do conversor série com os mesmos parâmetros citados na seção 5.4 e utilizados nas simulações das subseções 5.4.1 e 5.4.2 serão mostradas, a seguir, simulações com os filtros passivos (Filt_{1_1}), (Filt_{1_2}), (Filt_{2_1}) e (Filt_{2_2}) na saída do conversor paralelo, respectivamente.

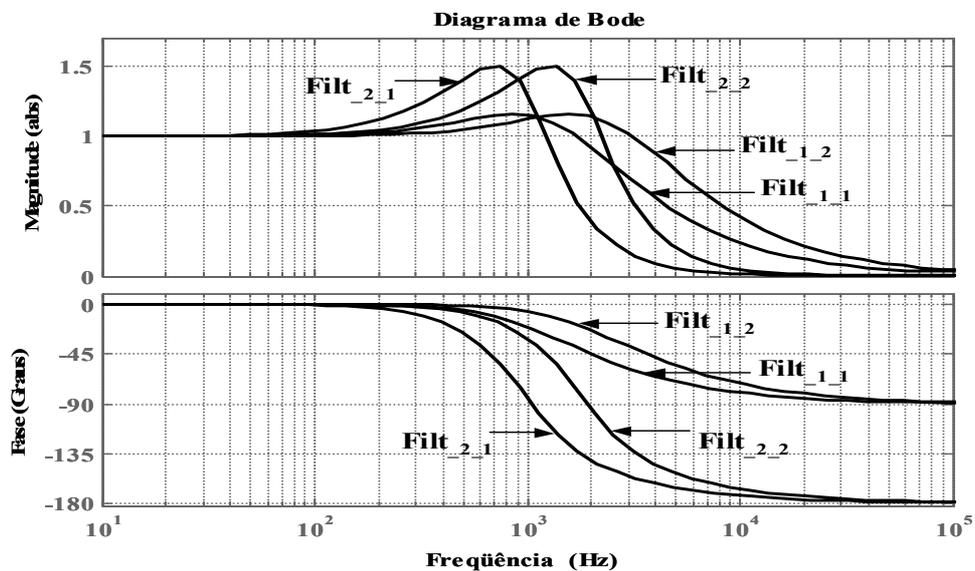


Figura 5-39: Diagramas de Bode dos Filtros Passivos para o Conversor Paralelo.

Na Figura 5-40 as formas de ondas da tensão fase-neutro de entrada e corrente compensada da fase *a* quando o filtro passivo Filt_{1_1} foi utilizado e, na Figura 5-41 a tensão fase-neutro de entrada e a corrente compensada na fase *a* no caso do uso do filtro passivo Filt_{1_2}. Quando foi usado o filtro passivo Filt_{1_1}, o avanço de fase entre a corrente e a tensão foi de $\phi_1^+ = 4,6$ graus e, no caso do filtro passivo Filt_{1_2}, o avanço de fase ficou em $\phi_1^+ = 1,2$ graus. Com o uso da configuração de filtro passivo com amortecimento paralelo na saída do conversor paralelo, tem-se como resultado a Figura 4-42 onde foram utilizados os parâmetros do filtro Filt_{2_1}, e a Figura 4-43 para a especificação do Filt_{2_2}.

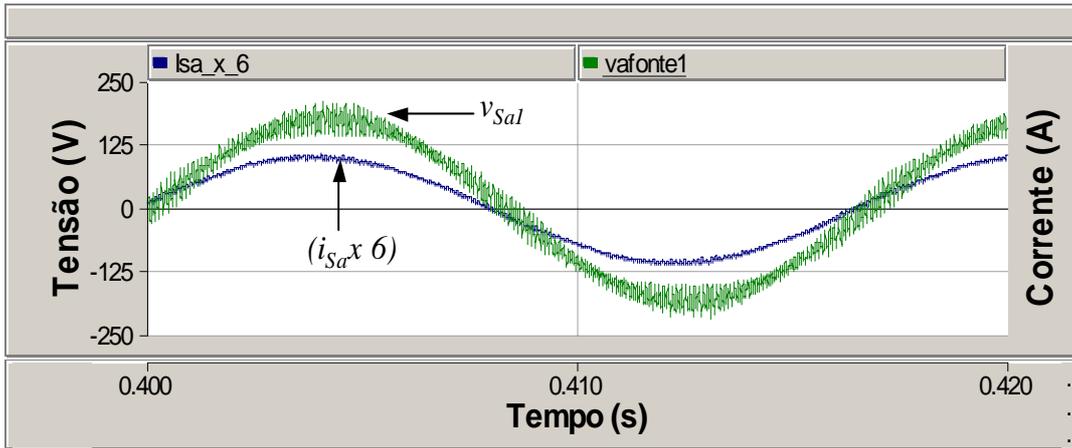


Figura 5-40: Detalhes da Tensão e Corrente na Fonte na Fase a – Uso dos Filt_{1_1} e Filt_{3_1}.

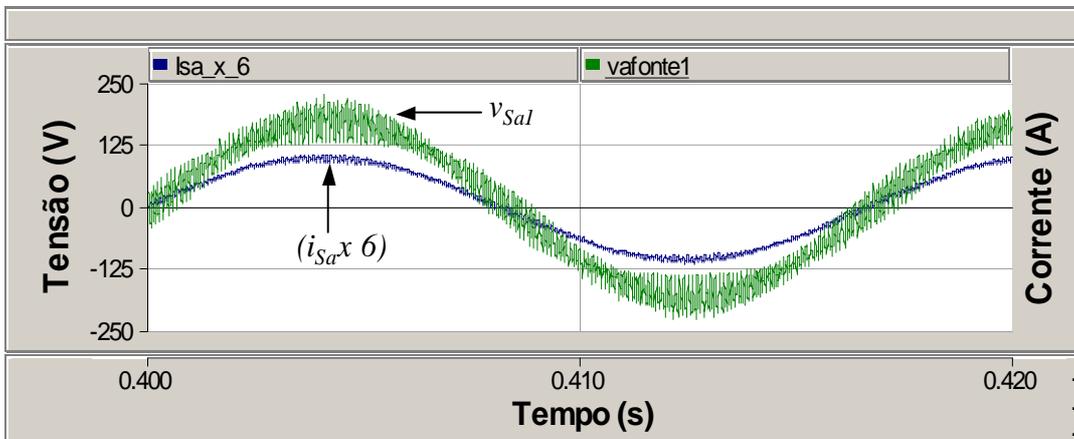


Figura 5-41: Detalhes da Tensão e Corrente na Fonte na Fase a – Uso dos Filt_{1_2} e Filt_{3_1}.

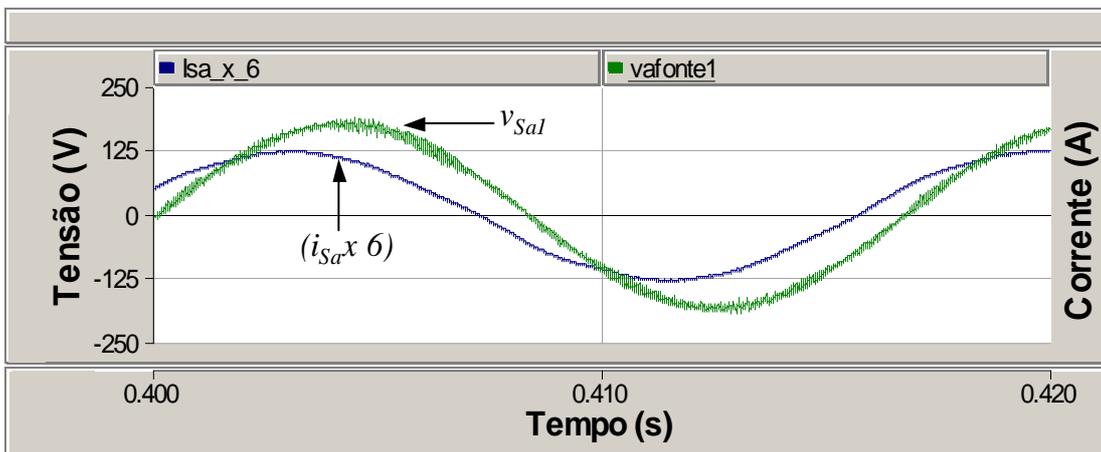


Figura 5-42: Detalhes da Tensão e Corrente na Fonte na Fase a – Uso dos Filt_{2_1} e Filt_{3_1}.

O avanço de fase entre as componentes fundamentais de seqüências positivas da tensão e corrente da entrada na fase a para o uso do filtro passivo Filt_{2_1} foi de $\phi_1^+ = 22,7$ graus. Em relação ao Filt_{2_2}, sua aplicação acarretou um avanço de fase de $\phi_1^+ = 7,29$ graus.

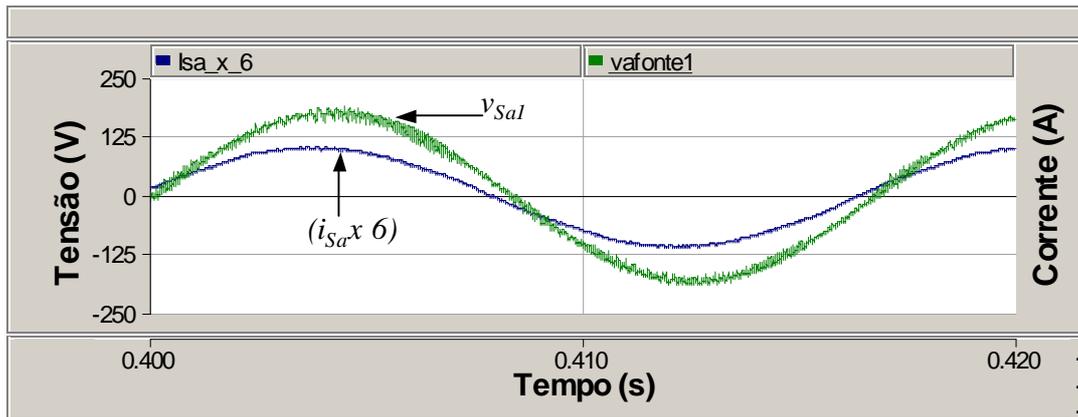


Figura 5-43: Detalhes da Tensão e Corrente na Fonte na Fase *a* – Usos do Filt_{2_2} e Filt_{3_1}.

Os valores das potências ativa e reativa dos quatro filtros passivos (Filt_{1_1}), (Filt_{1_2}), (Filt_{2_1}) e (Filt_{2_2}) foram:

- Filtro Passivo Filt_{1_1}: $P_{\text{FILT}_{1_1}} = 76,3 \text{ W}$, $Q_{\text{FILT}_{1_1}} = -126,1 \text{ var}$;
- Filtro Passivo Filt_{1_2}: $P_{\text{FILT}_{1_2}} = 94,7 \text{ W}$, $Q_{\text{FILT}_{1_2}} = -413,6 \text{ var}$;
- Filtro Passivo Filt_{2_1}: $P_{\text{FILT}_{2_1}} = 343,4 \text{ W}$, $Q_{\text{FILT}_{2_1}} = -2,15 \text{ kvar}$;
- Filtro Passivo Filt_{2_2}: $P_{\text{FILT}_{2_2}} = 59,5 \text{ W}$, $Q_{\text{FILT}_{2_2}} = -634,3 \text{ var}$.

Os resultados mostraram que somente o filtro passivo com amortecimento paralelo (Filt_{2_2}) resultou em um melhor desempenho que os obtidos na subseção 5.4.1 em termos de DHT e poderia ser adotado mesmo com um maior avanço de fase e perdas superior. A seguir serão apresentadas as análises com os parâmetros dos filtros passivos de ambos os conversores do *UPQC*, modificados conforme citado nesta subseção. Assim, o filtro passivo do conversor série será (Filt_{3_1}), e o filtro passivo do conversor paralelo será ora (Filt_{1_1}) e, em outra situação (Filt_{1_2}), sendo que estes filtros serão utilizados devido à disponibilidade dos valores de capacitores e resistores no laboratório.

A resposta em frequência do circuito de potência do *UPQC* foi realizada considerando o circuito equivalente mostrado na Figura 5-44. O intuito é analisar a relação entre grandezas relativas às saídas dos conversores com as grandezas de compensação em cada conversor. Nesta situação, conforme realizado em [32], foram analisadas as respostas em frequência das funções de transferências $v_f(s) / v_{fs}(s)$ e $i_f(s) / i_{fp}(s)$, relativas à tensão e corrente nos conversores série e paralelo,

respectivamente. A relação de transformação do transformador monofásico é 1:1, e a indutância equivalente da fonte foi representada por $L_S = 0,5$ mH.

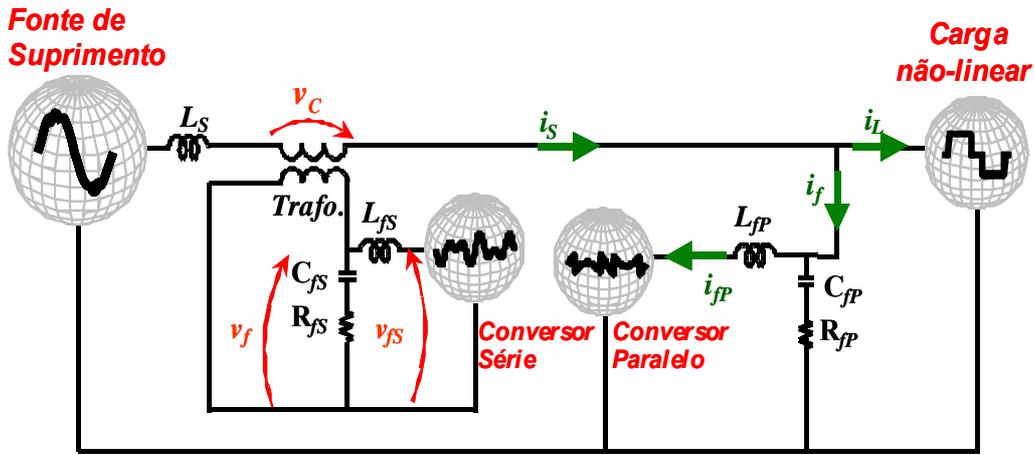


Figura 5-44: Circuito Simplificado para Análise da Resposta em Frequência.

- **Obtenção de $i_f(s) / i_{fP}(s)$:**

O equivalente do filtro RLC do conversor série é somado à impedância do sistema de suprimento resultando na impedância equivalente

$$Z_{eq1} = L_S s + \frac{L_{fS} s \left(R_{fS} + \frac{1}{C_{fS} s} \right)}{L_{fS} s + \left(R_{fS} + \frac{1}{C_{fS} s} \right)}. \quad (5-13)$$

Por fim, a relação $i_f(s) / i_{fP}(s)$ é dada por

$$\frac{i_f(s)}{i_{fP}(s)} = \frac{\left(R_{fP} + \frac{1}{C_{fP} s} \right)}{Z_{eq1} + \left(R_{fP} + \frac{1}{C_{fP} s} \right)}. \quad (5-14)$$

- **Obtenção de $v_f(s) / v_{fS}(s)$:**

O equivalente do filtro RC do conversor paralelo é somado à impedância do sistema de suprimento resultando em

$$Z_{eq2} = L_S s + \left(R_{fP} + \frac{1}{C_{fP} s} \right). \quad (5-15)$$

Uma outra impedância equivalente Z_{eq3} é obtida a partir do paralelo entre a impedância equivalente Z_{eq2} dada em (5-14) com o filtro RC do conversor série.

$$Z_{eq3} = \frac{Z_{eq2} \left(R_{fS} + \frac{1}{C_{fS}s} \right)}{Z_{eq2} + \left(R_{fS} + \frac{1}{C_{fS}s} \right)}. \quad (5-16)$$

A relação $v_f(s) / v_{fS}(s)$ é dada por

$$\frac{v_f(s)}{v_{fS}(s)} = \frac{Z_{eq3}}{Z_{eq3} + L_S s}. \quad (5-17)$$

A Figura 5-45 ilustra a magnitude das respostas em frequência das expressões (5-13) e (5-16), considerando o filtro passivo Filt_{1_1} na saída do conversor paralelo e dois conjuntos de filtros passivos usados, um por vez, na saída do conversor série. Assim, para Filt_{1_1} e o filtro passivo do conversor série citado na seção 5.4, as funções de transferências dadas por (5-14) e (5-17) são denominadas por dois conjuntos:

$$\Rightarrow \text{a relação } (i_f(s) / i_{fP}(s)) = FT_{I_C1};$$

$$\Rightarrow \text{a relação } (v_f(s) / v_{fS}(s)) = FT_{V_C1}.$$

Na utilização dos filtros passivos Filt_{1_1} e Filt_{3_1} as funções de transferências (5-14) e (5-17) serão denominadas como:

$$\Rightarrow \text{a relação } (i_f(s) / i_{fP}(s)) = FT_{I_C1M};$$

$$\Rightarrow \text{a relação } (v_f(s) / v_{fS}(s)) = FT_{V_C1M}.$$

Utilizando-se Filt_{1_2} e o filtro passivo do conversor série citado na seção 5.4 as funções de transferências dadas por (5-14) e (5-17) são denominadas por:

$$\Rightarrow \text{a relação } (i_f(s) / i_{fP}(s)) = FT_{I_C2};$$

$$\Rightarrow \text{a relação } (v_f(s) / v_{fS}(s)) = FT_{V_C2}.$$

Para os filtros passivos Filt_{1_2} e Filt_{3_1} as funções de transferências (5-14) e (5-17) serão denominadas como:

$$\Rightarrow \text{a relação } (i_f(s) / i_{fP}(s)) = FT_{I_C2M};$$

$$\Rightarrow \text{a relação } (v_f(s) / v_{fS}(s)) = FT_{V_C2M}.$$

A Figura 5-45 ilustra as magnitudes das respostas em frequência das relações FT_{I_C1} , FT_{V_C1} , FT_{I_C1M} e FT_{V_C1M} , respectivamente.

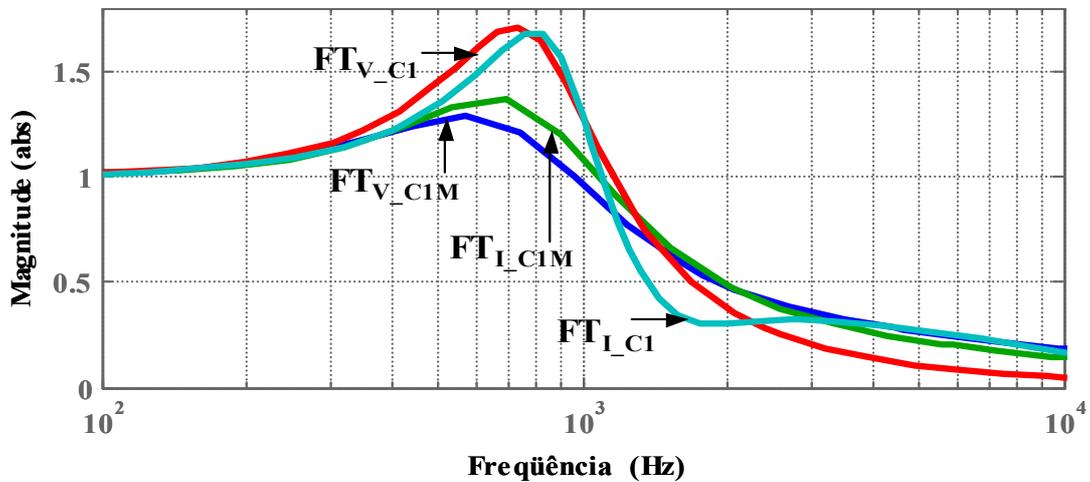


Figura 5-45: Magnitudes das Respostas em Frequências das Funções de Transferências (5-14) e (5-17) Para FT_{I_C1} , FT_{I_C1M} , FT_{V_C1} e FT_{V_C1M} .

A Figura 5-46 ilustra as magnitudes das respostas em frequência das relações FT_{I_C2} , FT_{V_C2} , FT_{I_C2M} e FT_{V_C2M} , respectivamente.

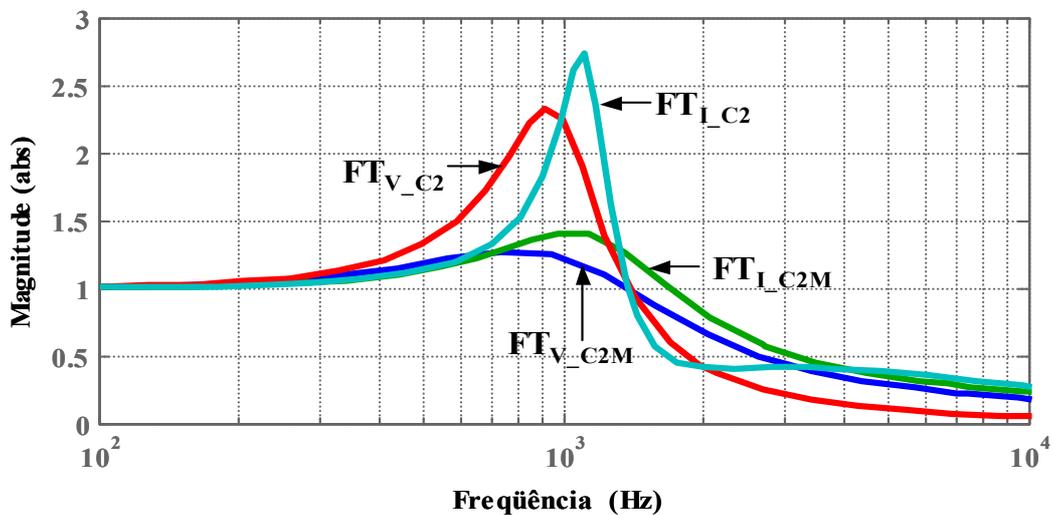


Figura 5-46: Magnitudes das Respostas em Frequências das Funções de Transferências (5-14) e (5-17) Para FT_{I_C2} , FT_{I_C2M} , FT_{V_C2} e FT_{V_C2M} .

Os resultados obtidos nas simulações realizadas nas subseções 5.4.1 e 5.4.2 mostraram que os filtros passivos tiveram um bom desempenho geral nos três pontos analisados: capacidade de filtragem, operação amortecida e pouca influência no fator de potência. Entretanto, pelas magnitudes das respostas em frequências de (5-14) e (5-17), FT_V e FT_I na Figura 5-47, tem-se um indicativo de que os valores

dos mesmos necessitam ser otimizados em relação ao amortecimento, fato que num primeiro momento pode ser realizado por um ajuste nos valores das resistências. Pensando apenas em termos do filtro com amortecimento clássico, o interessante é partir dos valores determinados para os filtros $Filt_{1,1}$ e $Filt_{1,2}$ que são amortecidos, mas com capacidade de filtragem inferior. Ou seja, realizar uma adequação entre os valores destes dois filtros, a partir dos parâmetros do filtro do conversor série $Filt_{3,1}$ fixado, sendo que, posteriormente, este valor também poderá ter um ajuste fino. Estes ajustes deverão ser baseados em simulações da operação do *UPQC* e de verificações da resposta em frequência em sistemas simplificados, como os representados por (5-14) e (5-17).

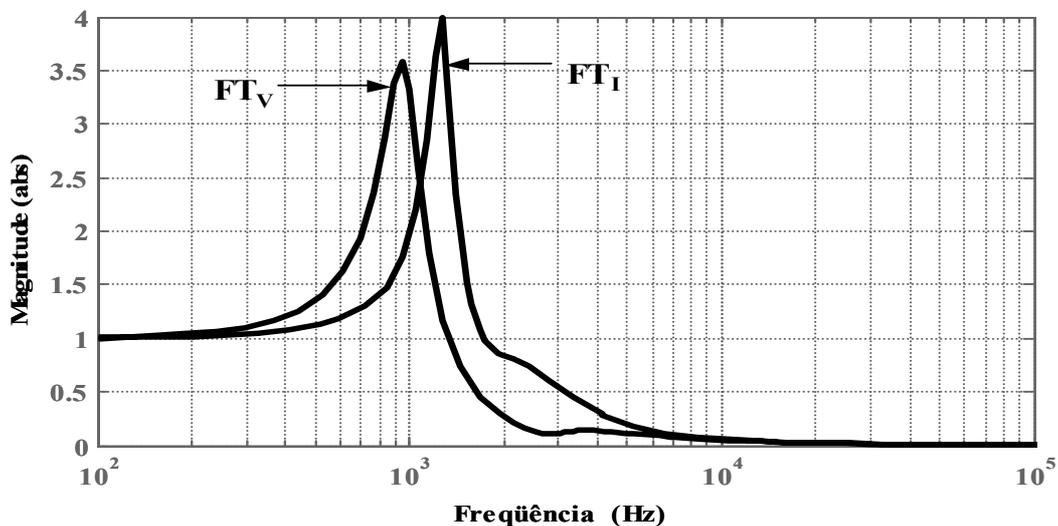


Figura 5-47: Magnitudes das Respostas em Frequências das Funções de Transferência (5-14) e (5-17) Para FT_V e FT_I .

5.4.4 Simulações Adicionais do Controle do Capítulo 4

Devido ao fato deste controle necessitar de um processamento computacional mais elevado, serão considerados alguns resultados de simulações com o mesmo operando em uma frequência de amostragem inferior aquela estabelecida nas simulações nas subseções 5.4.1 e 5.4.2, sendo assim o valor desta frequência foi especificada em $f_{sl} = 12,6$ kHz. Alguns parâmetros foram mantidos e outros alterados, sendo que, a seguir, são apresentados os parâmetros do sistema que foram modificados, além dos ganhos dos controladores PI do controle de corrente citados na subseção 5.3.1.

- Tensões de entrada: 11,11 % de desequilíbrio de seqüência negativa, 10 % do quinto harmônico e 6,67 % do sétimo harmônico;
- Frequência de chaveamento adotada para os conversores série e paralelo nas simulações que utilizaram o algoritmo do capítulo 4: $f_{CW} = 6300$ Hz (Frequência de amostragem de $f_s = 12600$ Hz – adotou-se o processo de amostragem regular assimétrica);
- Filtro Passivo de Saída do Conversor Paralelo (Filtro RLC amortecido de segunda ordem clássico):
 - $f_c = 1200$ Hz: $L_{FP} = 750$ μ H; $R_A = 8$ Ω ; $C_{FP} = 23,5$ μ F.
- Filtro Passivo de Saída do Conversor Série (Filtro RLC amortecido de segunda ordem clássico):
 - $f_c = 821$ Hz: $L_{FS} = 1$ mH; $R_A = 8$ Ω ; $C_{FS} = 50$ μ F.

As formas de ondas das tensões de entrada e compensadas estão mostradas na Figura 5-48 a) e Figura 5-48 b), respectivamente, e as correntes da carga e compensadas podem ser vistas na Figura 5-49 a) e Figura 5-49 b), respectivamente.

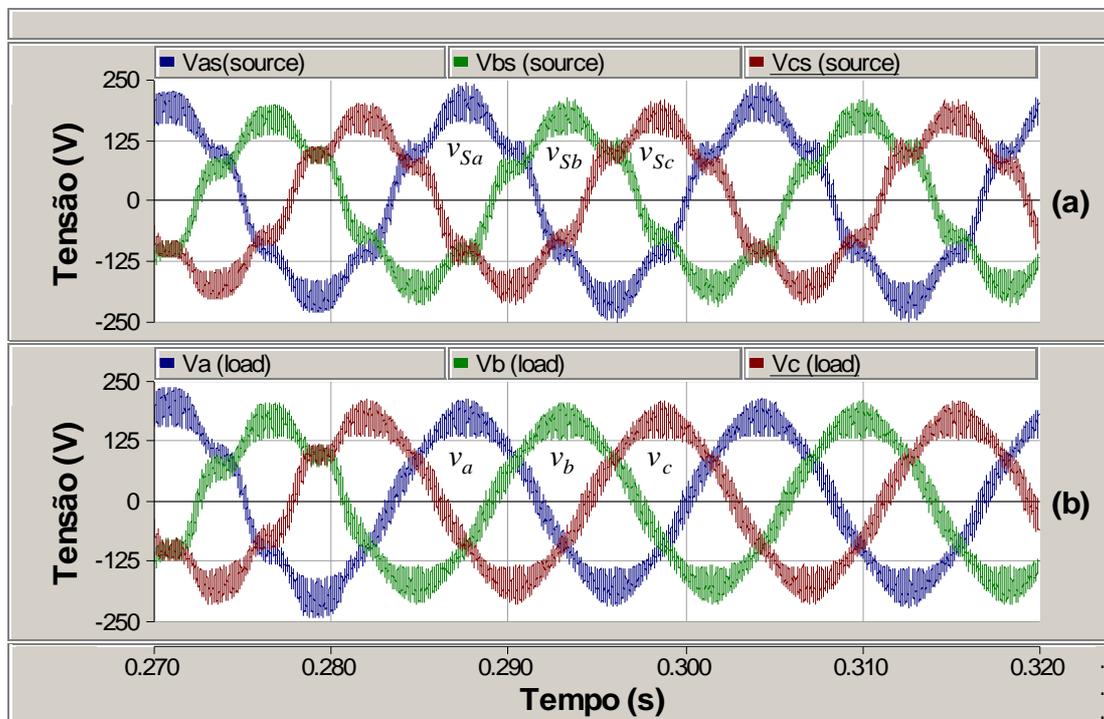


Figura 5-48: Tensões Fase-Neutro do Sistema de Suprimento e da Carga com Filtro Passivo de Amortecimento Clássico no Conversor Paralelo– (a) Tensões de Entrada; (b) Tensões Compensadas.

Similarmente à Tabela 5-1, os valores médios das DHT das tensões de correntes compensadas relativas a este caso em particular constam na Tabela 5-3. Os valores dos fatores de desequilíbrios de tensões e correntes sem o *UPQC* foram $fd_V(\%) = 11,2 \%$ e $fd_I(\%) = 15,56 \%$, respectivamente. Após a compensação os fatores de desequilíbrios de tensão e corrente foram de $fd_V(\%) = 1,32 \%$ e $fd_I(\%) = 0,88 \%$, respectivamente.

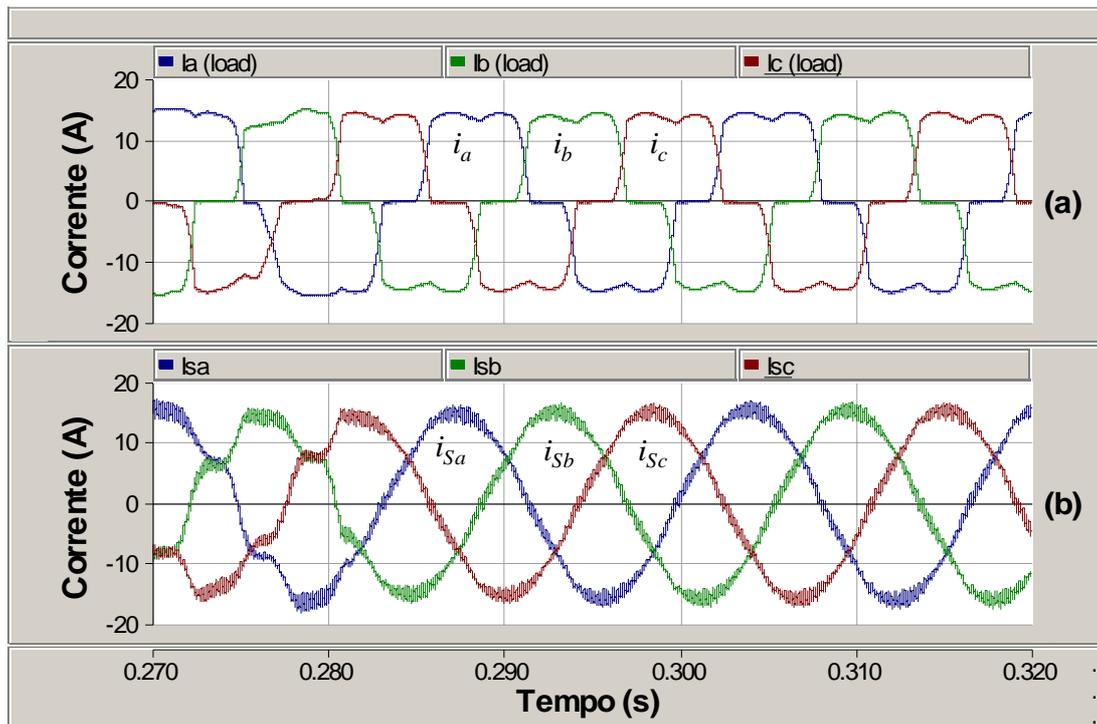


Figura 5-49: Corrente de Carga e da Fonte com Filtro Passivo de Amortecimento Clássico no Conversor Paralelo – (a) Correntes de Carga; (b) Correntes Compensadas.

Conforme comentado na subseção 5.4.1 a influência dos distúrbios (desequilíbrio e harmônicos) impostos a fonte de suprimento levam ao conjunto $R_A = 8 \Omega$ e $C_{FP} = 23,5 \mu\text{F}$ do filtro RLC do conversor paralelo a drenar principalmente uma corrente harmônica considerável. Como esta corrente não é considerada no algoritmo de obtenção das correntes de referência do filtro ativo paralelo, o resultado é que as correntes drenadas da fonte apresentam distorções relacionadas com os harmônicos drenados pelos capacitores do filtro passivo. Com a entrada em operação do filtro ativo série em $t = 0,28 \text{ s}$, os distúrbios nas tensões são compensados e o capacitor do filtro passivo RLC do conversor paralelo não pode drenar mais correntes harmônicas. Desta forma, este problema é contornado e a corrente é compensada corretamente conforme mostrado na Figura 5-49 b).

Tabela 5-3 – Distorções Harmônicas Totais de Tensões e Correntes.

	DHT_V (%)	DHT_I (%)
UPQC Desligado	$DHT_{v_a} = 11,82$	$DHT_{i_{s_a}} = 17,48$
	$DHT_{v_b} = 14,01$	$DHT_{i_{s_b}} = 24,46$
	$DHT_{v_c} = 14,17$	$DHT_{i_{s_c}} = 29,13$
UPQC Ligado	$DHT_{v_a} = 1,96$	$DHT_{i_{s_a}} = 1,72$
	$DHT_{v_b} = 2,0$	$DHT_{i_{s_b}} = 1,75$
	$DHT_{v_c} = 2,03$	$DHT_{i_{s_c}} = 1,73$

O comportamento dinâmico do *UPQC* para estas condições é mostrado na Figura 5-50, onde foi imposto um afundamento da tensão de entrada para 0,557 pu em 0,4 s até 0,45 s, e ainda em 0,4 s a frequência do sistema de suprimento é elevada definitivamente para $f = 62,5$ Hz. A Figura 5-52 ilustra o comportamento da diferença entre a tensão de seqüência positiva da fase *a* e a tensão também na fase *a*, sendo esta última medida sem sofrer a interferência dos harmônicos de tensão e o desbalanço de seqüência negativa ($desvio_a = v_{1a}^+ - v_{sa1}$) impostos pelas fontes monofásicas. A princípio, o sistema mantém uma dinâmica rápida, pois atinge a condição de regime como no caso em que o sistema operava na frequência de amostragem das simulações das subseções 5.4.1 e 5.4.2.

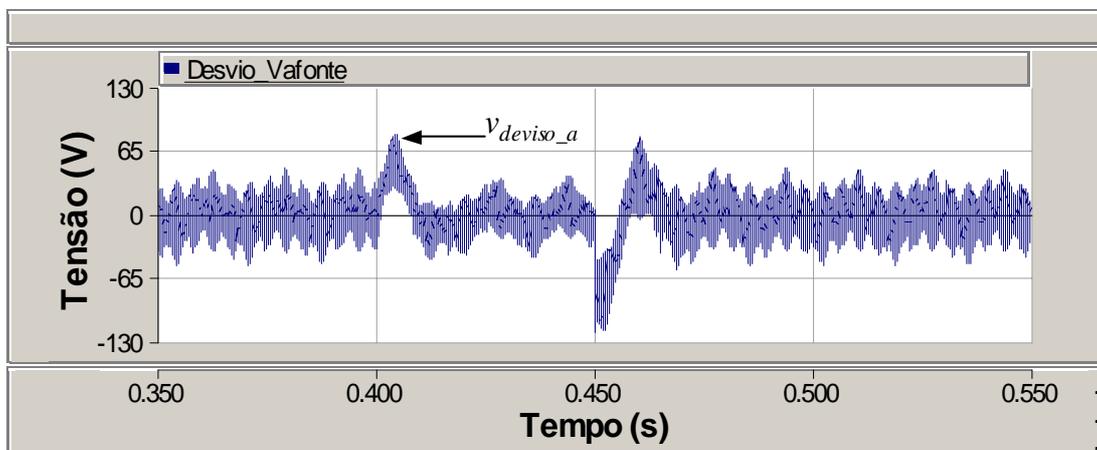


Figura 5-50: Diferença Entre as Tensões Estimada de Seqüência Positiva e da Fonte na Fase *a*.

Uma ampliação na variação do desvio de tensão ($desvio_a = v^+_{1a} - v_{sa1}$) mostrado na Figura 5-50 de 0,39 s até 0,43 s juntamente com as formas de ondas da tensão de seqüência positiva estimada v^+_{1a} e a tensão medida na fonte v_{sa1} estão mostrados na Figura 5-51.

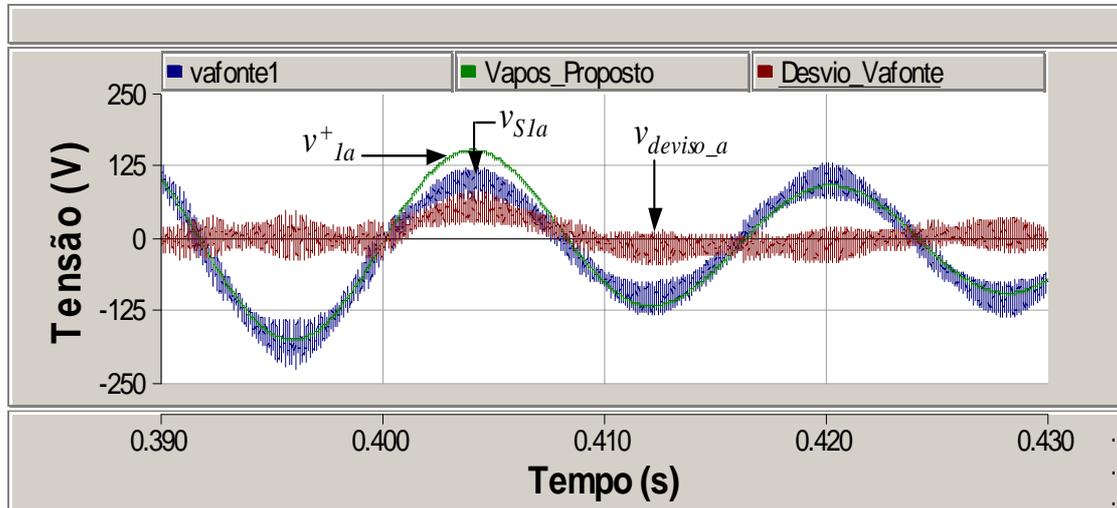


Figura 5-51: Detalhe da Figura 5-50 com as Tensões na Fonte e Estimada na Fase *a*.

A seguir serão mostrados os resultados de simulações considerando que os parâmetros dos resistores e capacitores dos filtros passivos RLC amortecidos de segunda ordem clássico nas saídas dos conversores usados nesta subseção foram substituídos por valores utilizados nas simulações nas subseções 5.4.1 e 5.4.2 ($R_A = 2,8 \Omega$, $C_{FP} = 6,67 \mu\text{F}$ para o conversor paralelo e $R_A = 2 \Omega$, $C_{FS} = 20 \mu\text{F}$ para o conversor série).

As formas de ondas das tensões de entrada e compensadas para esta nova situação estão ilustradas na Figura 5-52 a) e Figura 5-52 b), respectivamente, e as correntes da carga e compensadas também para este caso estão apresentadas na Figura 5-53 a) e Figura 5-53 b), respectivamente.

A Tabela 5-4 mostra os valores de DHT das tensões da Figura 5-54 b) e os valores de DHT de correntes da Figura 5-55 b). Nesta situação os níveis de desequilíbrio nas tensões e correntes compensadas foram de $fd_V(\%) = 1,11 \%$ e $fd_I(\%) = 0,67 \%$, respectivamente.

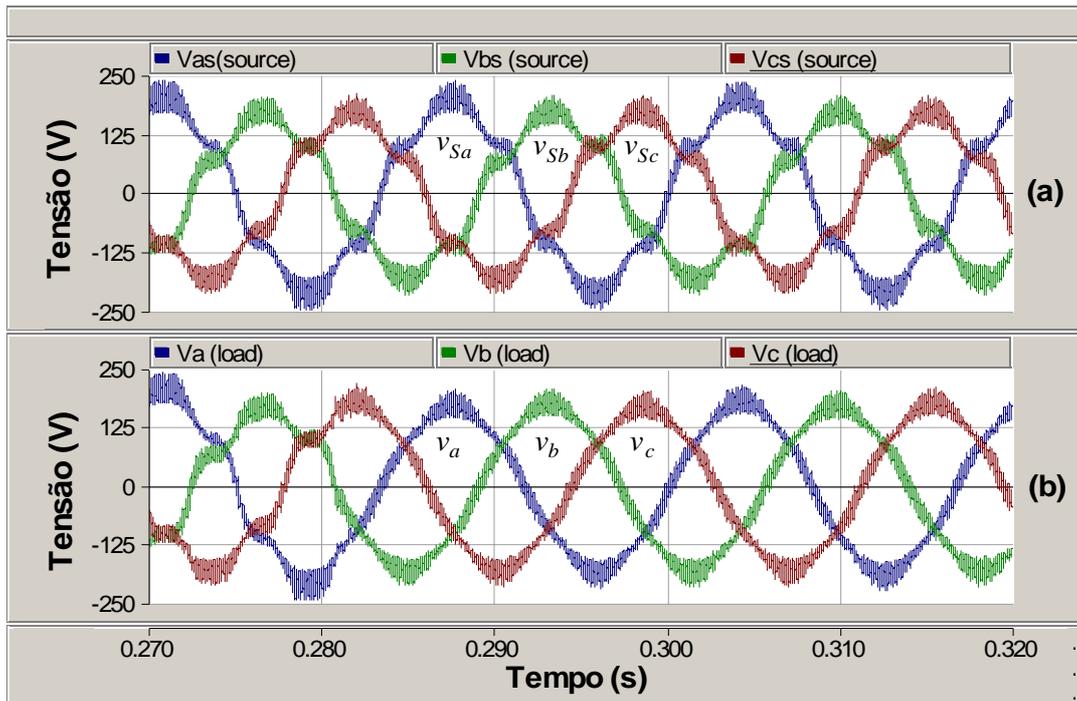


Figura 5-52: Tensões Fase-Neutro do Sistema de Suprimento e da Carga com Filtros Passivos Citados nas Subseções 5.4.1 e 5.4.2 – (a) Tensões de Entrada; (b) Tensões Compensadas.

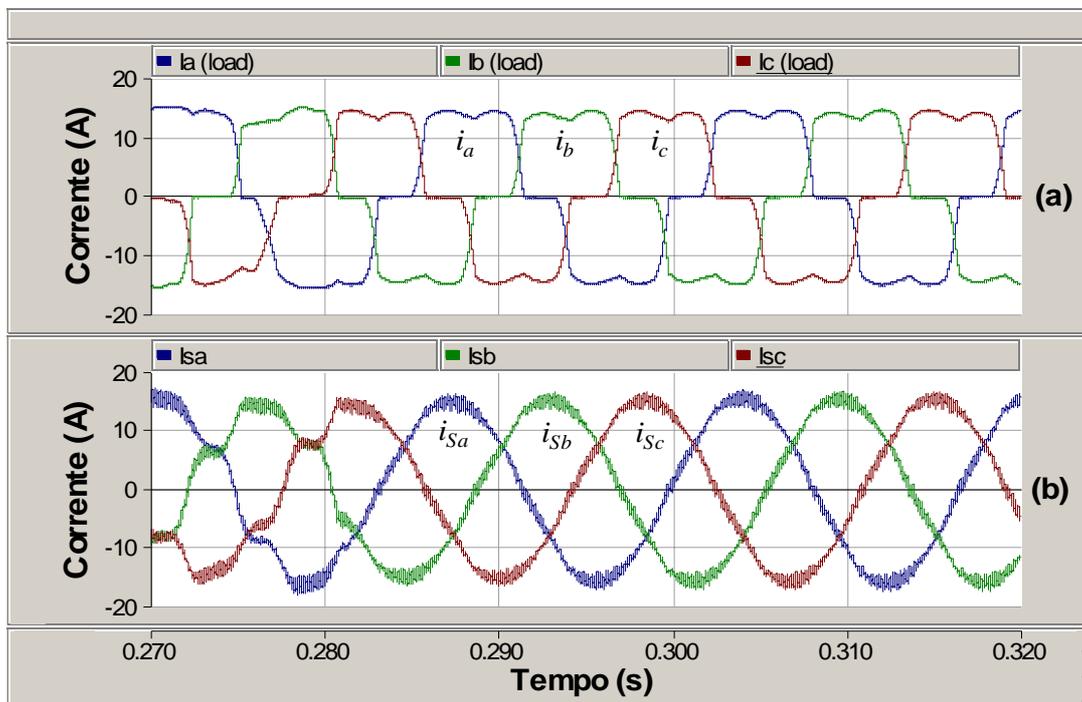


Figura 5-53: Corrente de Carga e da Fonte com Filtros Passivos Citados nas Subseções 5.4.1 e 5.4.2 – (a) Correntes de Carga; (b) Correntes Compensadas.

As magnitudes obtidas nos Diagramas de *Bode* de (5-13) e (5-16), que utilizam os filtros passivos das subseções 5.4.1 e 5.4.2 e as magnitudes obtidas por

(5-13) e (5-16) usando os filtros passivos especificados nesta sub-seção estão mostradas na Figura 5-54, representados por FT_V , FT_I , FT_{VM} e FT_{IM} , respectivamente. Novamente, o problema da acentuada falta de amortecimento indicado pelas magnitudes das respostas em frequência FT_V e FT_I da Figura 5-54 não ficaram evidentes tanto no resultado da Figura 5.53 b), e também nas correntes na Figura 5.53 b).

Pode-se pensar ainda em dois pontos relacionados ao problema em questão, um favorável e outro desfavorável, que são as resistências dos elementos reais do sistema e as capacitâncias parasitas, respectivamente. A resposta em frequência de um sistema mais completo poderia indicar informações mais pontuais, embora já se sabe que existe uma condição desfavorável acentuada com o sistema tendo que operar nesta frequência de chaveamento inferior.

Tabela 5-4 – Distorções Harmônicas Totais de Tensões e Correntes.

	DHT_V (%)	DHT_I (%)
UPQC Ligado	$DHT_{va} = 2,5$	$DHT_{isa} = 1,49$
	$DHT_{vb} = 2,61$	$DHT_{isb} = 1,71$
	$DHT_{vc} = 2,58$	$DHT_{isc} = 1,34$

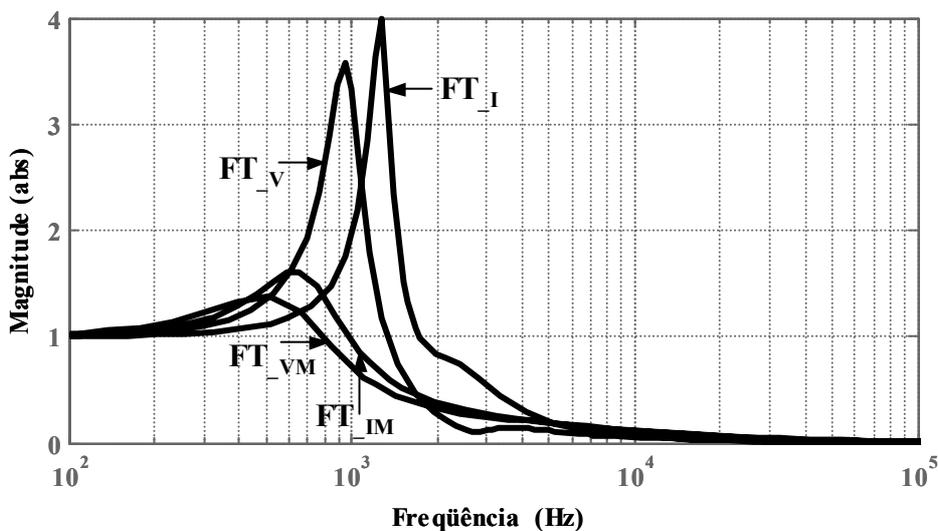


Figura 5-54: Magnitudes das Respostas em Frequências das Funções de Transferência (5-14) e (5-17) Para FT_I , FT_{IM} , FT_V e FT_{VM} .

5.5 Conclusões Parciais

Foram apresentados neste capítulo os aspectos gerais da modelagem do circuito de potência do *UPQC* realizada no programa PSCAD/EMTDC, além da modelagem dos controles de corrente e tensão utilizando do algoritmo de interpolação. Foram discutidos detalhamentos da malha de controle de corrente e obtenção dos parâmetros do controlador PI. O desempenho do modelo de condicionador foi avaliado em simulações em que foram adotadas frequências de amostragens f_{SI} e de chaveamentos f_{CW} similares às utilizadas em implementações práticas.

Os resultados das simulações mostraram que as duas estratégias de compensação responsáveis pela obtenção das tensões e correntes de referências dos capítulos 3 e 4, mostraram-se adequadas para aplicação no *UPQC* na compensação dos desequilíbrios e harmônicos nas tensões e correntes. Ficou esclarecido que a operação do filtro ativo paralelo de forma isolada ficou prejudicada pelos harmônicos nas tensões da fonte, visto que o filtro passivo do conversor paralelo drena correntes harmônicas a partir destas tensões da fonte. Isto é contornado pela atuação do filtro ativo série que compensa os harmônicos nas tensões.

O algoritmo do capítulo 4 que utiliza o *PLL* trifásico, ora proposto, propiciou ao *UPQC* uma dinâmica superior em relação ao caso que utilizou o algoritmo do capítulo 3 diante da variação da frequência. Cabe destacar que foi mostrada a operação do *UPQC* em uma frequência de amostragem de $f_{SI} = 12,6$ kHz e com $f_{CW} = 6,3$ kHz, tendo sido verificado um desempenho inferior na compensação dos desequilíbrios e harmônicos nas tensões e correntes, em relação à situação em que foram utilizadas as frequências de chaveamento e amostragem de $f_{CW} = 9,72$ kHz e $f_{SI} = 12,6$ kHz, respectivamente. Contudo, o *UPQC* compensou um grande percentual dos harmônicos e desequilíbrios nas tensões e correntes, e, inclusive, respondeu ao distúrbio aplicado na tensão da fonte.

O filtro passivo com amortecimento paralelo utilizado em algumas situações no conversor paralelo mostrou sempre o melhor desempenho na filtragem da frequência de chaveamento em relação à aplicação do filtro RLC com amortecimento clássico. Entretanto, esta topologia apresentou perdas maiores e acarretou um avanço maior da corrente compensada em relação à tensão da fonte.

CAPÍTULO 6

RESULTADOS EXPERIMENTAIS DO PROTÓTIPO IMPLEMENTADO

6.1 Considerações Iniciais

Visando avaliar a teoria apresentada nos capítulos anteriores, foi desenvolvido e implementado um protótipo do *UPQC* trifásico a três fios que possibilita a compensação ativa nas tensões da fonte e correntes de carga. Devido à limitações técnicas relacionadas com o seu custo computacional elevado, o algoritmo de controle do *UPQC* mostrado no capítulo 4 foi implementado apenas visando à compensação ativa paralela.

Nos testes realizados o condicionador *UPQC* supria um retificador trifásico de seis pulsos não-controlado e a fonte de suprimento apresentava um desequilíbrio de seqüência negativa.

6.2 Descrição Geral do Protótipo do Condicionador *UPQC*

A Figura 6-1 ilustra o esquema trifilar simplificado do circuito de potência implementado. Pode-se verificar os seis pontos de medições de correntes definidos em A_1 , A_2 e A_3 e os cinco pontos de medições de tensões estabelecidos em V_1 , V_2 e V_3 . Como foi relatado na seção 3.1, os pontos de medições de tensões V_1 e V_2 foram estabelecidos na fase a em relação à fase b , e da fase b em relação à fase c . Logo, têm-se as tensões de linha v_{Sab} e v_{Sbc} definidas em V_1 , além das tensões v_{fab} e v_{fbc} em V_2 . Os pontos de medições de correntes A_1 , A_2 e A_3 foram estabelecidos nas fases a e b , respectivamente as correntes de linha i_{Sa} e i_{Sb} , i_{fa} e i_{fb} , i_{La} e i_{Lb} nestes três pontos definidos.

Quando o valor da tensão do elo CC alcançar um valor em torno de 310 V, o disjuntor D_1 poderá ter seus contatos fechados por meio de uma chave no painel que fica na porta do protótipo e o filtro ativo paralelo é mantido conectado ao sistema por D_1 . Durante a operação isolada do filtro ativo paralelo os contatores C_2

e C_3 apresentam os contatos abertos e o contator C_1 fica fechado (*by-pass* dos transformadores monofásicos do filtro ativo série).

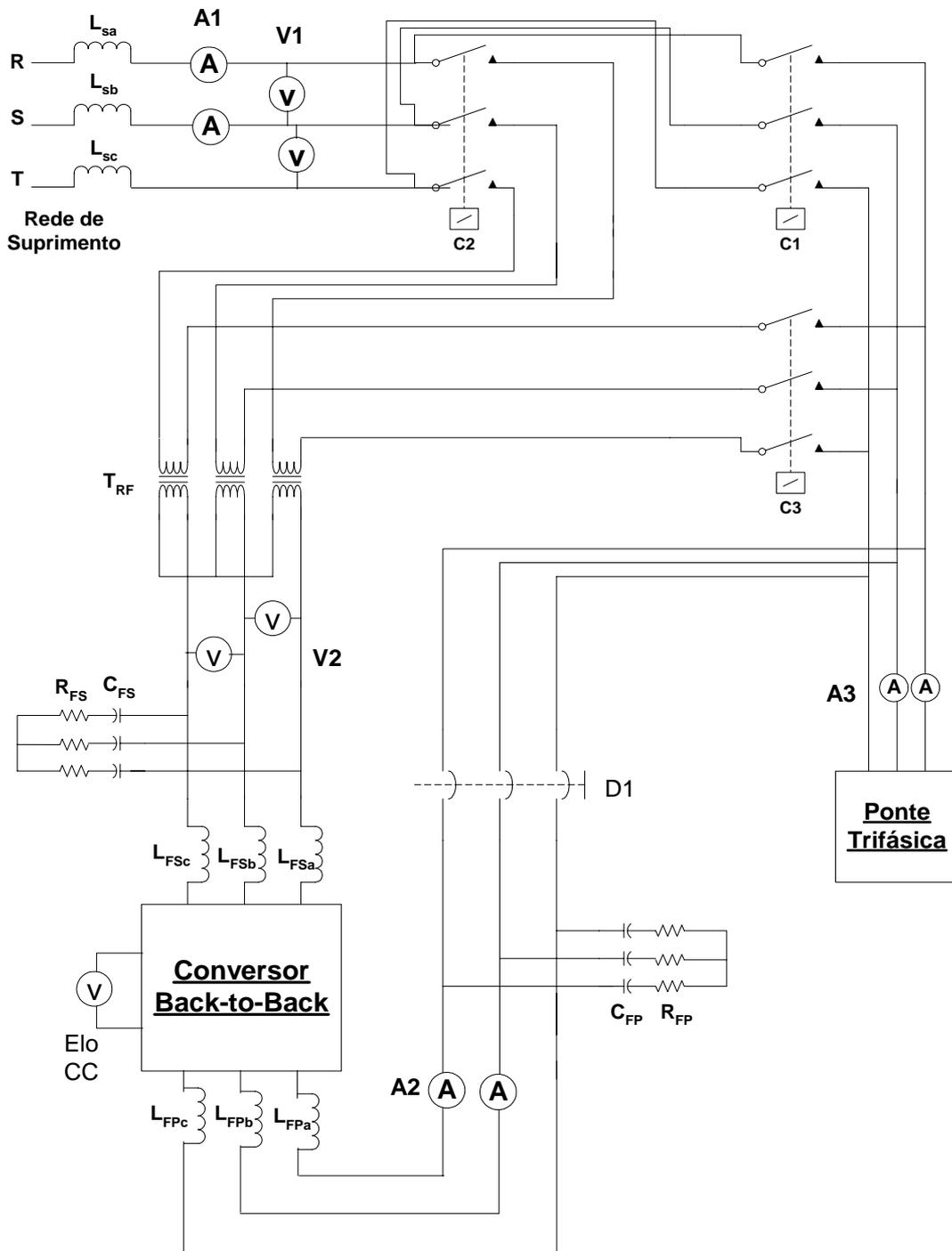


Figura 6-1: Diagrama Elétrico Simplificado do Protótipo do UPQC.

A partir da condição de regime permanente do filtro ativo paralelo, o filtro ativo série poderá ser inserido ao sistema por meio do fechamento dos contatores C_2 e C_3 e abertura de C_1 , todos os três operando de forma intertravada por meio de uma outra botoeira também no painel que fica na porta do protótipo.

O circuito responsável pelos disparos dos *IGBTs* dos conversores é formado por sistemas de medição e condicionamento de sinais, kit de desenvolvimento, sistema de conversão de sinais digitais para óticos e driver's dos conversores. A Figura 6-2 mostra o esquemático unifilar do condicionador *UPQC* já incluindo o seu circuito de controle.

As placas de medição de correntes e tensões levam os valores destas grandezas para sinais de tensões correspondentes com amplitudes limitadas a ± 10 V. Como o kit de desenvolvimento exige que os sinais a serem aplicados ao seu conversor AD tenham uma excursão de 0 a +3V, é necessário que os sinais oriundos das placas de medições de correntes e tensões passem pelos circuitos de interfaces que condicionam estes sinais a níveis compatíveis com a entrada do conversor analógico/digital do *DSP*.

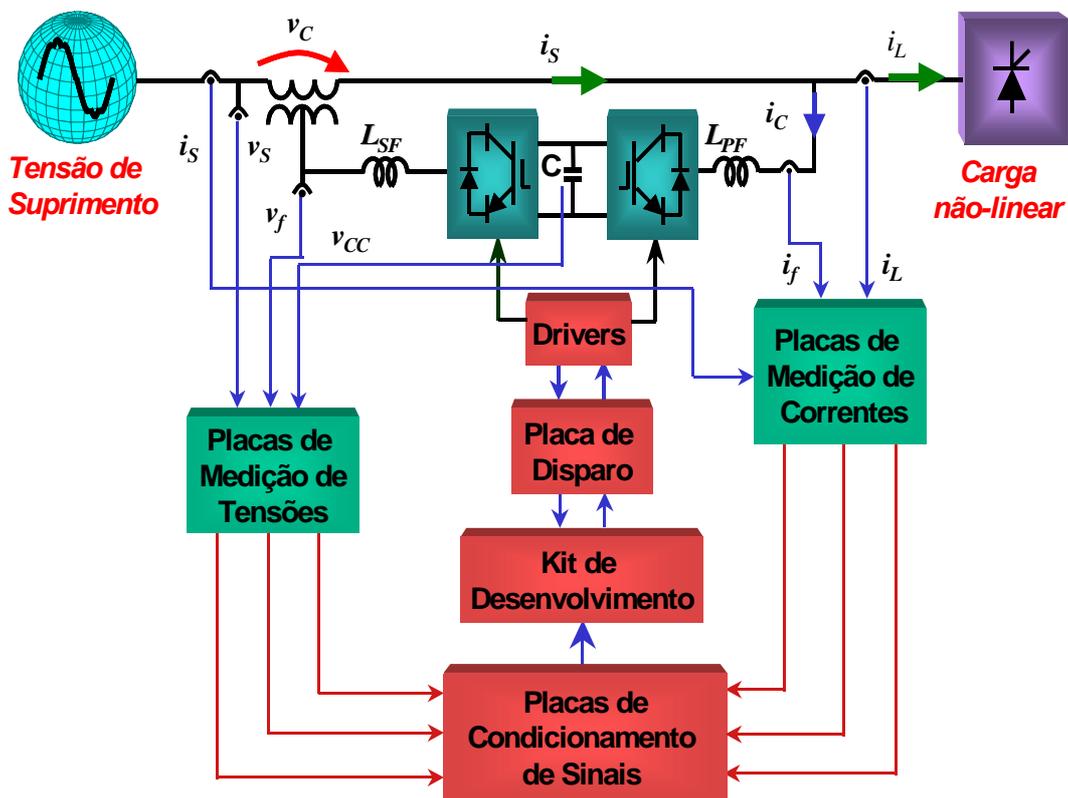


Figura 6-2: Diagrama Unifilar Incluindo o Circuito de Controle do *UPQC*.

O kit eZdsp TMS320F2812 da *Texas Instruments* [68-71] é a parte principal do circuito de controle, visto que o mesmo irá realizar a conversão analógica digital dos sinais de tensões e correntes recebidos das placas de condicionamento, os quais são processados pelo algoritmo que controla a geração

de disparos dos *IGBTs*. Disso resulta a sintetização de tensões e correntes de compensação. O processador digital de sinais (*DSP*) irá fazer a conversão analógico/digital das tensões já condicionadas para, então, utilizá-las no algoritmo de controle do *UPQC*, que irá fornecer os disparos dos *IGBTs*. Os sinais de disparos gerados pelo *DSP* são enviados a uma placa de disparos, a qual realiza a conversão dos sinais digitais para óticos. Posteriormente, estes sinais óticos são transmitidos aos *drivers* dos dois conversores por meio de fibras óticas. Os *drivers* utilizados incorporam circuitos de proteção aos seus sistemas, os quais detectam falhas operacionais, caso estas ocorram. Quando esta situação é verificada, sinais de erros retornam para a placa de disparo, e depois chegam ao *DSP*. A partir desta informação, ocorre a interrupção das rotinas do controle do *UPQC* e o *DSP* entra em uma rotina de parada emergencial forçada.

6.3 **Testes Experimentais Realizados**

A seguir serão apresentados alguns resultados dos experimentos obtidos nas dependências do LEMT – Laboratório de Eletrônica de Potência e Média Tensão com o protótipo do *UPQC* implementado. Os testes em laboratório utilizando o algoritmo simplificado baseado na Teoria p-q que visaram ratificar os estudos teóricos foram realizados com base em parâmetros similares àqueles utilizados na análise computacional da seção 5.4 do capítulo 5. Já os testes experimentais considerando o algoritmo de controle do capítulo 4 que é baseado no *PLL* trifásico proposto foi realizado apenas a título demonstrativo, visto que conforme foi relatado no próprio capítulo 4, este algoritmo de controle exigiria um esforço computacional acima da capacidade do *DSP* utilizado.

Os testes envolvendo a utilização do algoritmo de controle do *UPQC* estruturado com *PLL* trifásico proposto e que foi apresentado no capítulo 4, foram realizados apenas mostrando compensação ativa paralela, isto porque não foi possível colocar em operação o condicionador *UPQC* com este algoritmo completo porque o citado algoritmo exige um processamento computacional elevado para a capacidade do *DSP* utilizado. O mesmo foi utilizado sem a parte do controle de amortecimento que compõe o controle do filtro ativo série, a qual é importante para

a operação do *UPQC* e foi adotada uma frequência de amostragem mais baixa para possibilitar um tempo maior para a rotina de interrupção do programa no *DSP*. Além destas considerações foi utilizada uma subamostragem nos cálculos dos produtos internos das tensões da fonte e correntes de carga para garantir que o programa respeitasse o tempo pré-estabelecido para a duração da rotina de interrupção. Sendo que esta subamostragem afeta o desempenho dos cálculos dos produtos internos em termos de precisão pela diminuição do número de amostras utilizadas, e ainda pela influência do fenômeno de *aliasing* nos cálculos dos produtos internos do algoritmo que será relatado na subseção 6.4.2 e ainda no Anexo I.

Os parâmetros característicos do sistema utilizado nos testes foram:

- Tensões nominais do sistema de suprimento: 220 V eficaz;
 - ⇒ Indutância do sistema de suprimento: $L_S = 500 \mu\text{H}$;
- Carga: Retificador trifásico a diodos: Resistor de carga 20Ω ;
- Frequência de chaveamento dos conversores *PWM*:
 - ⇒ 9,72 kHz utilizando o algoritmo do capítulo 3;
 - ⇒ 6,3 kHz utilizando o algoritmo do capítulo 4;
- Elo *cc*:
 - ⇒ $v_{cc} = 425 \text{ V}$;
 - ⇒ Capacitor = $C_{elo_cc} = 9800 \mu\text{F}$;
- Filtro Passivo de Saída RLC clássico do Conversor Paralelo:
 - ⇒ $L_{FP} = 1 \text{ mH}$, $C_{FP} = 6,67 \mu\text{F}$ e $R_A = 2,8 \Omega$ (algoritmo do capítulo 3);
 - ⇒ $L_{FP} = 1 \text{ mH}$, $C_{FP} = 8 \mu\text{F}$ e $R_A = 2,8 \Omega$ (algoritmo do capítulo 4);
- Transformadores monofásicos série: $S = 5 \text{ kVA}$, $V = 127/127 \text{ V}$;
- Filtro Passivo de Saída RLC clássico do Conversor Série:
 - $L_{FS} = 1 \text{ mH}$, $R_A = 2 \Omega$, $C_{FS} = 20 \mu\text{F}$;

Nos testes experimentais não foi possível inserir distorções harmônicas adicionais específicas nas tensões da rede de suprimento além de sua distorção já existente, deste modo, o filtro ativo série somente compensa um desequilíbrio de seqüência negativa imposto por um sistema composto por três transformadores monofásicos interligados conforme ilustrado na Figura 6-3.

Nas medições foram utilizados os seguintes equipamentos:

- Osciloscópio digital TEKTRONIX modelo TDS 2014 (Na visualização das formas de ondas foi utilizado o *software* OpenChoice Desktop);
- Ponteiras de correntes TEKTRONIX modelo A622;
- Ponteiras diferenciais de tensão TEKTRONIX modelo P5200;
- Multímetro digital True RMS Fluke modelo 175.

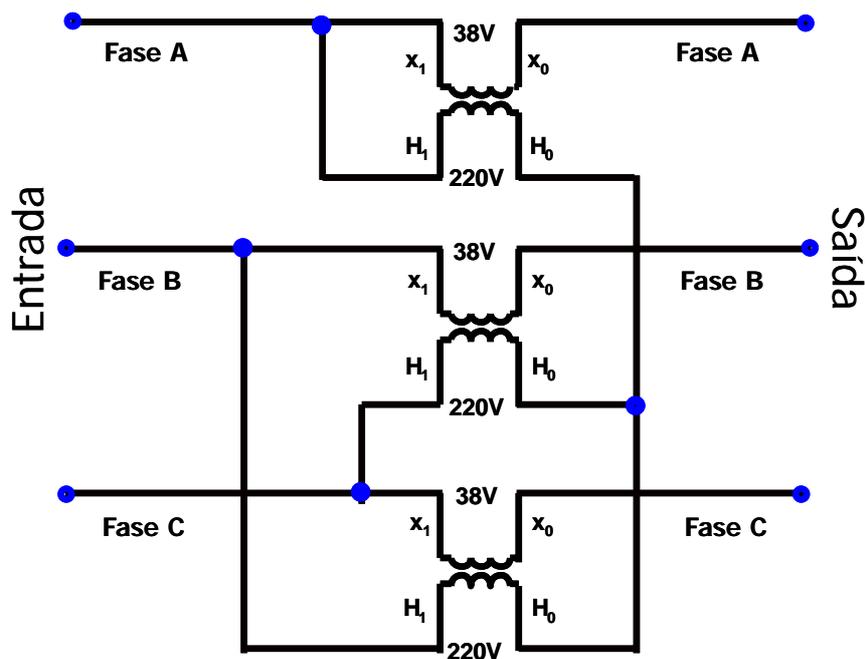


Figura 6-3: Diagrama Esquemático de Implementação do Desequilíbrio de Tensão.

A Figura 6-4 ilustra as formas de ondas das tensões de linha medidas na entrada do *UPQC* com a ponte conversora desligada. Colocando em operação o retificador trifásico, pode-se verificar o efeito da comutação dos diodos nas formas de ondas das tensões de linha que estão mostradas na Figura 6-5. Na Figura 6-6 são apresentadas as correntes drenadas pela ponte retificadora associadas à situação do desbalanço mostrado.

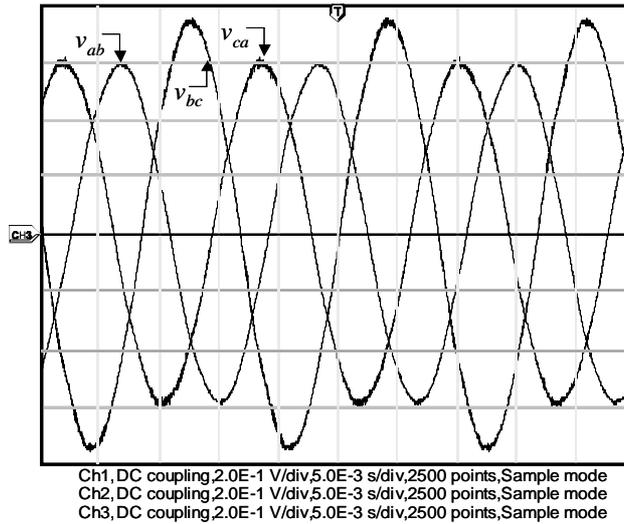


Figura 6-4: Tensões de Linha na Entrada do UPQC sem Carga (Escala 100 V/div).

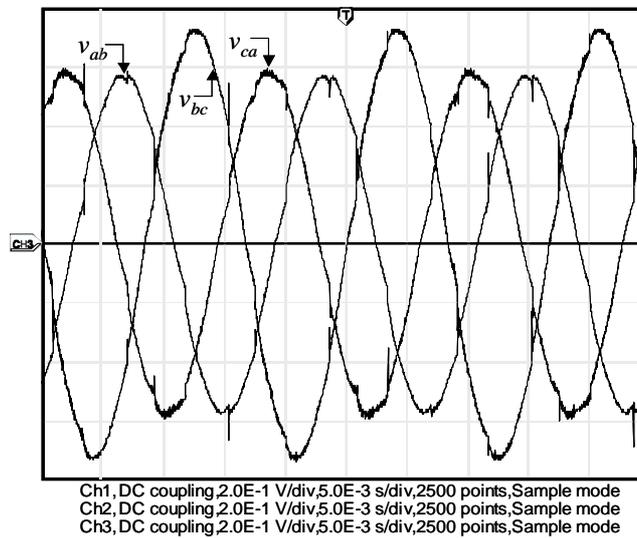


Figura 6-5: Tensões de Linha na Entrada do UPQC com Carga (Escala 100 V/div).

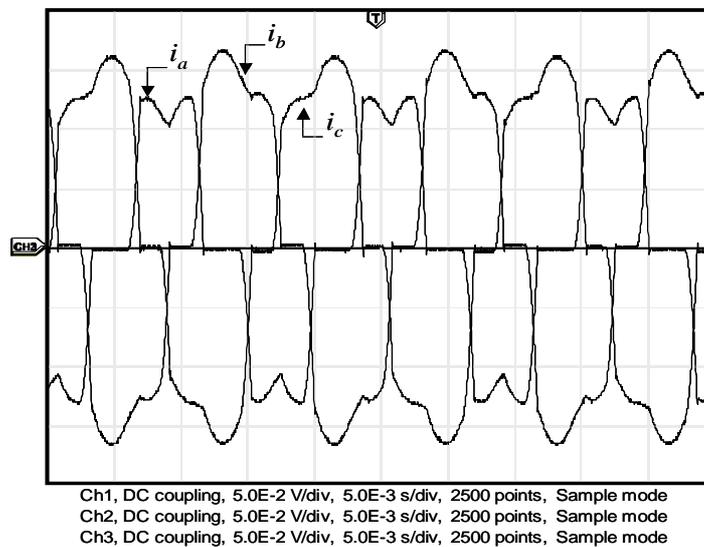


Figura 6-6: Correntes de Carga (Escala 5A/div).

6.3.1 Resultados Experimentais Utilizando o Algoritmo do Capítulo 3

A Figura 6-7 mostra as correntes compensadas pela atuação do filtro ativo paralelo e as correntes compensadas pela atuação conjunta dos filtros ativos série e paralelo que compõem o *UPQC* são apresentadas na Figura 6-8. A corrente de compensação e a compensada na fase *a* na situação em que o *UPQC* estava operando estão ilustradas na Figura 6-9.

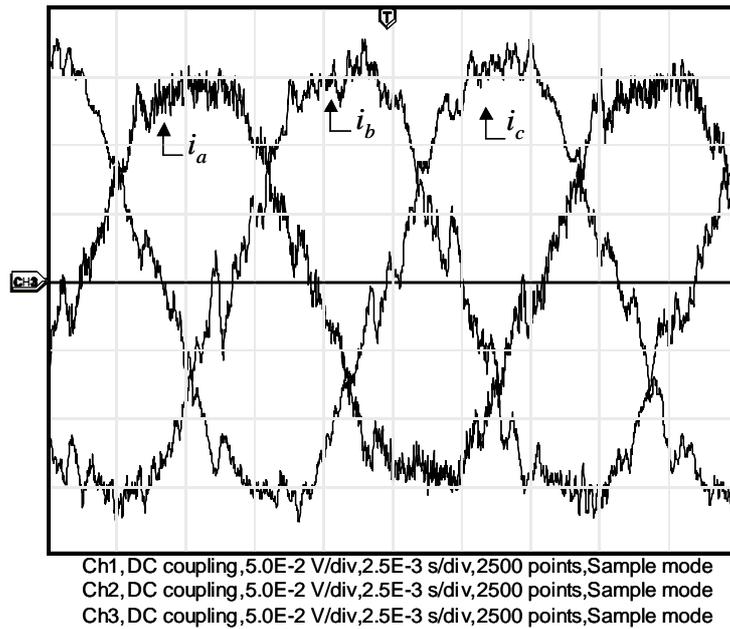


Figura 6-7: Correntes na Fonte Compensadas pelo Filtro Ativo Paralelo (Escala 5A/div).

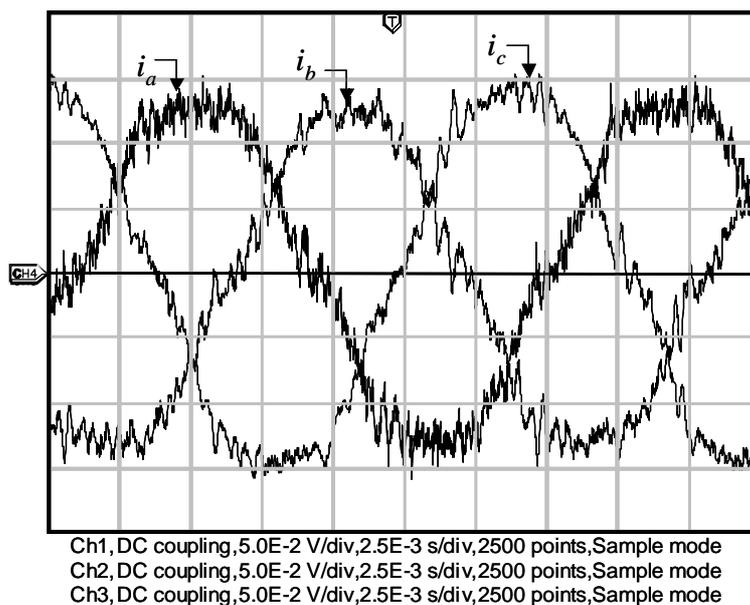


Figura 6-8: Correntes na Fonte Compensadas pelo *UPQC* (Escala 5A/div).

Os resultados apresentados na Figura 6-7, bem como os da Figura 6-8, indicam que para atenuar de forma mais efetiva as componentes de altas frequências relacionadas com as modulações dos inversores *PWM*, os valores dos indutores nas saídas dos conversores deveriam ser maiores, principalmente a indutância do conversor paralelo. Um ponto a ser ressaltado é a capacidade dos *IGBTs* dos conversores com seus respectivos *snubbers* que podem operar até 150 A, sendo que, considerando um fator de segurança para a operação dos mesmos, pode-se dizer que correntes em torno de 60 A seriam adequadas. Assim, operando com correntes em pelo menos o dobro do valor utilizado nos testes (cerca de 30 A por exemplo) os problemas mostrados nas Figuras 6-7 e 6-8 seriam minimizados.

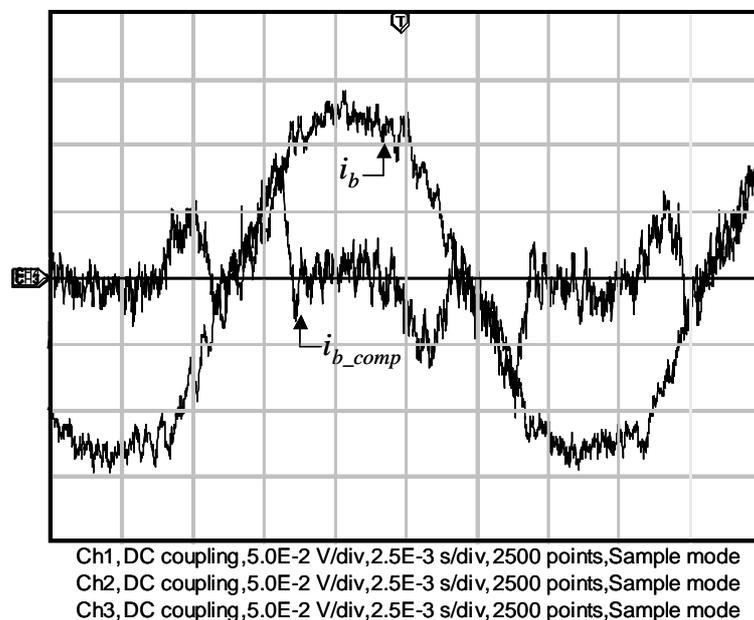


Figura 6-9: Correntes Compensada Pelo UPQC e de Compensação Injetada pelo Filtro Ativo Paralelo na Fase *b* (Escala 5A/div).

Foi possível verificar a existência de frequências inferiores aquela associada aos funcionamentos dos inversores que afetaram diretamente no desempenho do sistema de compensação. Com isto, um aumento no amortecimento dos filtros de saídas poderia ser considerado, mais teria que ser verificado o comprometimento com a capacidade de filtragem associada com a frequência de chaveamento dos conversores. Também poderiam ser aumentados os valores das capacitâncias utilizadas, considerando o projeto dos filtros passivo conforme o filtro

(Filt_1_1), citado na subseção 5.4.3, sendo que o cuidado em relação à influência no fator de potência tem que ser mantido como um dos pontos fundamentais.

Na Figura 6-10 podem ser visualizadas as formas de ondas das correntes na fonte e da tensão de linha v_{bc} com o *UPQC* desligado. De forma similar, as mesmas formas de ondas da Figura 6-10 são mostradas na Figura 6-11 quando ocorre somente a compensação ativa paralela.

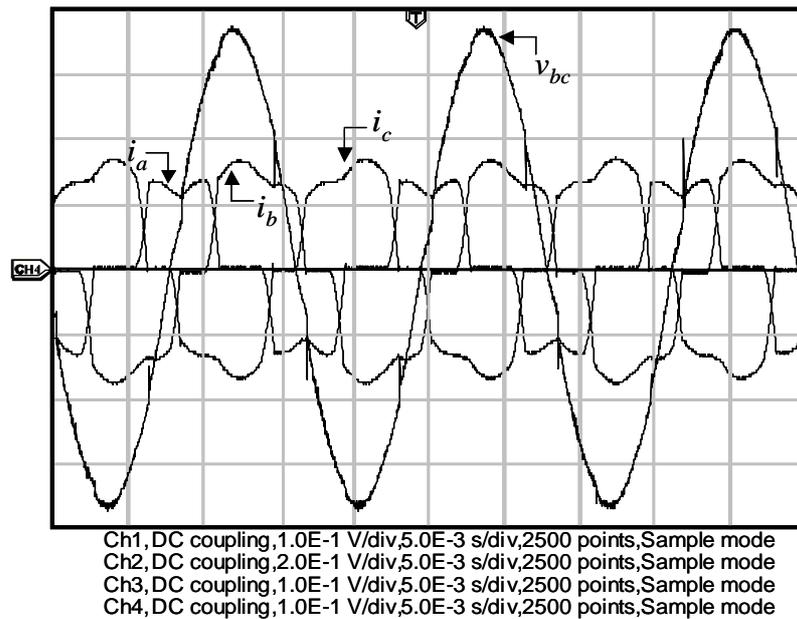


Figura 6-10: Correntes e Tensão de Linha na Carga v_{ab} (Escala 5A/div e 100 V/div).

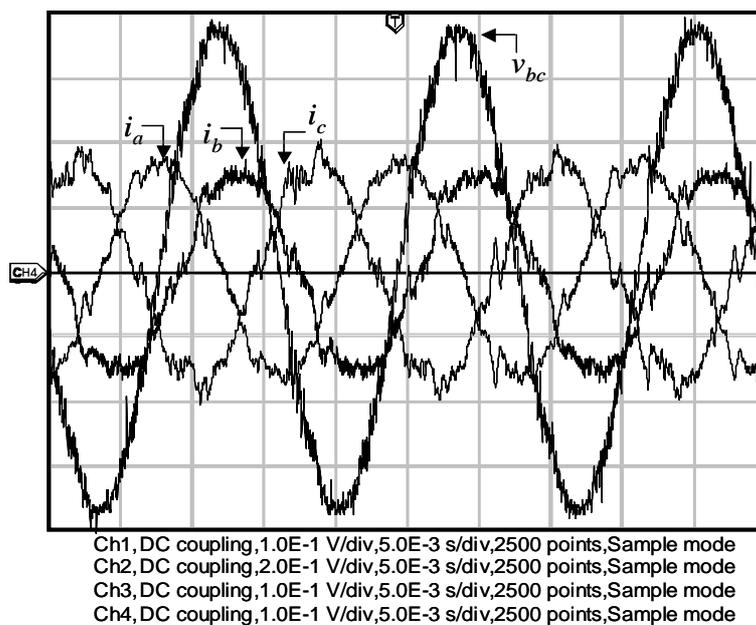


Figura 6-11: Correntes Compensadas e Tensão de Linha na Carga v_{ab} com Somente o Filtro Ativo Paralelo Operando (Escala 5A/div e 100 V/div).

As correntes na fonte e a tensão v_{bc} obtidas com o filtro ativo paralelo operando sem o seu filtro passivo RC inserido podem ser visualizadas na Figura 6-12. Na Figura 6-12 pode ser verificado o efeito dos componentes na frequência de chaveamento gerados pelo conversor paralelo, e fica esclarecido que grande parte destes ruídos são eliminados pelo filtro passivo de saída que de certa forma realiza sua função.

Um detalhe interessante a ser abordado é a amplitude dos ruídos gerados pelo chaveamento dos conversores, os quais definem de forma direta os resultados das formas de ondas obtidas pela atuação do *UPQC*, tendo sido realizadas medições das correntes na fonte com o filtro ativo operando e o retificador desligado. Nestas condições operacionais, são apresentadas, na Figura 6-13, as formas de ondas das correntes na fonte e tensão v_{bc} obtidas com o filtro passivo do conversor paralelo desconectado.

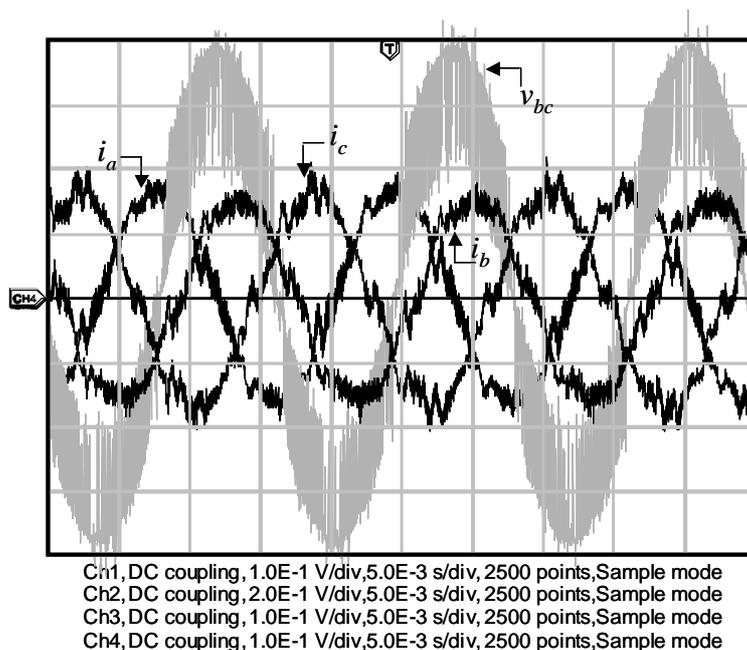


Figura 6-12: Correntes Compensadas e Tensão de Linha na Carga v_{bc} com Somente o Filtro Ativo Paralelo Operando sem o Filtro Passivo RC (Escala 5A/div e 100 V/div).

Similarmente à Figura 6-13, estão mostradas na Figura 6-14 as formas de ondas das correntes na fonte e tensão v_{bc} medida na carga com o filtro passivo inserido à saída do conversor paralelo. Ressalta-se que as formas de ondas das correntes medidas nas fases *a* e *b* foram deslocadas para cima e para baixo do eixo central horizontal em uma divisão (5A), respectivamente.

Pode ser verificada, principalmente na Figura 6-13, uma oscilação em baixa frequência, indicativo da corrente drenada para suprir as perdas do conversor e manter o barramento *cc* regulado na tensão especificada em 425 V. Nota-se que as amplitudes dos ruídos associados à operação do conversor paralelo são bastante elevadas, sendo que os picos chegam próximos a 5 A, na fase *c* de modo particular.

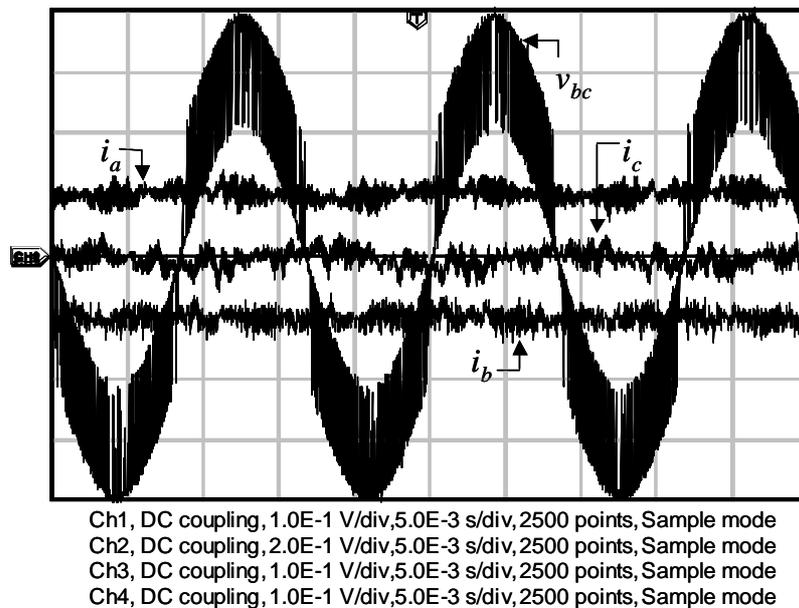


Figura 6-13: Correntes na Fonte e Tensão de Linha na Carga v_{bc} com Somente o Filtro Ativo Paralelo Operando sem o Filtro RC e sem Carga (Escala 5 A/div e 100 V/ div).

O comportamento do filtro ativo paralelo frente à entrada em operação da ponte retificadora trifásica não-controlada utilizada pode ser vista na Figura 6-15, onde são mostradas as formas de ondas das correntes na fonte e na carga na fase *a*, respectivamente.

O efeito direto do funcionamento do retificador trifásico nas tensões de linha medidas na carga pode ser verificado de forma mais específica na Figura 6-16 em uma escala de tempo inferior àquela utilizada na Figura 6-5. Podem ser visualizados os recortes nas tensões (*notching*) causados pelas correntes drenadas pelo retificador trifásico utilizado, denotando que a rede de suprimento não é um barramento infinito mesmo para esta carga de 15 A adotada nos testes.

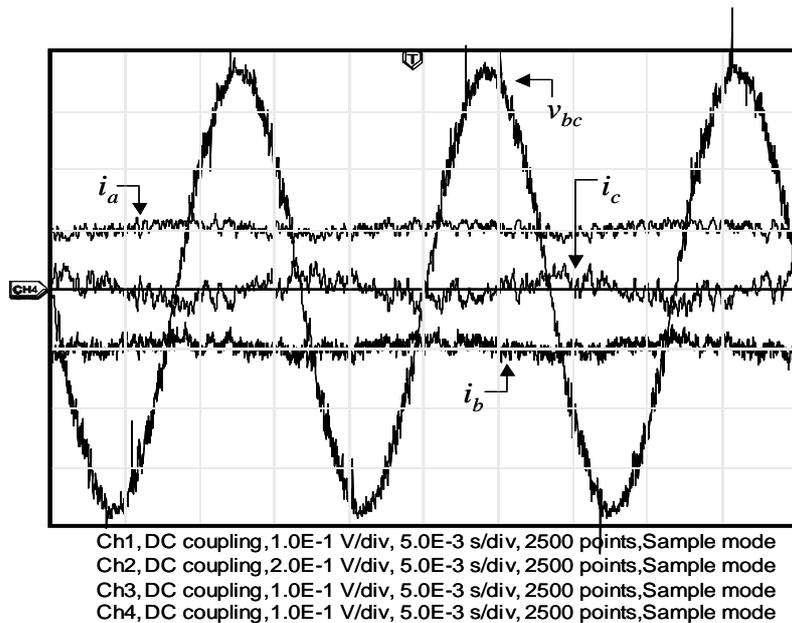


Figura 6-14: Correntes na Fonte e Tensão de Linha na Carga v_{bc} com Somente o Filtro Ativo Paralelo Operando com Filtro RC e sem Carga (Escala 5A/div e 100 V/div).

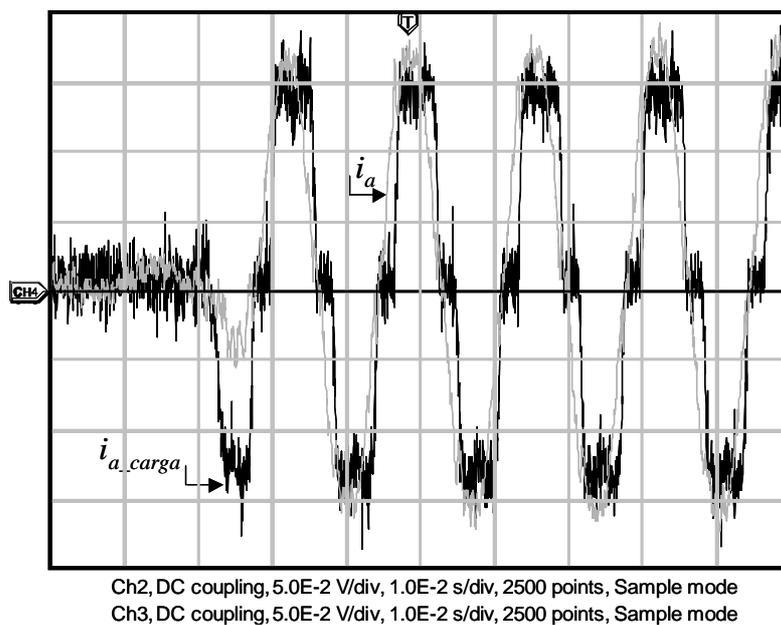


Figura 6-15: Transição da Carga – Correntes na Fonte e na Carga na Fase a (Escala 5A/div).

A Figura 6-17 ilustra as formas de ondas das tensões de linha medidas na carga (saída do *UPQC*) sob a influência da operação do filtro ativo paralelo. Na Figura 6-18 são mostradas as respectivas tensões de carga compensadas pela atuação do condicionador *UPQC*. Salienta-se que em ambas as situações a ponte retificadora trifásica estava operando normalmente, de forma similar à condição

mostrada na Figura 6.5. A Figura 6-19 pode ser verificado o instante de tempo relacionado com a entrada em operação do filtro ativo série, onde constam as tensões de linha v_{ab} e v_{bc} , além da tensão de compensação na fase b .

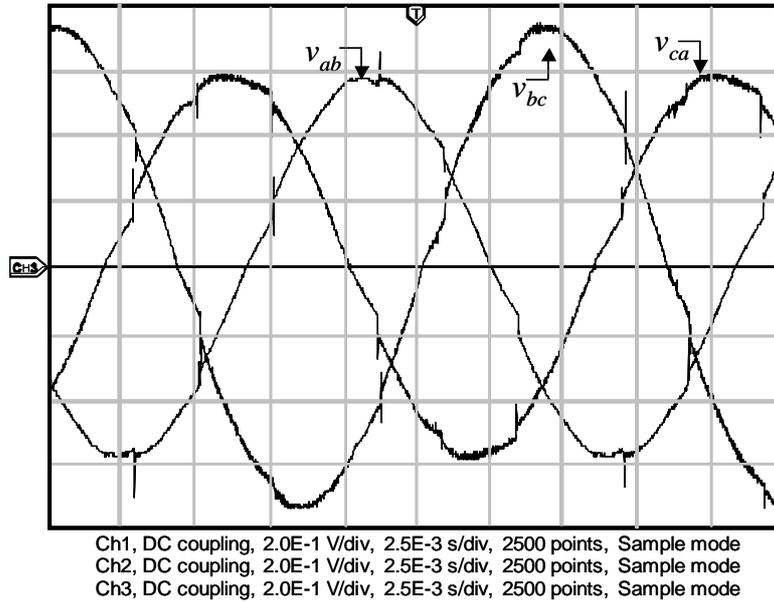


Figura 6-16: Tensões de Linha na Saída do UPQC com Carga (Escala 100 V/div).

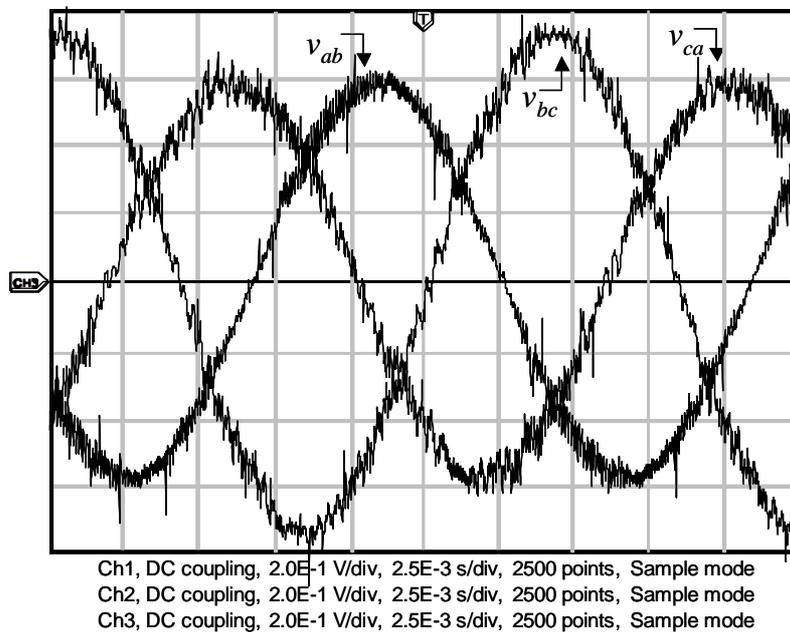


Figura 6-17: Tensões de Linha na Saída do UPQC com o Filtro Ativo Paralelo Operando com Carga (Escala 100 V/div).

Na Figura 6-20 são apresentadas as grandezas de tensão de linha v_{bc} e corrente na fase b quando a tensão do barramento cc foi ajustada para 400 V,

quando somente o filtro ativo paralelo estava operando. A Figura 6-21 mostra as formas de ondas da tensão de linha v_{bc} e corrente na fase b para condição em que a tensão do barramento cc foi elevada para 460 V, também quando somente a compensação de corrente era realizada.

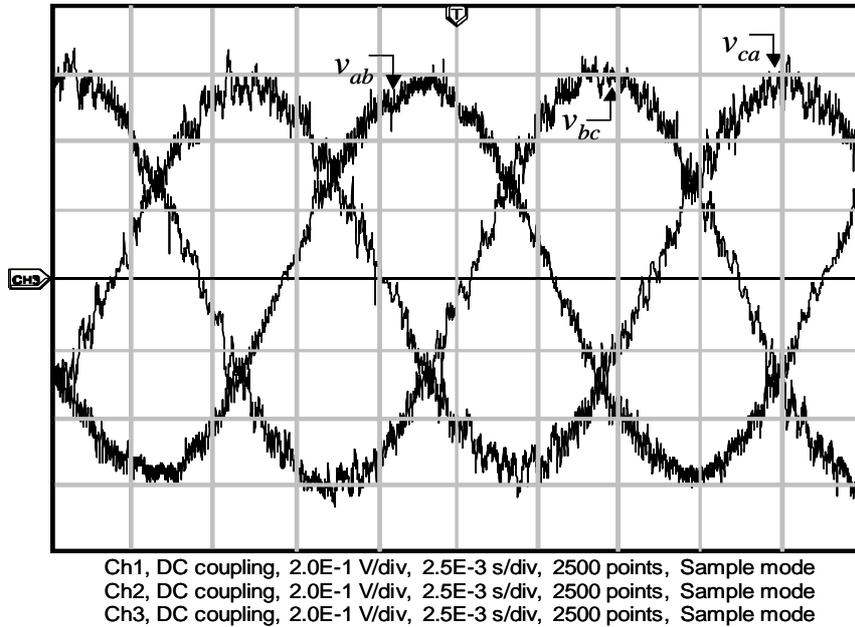


Figura 6-18: Tensões de Linha na Saída do UPQC Operando com Carga (Escala 100 V/div).

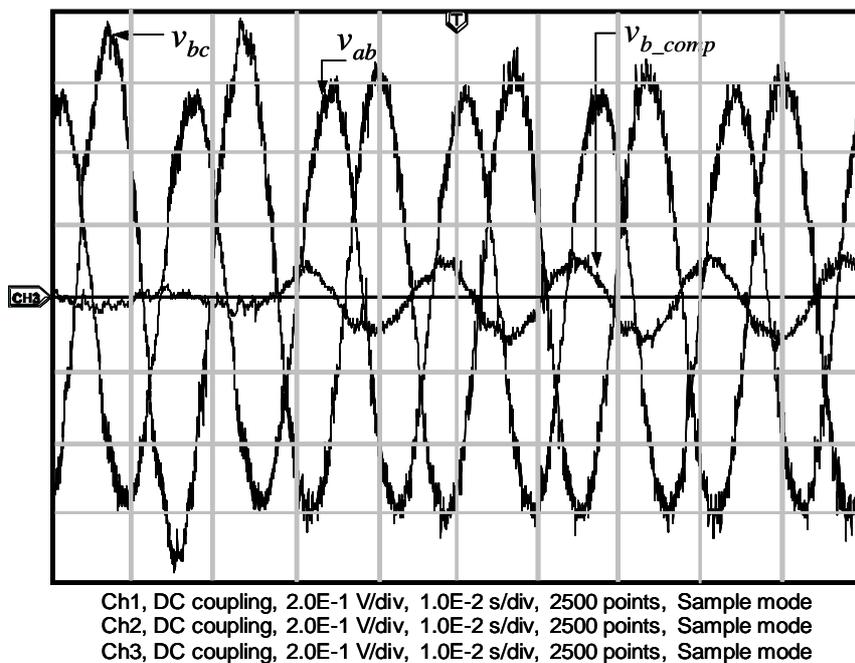


Figura 6-19: Transição do Filtro Ativo Série – Tensões de Linha na Carga v_{ab} e v_{bc} e Tensão de Compensação na Fase b (Escala 100 V/div).

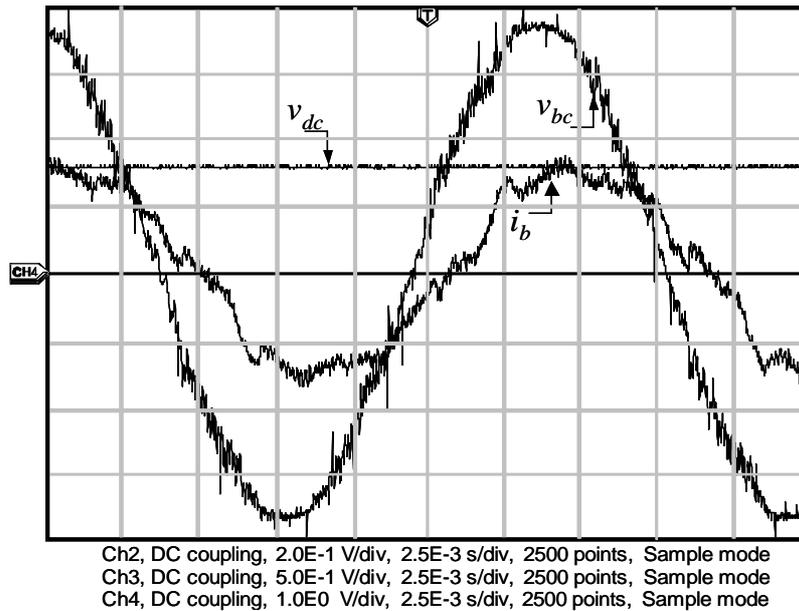


Figura 6-20: Tensão no Elo cc , Tensão de Linha na Carga v_{bc} e Corrente Compensada na Fase b – Referência do Elo cc de 400 V (Escala 250V/div, 100 V/div e 10 A/div).

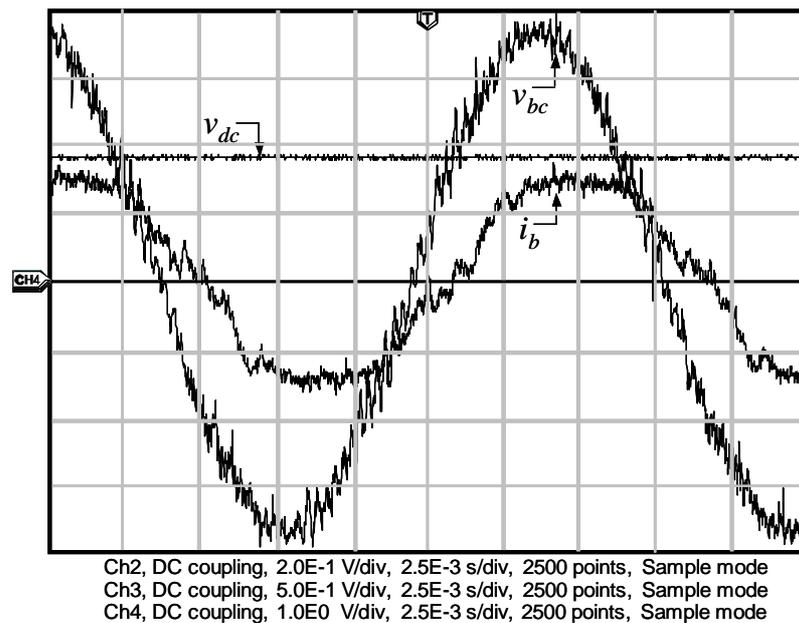


Figura 6-21: Tensão no Elo cc , Tensão de Linha na Carga v_{bc} e Corrente Compensada na Fase b – Referência do Elo cc de 460 V (Escala 250 V/div, 100 V/div e 10 A/div).

6.3.2 Resultados Experimentais Utilizando Somente o Algoritmo de Compensação de Correntes do Capítulo 4

Nesta subseção serão apresentados os resultados obtidos apenas com a operação do filtro ativo paralelo que compõe o condicionador implementado. Isto foi motivado pela impossibilidade de obter a operação adequada total do algoritmo

de controle mostrado no capítulo 4 no *DSP* utilizado. Como foi relatado anteriormente, a complexidade do algoritmo impõe um tempo elevado para a operação da sua rotina de interrupção neste *DSP*, exigindo um valor de frequência de amostragem mais baixa, e por conta disto, uma frequência de chaveamento de valor reduzido.

A excessiva demanda de tempo é, na maior parte, relacionada com a consulta dos coeficientes cosseno e seno que são utilizados nos produtos internos com janelamentos de larguras variáveis calculados, conforme (4-32) e (4-33). Mesmo utilizando-se de tabelas, o elevado número de consultas aos coeficientes daquelas, dispende um tempo excessivo na rotina de interrupção. Sendo que o número de vezes em que as tabelas de seno e cosseno são consultadas está relacionado com o número de pontos da componente fundamental N_1 , o qual é determinado a partir da razão entre a frequências de amostragem f_s e estimada \hat{f}_1 , de acordo com (4-15). Em termos de coordenadas $\alpha\beta$, o algoritmo completo necessitaria do cálculo de 12 produtos internos, ou seja, deveriam ser executados os procedimentos relacionados com (4-32) e (4-33) em três blocos distintos, tensões, correntes na fonte e correntes na carga, respectivamente.

Diante deste cenário foi idealizado operar apenas com a compensação de harmônicos e da parcela reativa da corrente de carga, de modo que, na utilização do algoritmo completo do controle série apresentado na subseção 4.7.1, foi excluída a parte relativa ao controle de amortecimento delineado na subseção 4.7.1.1. Isto possibilitou uma redução nos procedimentos relacionados com (4-32) e (4-33) para dois blocos distintos, tensões e correntes de carga, respectivamente, resultando num total de oito produtos internos a serem calculados. Além deste fato, para viabilizar a execução da rotina de interrupção com o tempo necessário para a operação do filtro ativo paralelo que compõe o *UPQC* desenvolvido, os cálculos dos oito produtos internos foram realizados considerando uma subamostragem previamente escolhida.

Como relatado na seção 6.3, a frequência de chaveamento do conversor paralelo foi $f_{CW} = 6,3$ kHz, sendo que este valor foi adotado a partir da especificação de frequência de amostragem do programa em $f_s = 12,6$ kHz. Na frequência base de 60 Hz o número total de pontos utilizados seriam de 210, contudo, na implementação do laço interno que executa a janela deslizante de tamanho variável, foi adotada uma subamostragem de vinte e um, resultando em um número total de

dez amostras utilizadas nos cálculos dos produtos internos, para a frequência fundamental de 60 Hz.

A adoção desta subamostragem de 21 vezes na malha interna que determina os produtos internos das tensões da fonte e corrente de carga, resultou no fenômeno *aliasing* devido a relação entre a “nova” frequência de amostragem que ocorre “apenas” na malha interna de cálculo dos produtos internos e dos sinais de correntes. Sendo importante relatar que os sinais são adquiridos em $f_s = 12,6$ kHz, bem como lembrar que todos os outros cálculos que fazem parte do algoritmo são realizados nesta mesma taxa de amostragem de 12,6 kHz.

Assim, devido a subamostragem de 21 vezes assumida nos cálculos da malha interna, a frequência de amostragem para execução dos produtos internos fica estabelecida em $f_{SMI} = 600$ Hz ($12600\text{Hz}/21$). Com esta frequência de amostragem ter-se-á que qualquer componente do sinal maior que 300 Hz sofre *aliasing* e será “refletida” para uma faixa em baixa frequência, sendo, portanto, incorretamente interpretada. Contudo, conforme relatado na subseção 4.3.1 e demonstrado por (4-2) os termos da parte real $\text{Re}\{g(t)\}$ e imaginária $\text{Im}\{g(t)\}$ serão sempre iguais a zero para quaisquer harmônico presente no sinal e diferentes de zero para a componente fundamental. Logo, esta elevada imunidade à interferência por harmônicos no cálculo dos produtos internos irá garantir que o problema do *aliasing* seja eliminado para quase todos os harmônicos maiores que 300 Hz que estejam presentes nos sinais de entrada subamostrados nesta malha interna. De modo específico, uma componente harmônica f_h de do sinal de entrada, subamostrado a uma frequência f_{SMI} na citada malha interna, será “refletida” neste sinal subamostrado com uma frequência f_r , igual à diferença entre f_h e o múltiplo inteiro h da frequência f_{SMI} mais próximo, ou seja:

$$f_r = |f_h - f_{SMI} \cdot h|. \quad (6-1)$$

Com a subamostragem em 21 vezes adotada e, conseqüentemente, com $f_{SMI} = 600$ Hz, têm-se que para os componentes dos sinais nas frequências em 540 Hz e 660 Hz (9° e 11° harmônicos) o *aliasing* irá fazer com que estas frequências sejam refletidas exatamente em 60 Hz. Deste modo, o cálculo do produto interno sofre uma interferência que irá resultar em erro no cálculo das partes real $\text{Re}\{g(t)\}$ e imaginária $\text{Im}\{g(t)\}$ do produto interno $g(t)$ para a componente fundamental dos

sinais de entrada por (4.2). A Tabela 6-1 relata as frequências que serão refletidas a partir dos componentes harmônicos na subamostragem em 21 vezes adotada nos sinais de tensões e correntes na malha interna que calcula os produtos internos $g(t)$.

Tabela 6-1 – Frequências Refletidas pelo *Aliasing* na Malha Interna de Cálculos dos Produtos Internos.

f_h (Hz)	$f_r = f_h - f_{SMI} \cdot h $ Hz
$f_{10} = 600, f_{20} = 1200, f_{30} = 1800, \dots$	$f_r = 0$ (CC)
$f_9 = 540, f_{11} = 660, f_{19} = 1140,$ $f_{21} = 1260, f_{29} = 1740, f_{31} = 1860, \dots$	$f_r = 60$ interferência !!
$f_8 = 480, f_{12} = 720, f_{18} = 1080, f_{22} = 1320,$ $f_{28} = 1680, f_{32} = 1920, f_{32} = 2280, \dots$	$f_r = 120$
$f_7 = 420, f_{13} = 780, f_{17} = 1020, f_{23} = 1380,$ $f_{27} = 1620, f_{33} = 1980, f_{37} = 2220, \dots$	$f_r = 180$
$f_6 = 360, f_{14} = 840, f_{16} = 960, f_{24} = 1440,$ $f_{26} = 1560, f_{34} = 2040, f_{36} = 2160, \dots$	$f_r = 240$
$f_{15} = 900, f_{25} = 1500, f_{35} = 2100, \dots$	$f_r = 300$

Pelas características do procedimento do cálculo do produto interno $g(t)$ por meio da malha interna de largura variável, todos os componentes múltiplos da fundamental, bem como, a componente cc , serão eliminados naturalmente pelo processo matemático conforme (4-2). Contudo, os harmônicos $f_9 = 540$ Hz, $f_{11} = 660$ Hz e os correspondentes em décadas acima, irão interferir justamente na componente fundamental, a qual corresponde a frequência cujo sinais serão extraídos. Conforme relatado na subseção 4.5.1 e seção 4.7, as partes real e imaginária equivalentes obtidas dos produtos internos das tensões na fonte e corrente na carga dados em (4-47), resultam em dois pares de sinais defasados em 90 graus e são determinados conforme (4-32) e (4-33). Os produtos internos associados às tensões na fonte $\bar{g}_{\alpha\beta} - v_S(t)$ resultarão em dois sinais senoidais

ortogonais $\text{Re}\{g_{(\alpha\beta)-}v_s(t)\}$ e $\text{Im}\{g_{(\alpha\beta)-}v_s(t)\}$, visto que a subamostragem em 21 vezes adotada na malha interna não afetará os resultados destes cálculos, porque no caso dos testes experimentais realizados, a tensão da rede apenas apresentava recortes (*notching*) devido à influência da corrente da carga conforme a Figura 6-5.

Os produtos internos das correntes de carga $\bar{g}_{\alpha\beta-i_L}(t)$ serão influenciados pelos harmônicos relacionados com as frequências que traduzam uma componente “refletida” na frequência de $f_r = 60$ Hz, como indica a Tabela 6-1. Logo, os dois pares de sinais $\text{Re}\{g_{(\alpha\beta)-}i_L(t)\}$ e $\text{Im}\{g_{(\alpha\beta)-}i_L(t)\}$ ortogonais dos produtos internos $\bar{g}_{\alpha\beta-i_L}(t)$ serão afetados. Contudo, o impacto deste problema é minorado porque o algoritmo de controle do filtro ativo paralelo, representado na subseção 4.7.2, utiliza o ângulo de sincronismo da tensão $\hat{\theta}_{1(\alpha\beta)-}^+v_s(t)$ conforme (4-48). A amplitude de seqüência positiva, das correntes de carga $\hat{A}_{1(\alpha\beta)-}^+i_L$ é determinada com o mesmo ângulo de sincronismo $\hat{\theta}_{1(\alpha\beta)-}^+v_s(t)$ e as partes real e imaginária de $\bar{g}_{(\alpha\beta)-}i_L(t)$ por (4-53). Por fim, as componentes de seqüência positiva das correntes de carga utilizam a amplitude $\hat{A}_{1(\alpha\beta)-}^+i_L$ e ângulo de sincronismo $\hat{\theta}_{1(\alpha\beta)-}^+v_s(t)$ em (4-55).

Apenas os cálculos dos produtos internos das correntes $\bar{g}_{\alpha\beta-i_L}(t)$ serão influenciados pelo *aliasing* na malha interna que calcula os mesmos, porque o ângulo de sincronismo da tensão, que é utilizado nos cálculos das correntes de seqüência positiva, não sofre o impacto do *aliasing* pelos motivos citados acima. Assim, as componentes de seqüência positiva das correntes de carga serão afetadas, mas em intensidade inferior ao caso que fosse utilizado o cálculo do ângulo de sincronismo diretamente dos produtos internos das correntes de carga $\bar{g}_{\alpha\beta-i_L}(t)$.

A seguir, serão apresentados os resultados de simulações no programa PSCAD/EMTDC do algoritmo para determinação de correntes de seqüência positiva, conforme a seção 4.7, que foi implementado em “ponto fixo” na linguagem C. Considerou-se o retificador trifásico da seção 5.4 e uma fonte trifásica equilibrada de 220 V. Sendo que foi incluído um banco de transformadores monofásicos de 220V/38V como o conjunto mostrado na Figura 6-3 para inserir um desequilíbrio. As tensões de linha aplicadas ao retificador trifásico estão mostradas na Figura 6-22.

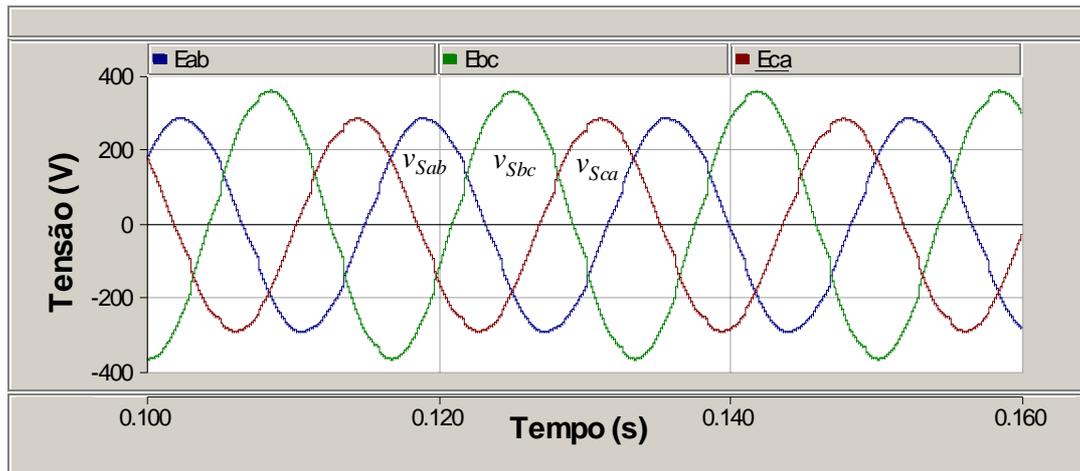


Figura 6-22: Tensões de Linha.

Na Figura 6-23 a) estão mostradas as formas de ondas das correntes de carga. A Figura 6-23 b) ilustra as componentes de seqüência positiva estimadas pelo algoritmo, conforme (4-55). Já a Figura 6-23 c) mostra a amplitude destas componentes determinadas por meio de (4-53). Foram consideradas as mesmas premissas da seção 4.7, em que se utilizou o ângulo de sincronismo de tensão $\hat{\theta}_{1(\alpha\beta)_-}^+ v_s(t)$ nos cálculos em (4-53) e (4-55) para a compensação do fator de potência.

Adotando uma sub-amostragem de 21 vezes no processamento dos cálculos dos produtos internos das tensões $\bar{g}_{\alpha\beta}_- v_s(t)$ e correntes $\bar{g}_{\alpha\beta}_- i_L(t)$, determinou-se o ângulo de sincronismo das tensões conforme (4-48) e que é mostrado na Figura 6-24. Logo, tendo sido determinadas as componentes de seqüência positiva das correntes de carga mostradas na Figura 6-25 b). O comportamento da amplitude das componentes de seqüência positiva das correntes está mostrado na Figura 6-25 c).

Caso não fosse desejada a compensação do fator de potência, seria necessário obter o ângulo de sincronismo relacionado com estas correntes utilizando as partes real $\text{Re}\{g_{(\alpha\beta)_-} i_L(t)\}$ e imaginária $\text{Im}\{g_{(\alpha\beta)_-} i_L(t)\}$ resultantes dos seus produtos internos $\bar{g}_{\alpha\beta}_- i_L(t)$, para serem usados em (4-48) em substituição às partes real $\text{Re}\{g_{(\alpha\beta)_-} v_s(t)\}$ e imaginária $\text{Im}\{g_{(\alpha\beta)_-} v_s(t)\}$. Deste modo, é determinado o ângulo de sincronismo das correntes $\hat{\theta}_{1(\alpha\beta)_-}^+ i_L(t)$ que está ilustrado na Figura 6-26.

A distorção harmônica total da corrente de carga na fase a (i_a) é $\text{DHT}(\%) = 33,88\%$. Já as distorções harmônicas de alguns harmônicos em relação à fundamental foram: $\text{DH}_5(\%) = 27,12\%$, $\text{DH}_7(\%) = 4,3\%$, $\text{DH}_9(\%) = 9,41\%$, $\text{DH}_{11}(\%) = 2,1\%$.

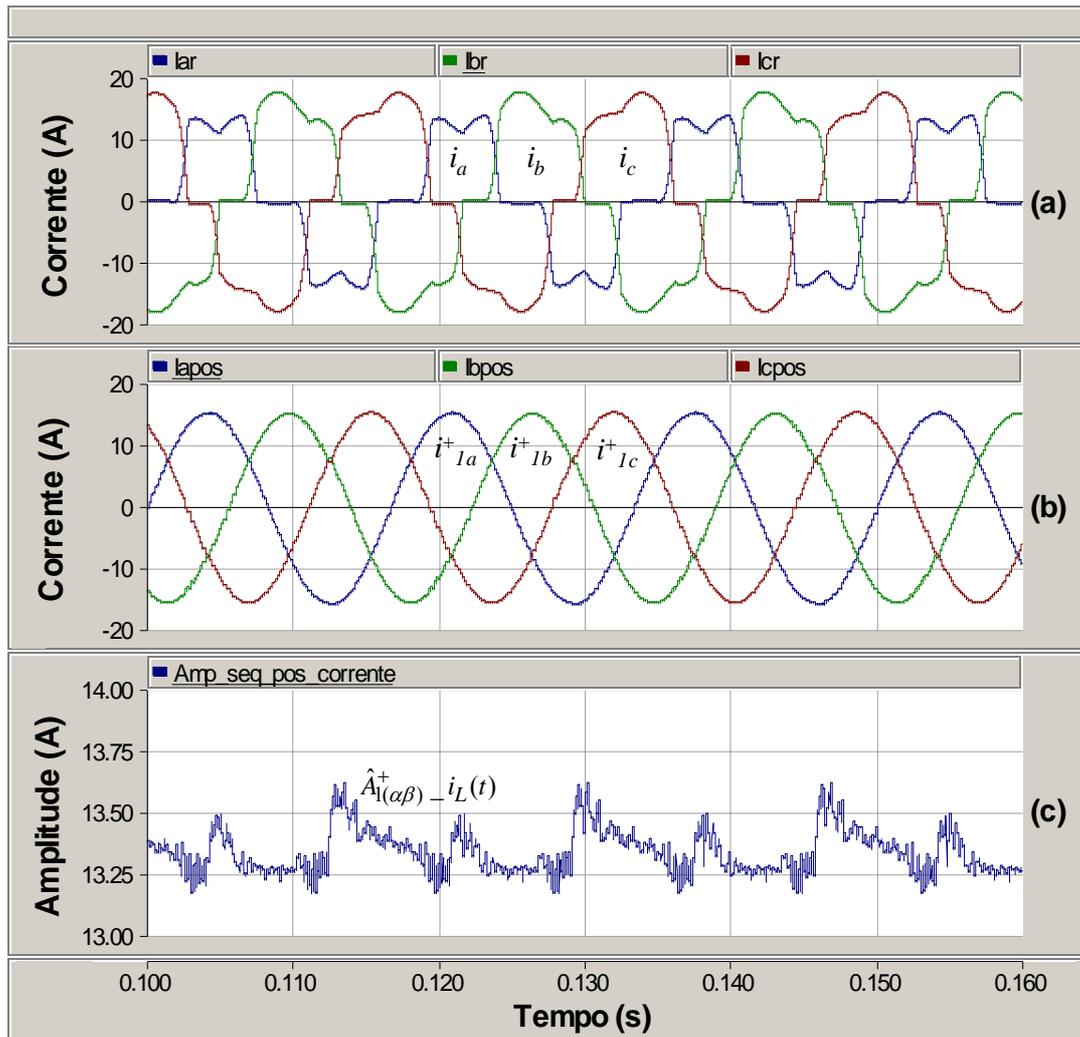


Figura 6-23: Cálculos dos Produtos Internos sem Sub-Amostragem e Aplicação do Ângulo de Sincronismo das Tensões – a) Correntes de Carga; b) Correntes de Seqüência Positiva; c) Amplitude das Componentes de Seqüência Positiva.

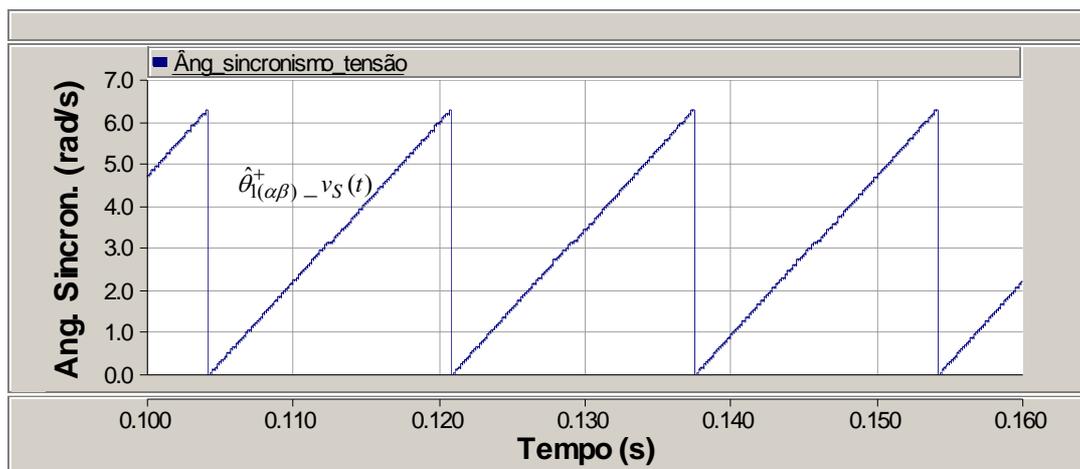


Figura 6-24: Ângulo de Sincronismo das Tensões – Produtos Internos Determinados com Sub-Amostragem.

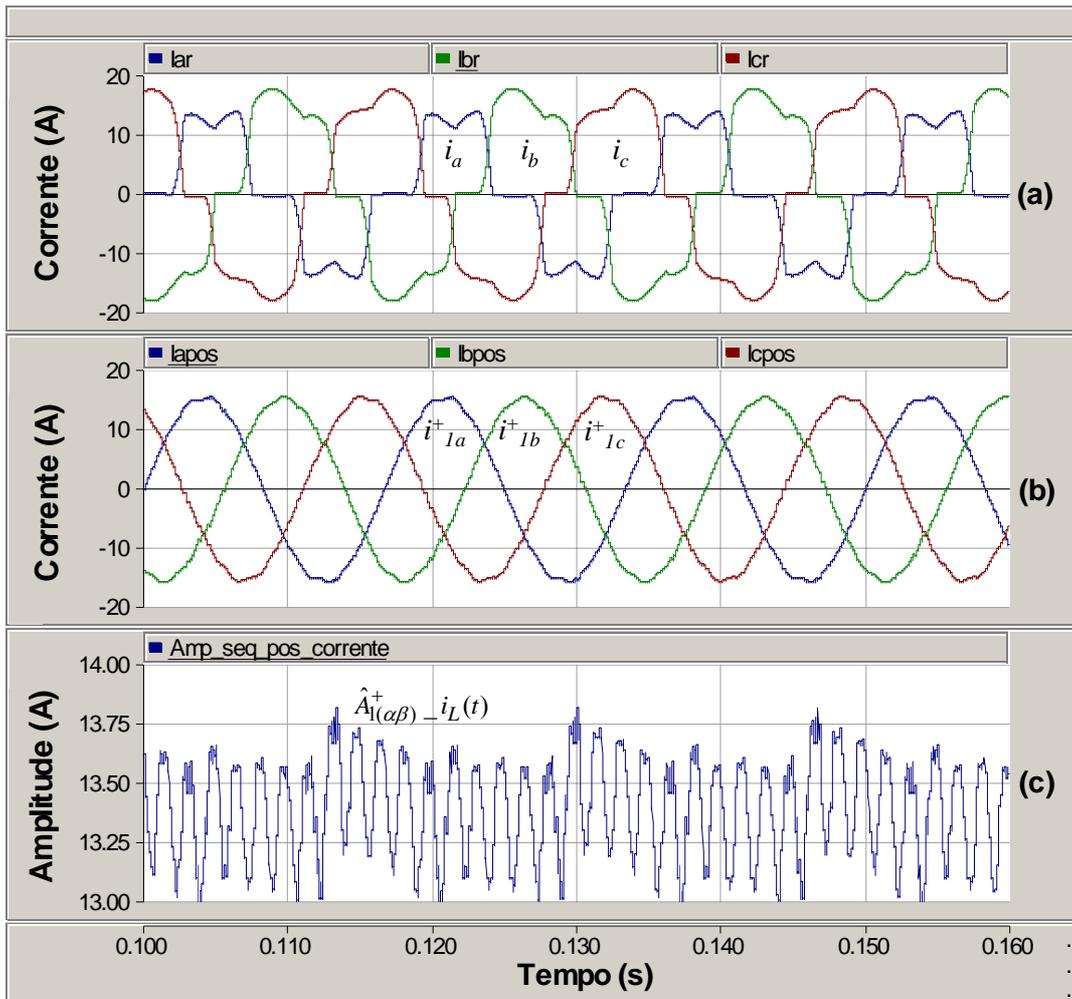


Figura 6-25: Cálculos dos Produtos Internos com Sub-Amostragem de 21 vezes e Aplicação do Ângulo de Sincronismo das Tensões – a) Correntes de Carga; b) Correntes de Sequência Positiva; c) Amplitude das Componentes de Sequência Positiva.

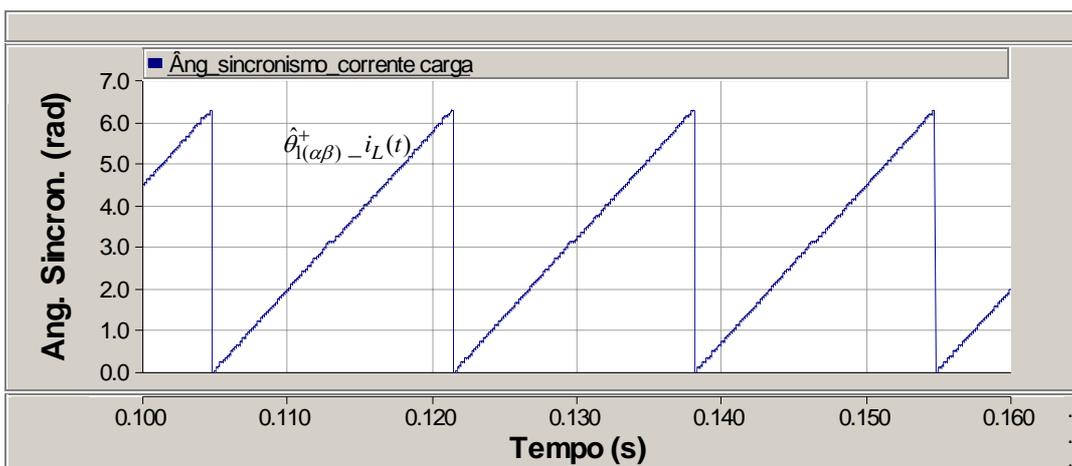


Figura 6-26: Ângulo de Sincronismo das Correntes – Produtos Internos Determinados sem Sub-Amostragem.

Utilizando o ângulo de sincronismo das correntes $\hat{\theta}_{1(\alpha\beta)}^+ i_L(t)$, mostrado na Figura 6-26, foram obtidas as componentes de seqüência positiva das correntes que estão mostradas na Figura 6-27 b). O comportamento da amplitude das componentes de seqüência positiva das correntes está ilustrado na Figura 6-27 c).

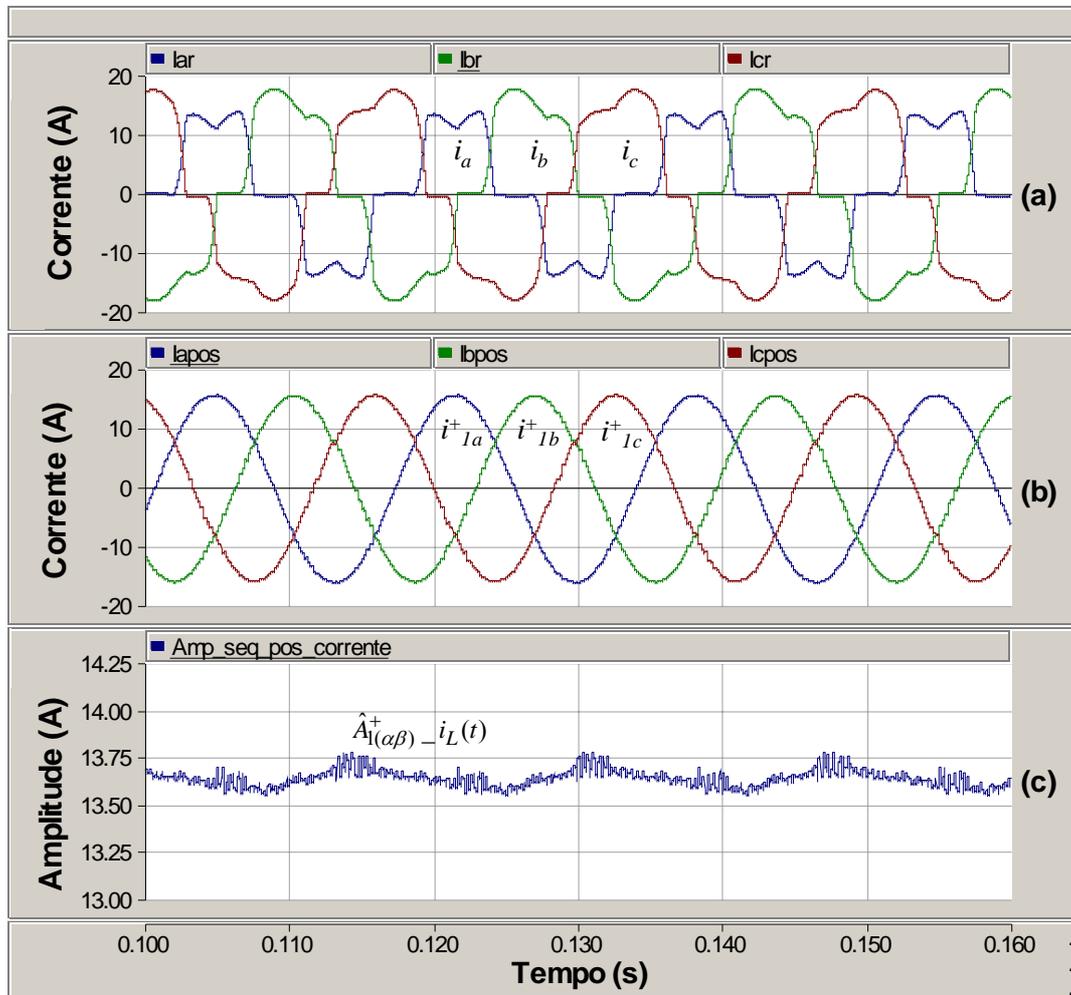


Figura 6-27: Cálculos dos Produtos Internos sem Sub-Amostragem e Aplicação do Ângulo de Sincronismo das Correntes – a) Correntes de Carga; b) Correntes de Seqüência Positiva; c) Amplitude das Componentes de Seqüência Positiva.

Com uma sub-amostragem de 21 vezes no processamento dos cálculos dos produtos internos das correntes $\bar{g}_{\alpha\beta} i_L(t)$, foram obtidas as componentes de seqüência positiva das correntes, que estão mostradas na Figura 6-28 b). A amplitude das componentes de seqüência positiva das correntes está mostrado na Figura 6-28 c). O ângulo de sincronismo das correntes $\hat{\theta}_{1(\alpha\beta)}^+ i_L(t)$ obtido na situação em que foi considerada a sub-amostragem está ilustrado na Figura 6-29.

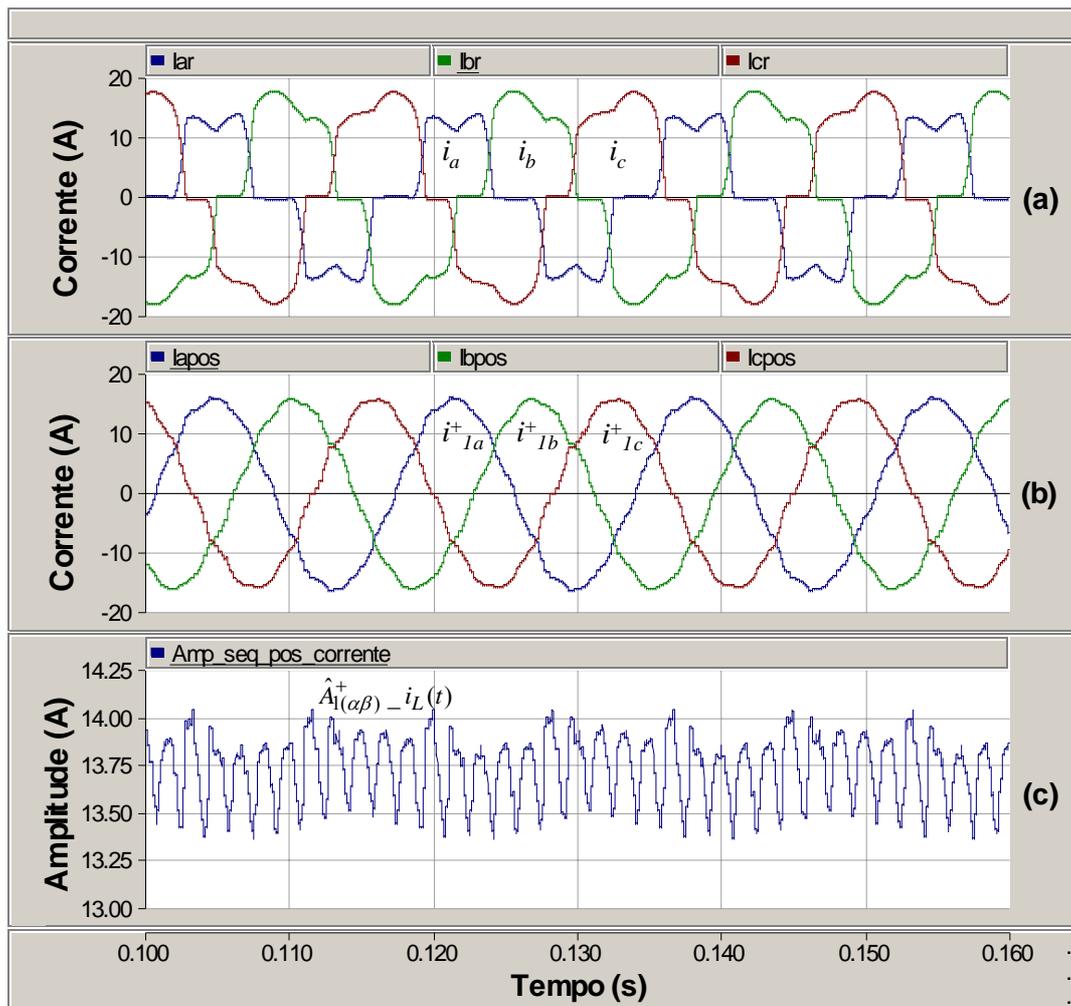


Figura 6-28: Cálculos dos Produtos Internos com Sub-Amostragem de 21 vezes e Aplicação do Ângulo de Sincronismo das Correntes – a) Correntes de Carga; b) Correntes de Seqüência Positiva; c) Amplitude das Componentes de Seqüência Positiva.

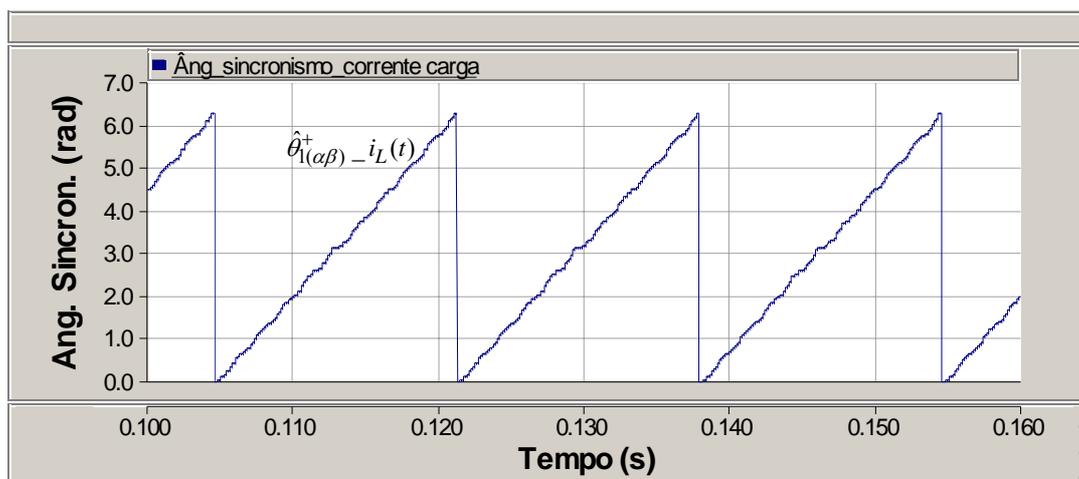


Figura 6-29: Ângulo de Sincronismo das Correntes – Produtos Internos Determinados com Sub-Amostragem.

Os valores das distorções harmônicas das formas de ondas das correntes de seqüência positiva na fase a $i_{1a}^+(t)$ estimadas utilizando o ângulo de sincronismo $\hat{\theta}_{1(\alpha\beta)}^+ v_s(t)$ e que estão mostradas nas Figuras 6-23 e 6-25, foram as seguintes:

- Figura 6-23: DHT(%) = 0,67%, DH₅(%) = 0,32%, DH₇(%) = 0,19%, DH₉(%) = 0,12%, DH₁₁(%) = 0,13%;

- Figura 6-25: DHT(%) = 1,84%, DH₅(%) = 0,49%, DH₇(%) = 0,19%, DH₉(%) = 0,94%, DH₁₁(%) = 1,28%;

Similarmente, as distorções harmônicas das correntes de seqüência positiva na fase a $i_{1a}^+(t)$ estimadas utilizando o ângulo de sincronismo $\hat{\theta}_{1(\alpha\beta)}^+ i_L(t)$ e que estão mostradas nas Figuras 6-27 e 6-28, foram as seguintes:

- Figura 6-27: DHT(%) = 0,58%, DH₅(%) = 0,27%, DH₇(%) = 0,06%, DH₉(%) = 0,11%, DH₁₁(%) = 0,15%;

- Figura 6-28: DHT(%) = 3,2%, DH₅(%) = 0,52%, DH₇(%) = 0,27%, DH₉(%) = 2,67%, DH₁₁(%) = 1,3%;

O impacto na precisão da estimação em pequenas variações da freqüência é acentuado, mas a execução do algoritmo em ponto fixo já resultou em uma perda de precisão, como está demonstrado no ANEXO I, o qual apresenta os resultados de simulações em uma freqüência de amostragem em $f_s = 12,6$ kHz em ponto fixo do detector de seqüência positiva da seção 4.7.1 sem a inclusão do controle do amortecimento. No estudo foram analisados os resultados de simulações nesta freqüência de amostragem com o número total de pontos, bem como utilizando a operação com uma redução de 21 vezes o número de amostras.

A Figura 6-30 ilustra as formas de ondas das correntes na fonte e tensão de linha v_{bc} na carga com o filtro ativo paralelo utilizando a estratégia de compensação de correntes do capítulo 4 e operando em uma freqüência de chaveamento de $f_{CW} = 6,3$ kHz. De uma maneira similar ao que foi mostrado na Figura 6-14, medições das correntes na fonte e tensão na carga v_{bc} com o filtro ativo operando e o retificador desligado foram realizadas e as respectivas formas de ondas estão mostradas na Figura 6-31, sendo que também o filtro passivo RC do conversor paralelo estava inserido ao sistema. Na Figura 6-31 as correntes medidas nas fase a e c da fonte

com o retificador desligado foram deslocadas em relação ao eixo central em uma divisão na escala adotada (10 A) para facilitar a visualização.

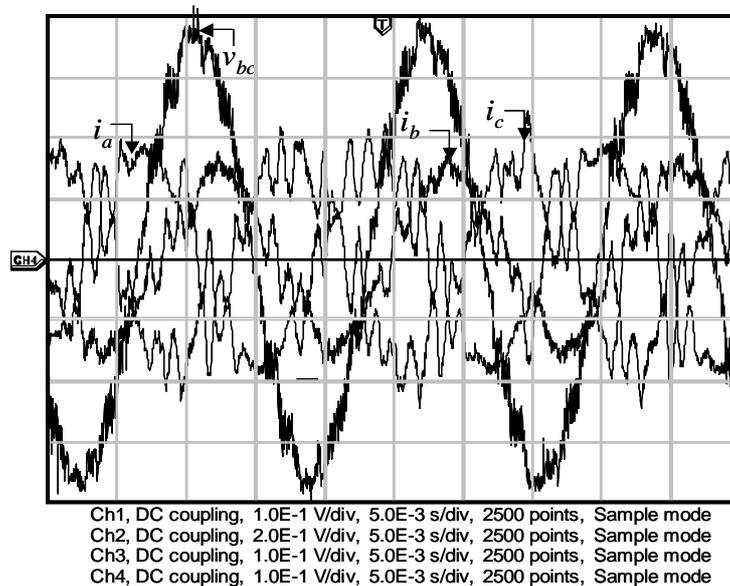


Figura 6-30: Correntes Compensadas e Tensão de Linha na Carga v_{bc} (Escala 10A/div e 100 V/div).

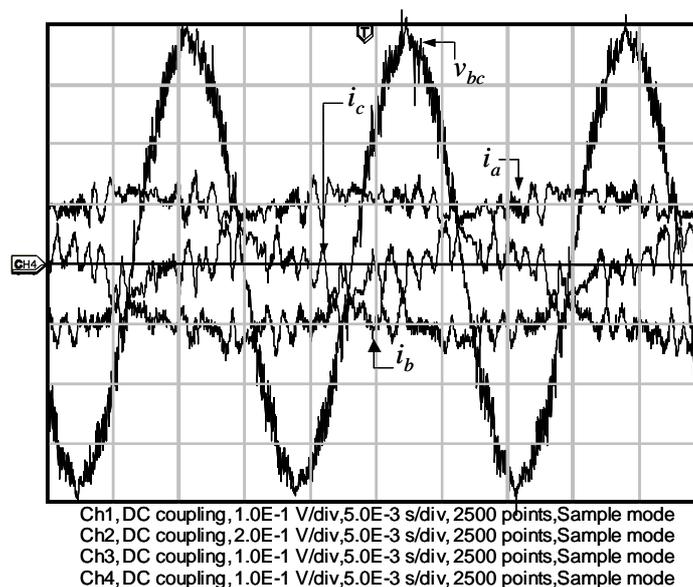


Figura 6-31: Correntes na Fonte e Tensão de Linha na Carga v_{bc} com o Filtro Ativo Paralelo Operando sem Carga (Escala 10A/div e 100 V/div).

A Figura 6-33 mostra a tensão de linha v_{bc} e a corrente na fase b com filtro ativo paralelo operando sem o filtro passivo RC. Neste caso, o controle do filtro paralelo mostrado na seção 4.7.2 foi implementado no sentido de compensar o fator de potência da carga seguindo as premissas da seção 4.7, conforme (4-53) e (4-55).

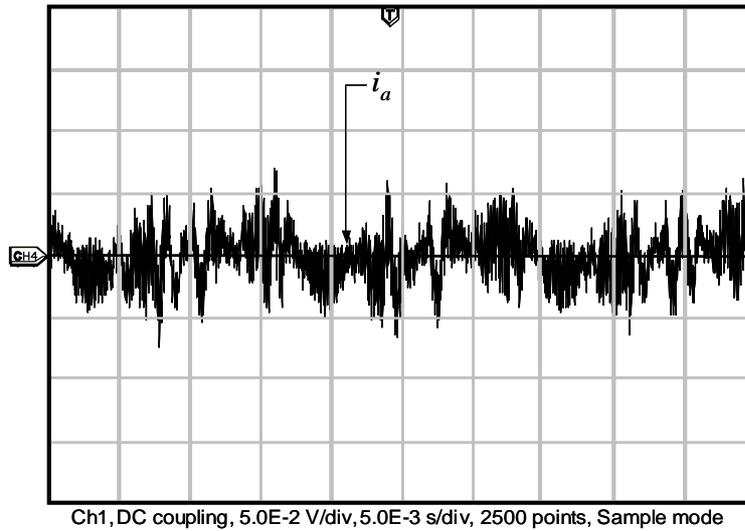


Figura 6-32: Corrente na Fonte da Fase a o Filtro Ativo Paralelo Operando sem Filtro RC e sem Carga (Escala 5A/div).

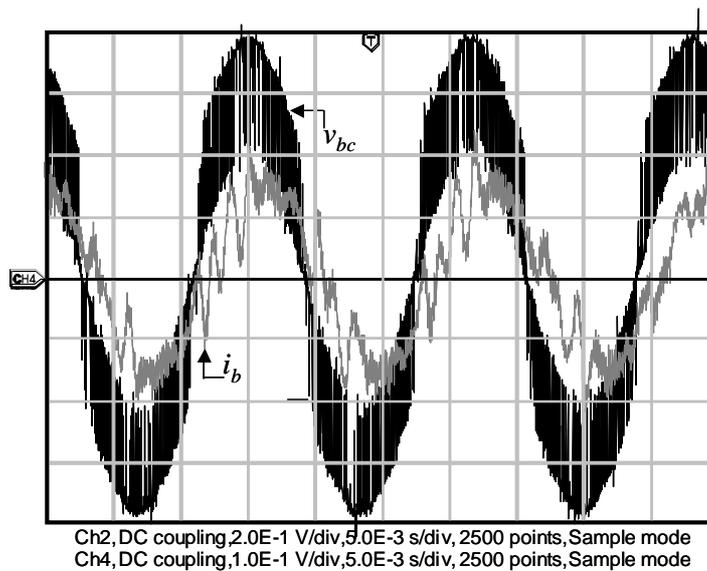


Figura 6-33: Corrente na Fonte da Fase b e Tensão de Linha na Carga v_{bc} com o Filtro Ativo Paralelo Operando sem Filtro RC (Escala 10A/div e 100 V/div).

O comportamento do sistema ficou ainda mais prejudicado com a operação do conversor paralelo na frequência de chaveamento $f_{CW} = 6,3$ kHz. A forma de onda da corrente na fase a mostrada na Figura 6-13, obtida com o algoritmo do capítulo 3 e com $f_{CW} = 9,72$ kHz, já apresenta além da oscilação em 60 Hz e da frequência de chaveamento, uma componente de amplitude acentuada em uma frequência intermediária. Sendo que esta fica mais evidenciada na Figura 6-31 que considera o filtro passivo RC do conversor paralelo inserido.

6.3.3 Análises Harmônicas e de Desequilíbrios das Tensões e Correntes

Nesta subseção serão comparados os efeitos das compensações realizadas nas subseções 6.3.1 e 6.3.2 em relação aos níveis de distorções harmônicas (sempre com uma janela de amostragem de dois ciclos) e desequilíbrios. Os espectros harmônicos das correntes drenadas na fonte com o *UPQC* desligado estão mostrados na Figura 6-34.

Pode-se notar a existência de componentes de terceira ordem e seus múltiplos, além dos harmônicos característicos relacionados com a operação do retificador trifásico. Nesta situação operacional, os harmônicos de terceira ordem e seus múltiplos são componentes de seqüência positiva são reflexos dos componentes de segunda ordem do lado *cc* do retificador trifásico, sendo que este fato é decorrente do retificador trifásico estar sendo suprido por tensões desequilibradas. As distorções harmônicas totais verificadas nas correntes sem compensação foram $DHT_{i_{sa}} = 33,62\%$, $DHT_{i_{sb}} = 21,13\%$ e $DHT_{i_{sc}} = 20,29\%$, respectivamente. O fator de desequilíbrio f_d das correntes medidas na fonte obtido por meio da relação entre as componentes de seqüências negativa e positiva para esta condição operacional foi de $f_d = 18,93 \%$.

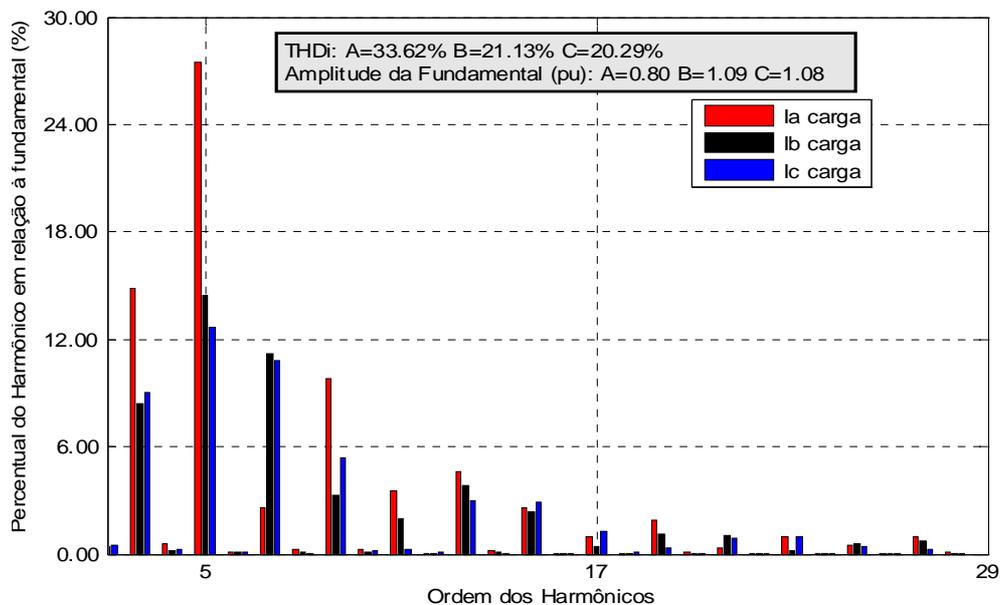


Figura 6-34: Amplitude dos Harmônicos das Correntes de Carga em Percentagem em Relação à Fundamental.

Com o filtro ativo paralelo operando foram obtidos os espectros harmônicos das correntes na fonte mostrados na Figura 6-35. Neste caso, as distorções harmônicas totais foram $DHT_{i_{sa}} = 8,83\%$, $DHT_{i_{sb}} = 12,89\%$ e $DHT_{i_{sc}} = 13,31\%$, respectivamente, e o fator de desequilíbrio resultante foi de $f_d = 5,29\%$.

Com a operação do *UPQC* foram determinados os espectros harmônicos das correntes na fonte apresentados na Figura 6-36. As taxas de distorções harmônicas totais calculadas foram $DHT_{i_{sa}} = 11,59\%$, $DHT_{i_{sb}} = 9,13\%$ e $DHT_{i_{sc}} = 12,13\%$, respectivamente, e o fator de desequilíbrio resultante foi de $f_d = 3,17\%$.

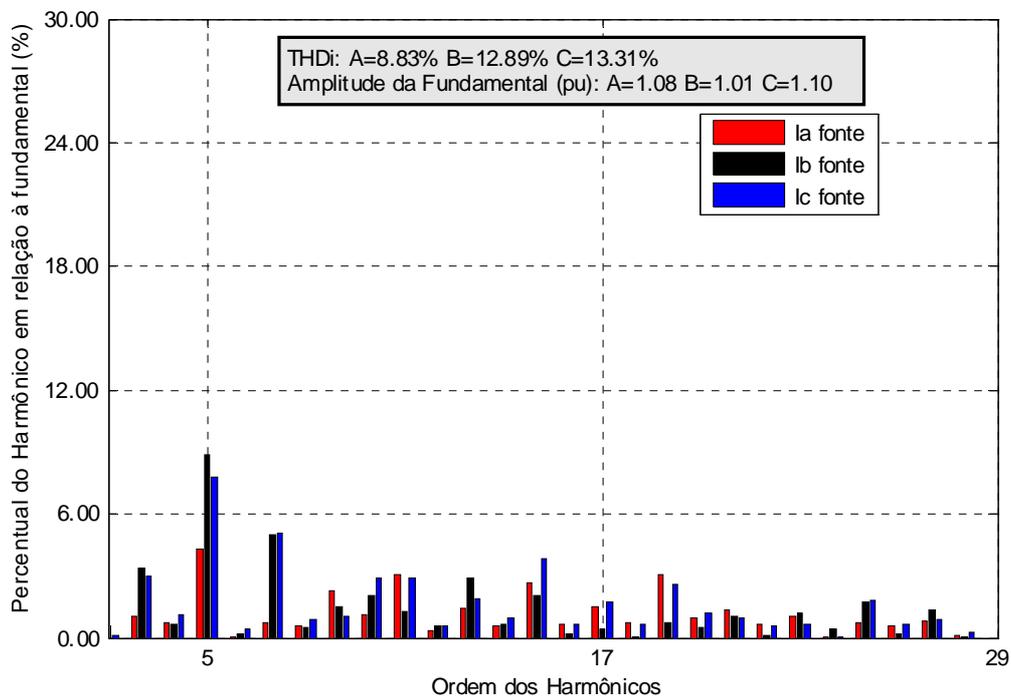


Figura 6-35: Amplitude dos Harmônicos das Correntes Compensadas Pelo Filtro Ativo Paralelo em Percentagem em Relação à Fundamental.

Os espectros harmônicos das correntes mostrados na Figura 6-35 e Figura 6-36 demonstraram que a compensação de corrente ficou comprometida, sendo que o maior indicativo deste problema foi demonstrado na Figuras 6-13 e 6-14.

Com o filtro ativo paralelo operando foram determinados os espectros harmônicos das citadas tensões de linha apresentados na Figura 6-38 e que estão associados com as distorções harmônicas totais $DHT_{v_{Sab}} = 6,88\%$, $DHT_{v_{Sbc}} = 6,624\%$ e $DHT_{v_{Sca}} = 8,51\%$. Por fim, habilitando também a compensação de tensão foram obtidos os espectros harmônicos das referidas tensões apresentados na

Figura 6-39. As distorções harmônicas totais calculadas foram $DHT_{v_{Sab}} = 6,22\%$, $DHT_{v_{Sbc}} = 7,29\%$ e $DHT_{v_{Sca}} = 8,50\%$, respectivamente, e o fator de desbalanço resultante foi de $f_d = 5,028\%$.

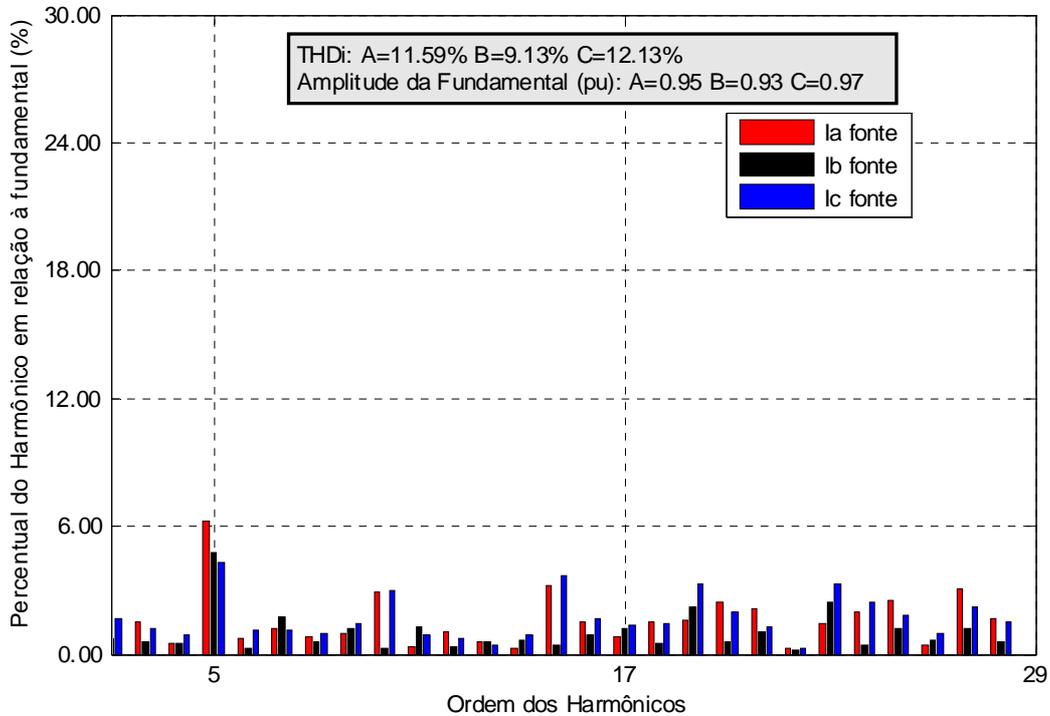


Figura 6-36: Amplitude dos Harmônicos das Correntes Compensadas Pelo UPQC em Percentagem em Relação à Fundamental.

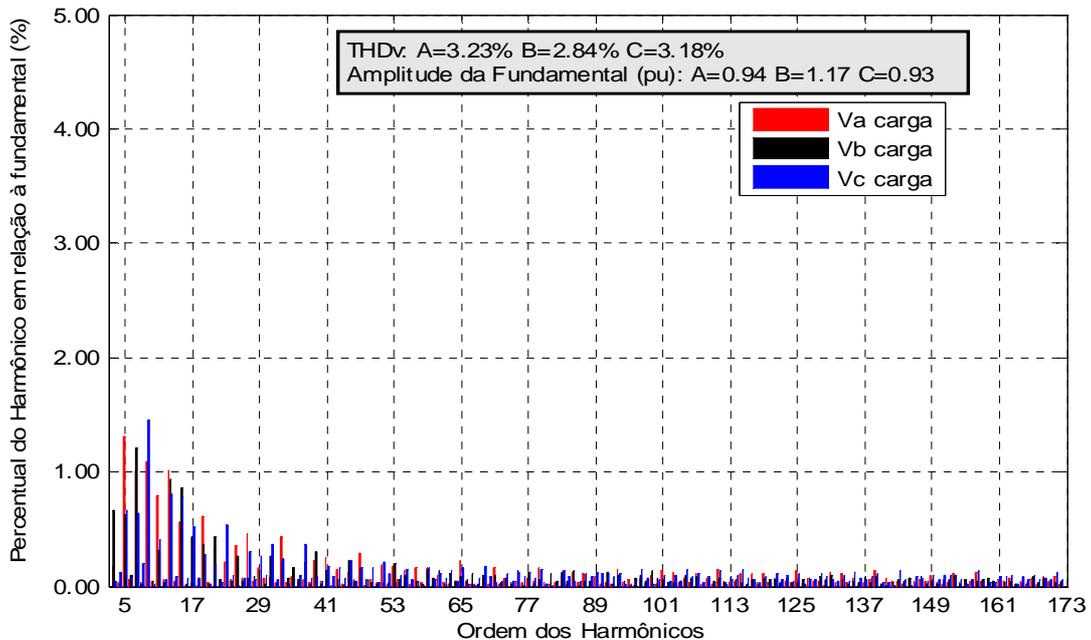


Figura 6-37: Amplitude dos Harmônicos das Tensões de Linha com o UPQC Desligado em Percentagem em Relação à Fundamental.

Ressalta-se que os cálculos realizados por meio da Transformada Rápida de *Fourier* e pelo método das componentes simétricas nas tensões de linha foram realizados com a carga não linear operando normalmente.

Em relação à utilização do algoritmo de compensação de corrente mostrado na subseção 4.7.2 em uma frequência de amostragem de $f_s = 12,6$ kHz no filtro ativo paralelo operando em uma frequência de chaveamento de $f_{CW} = 6,3$ kHz, foram calculados os espectros harmônicos das correntes da fonte mostrados na Figura 6-40. Nesta situação em particular, as taxas de distorções harmônicas totais das correntes na fonte foram $DHT_{i_{sa}} = 24,07\%$, $DHT_{i_{sb}} = 21,5\%$ e $DHT_{i_{sc}} = 23,42 \%$, respectivamente, e o fator de desequilíbrio das correntes resultante foi de $fd = 10,59\%$.

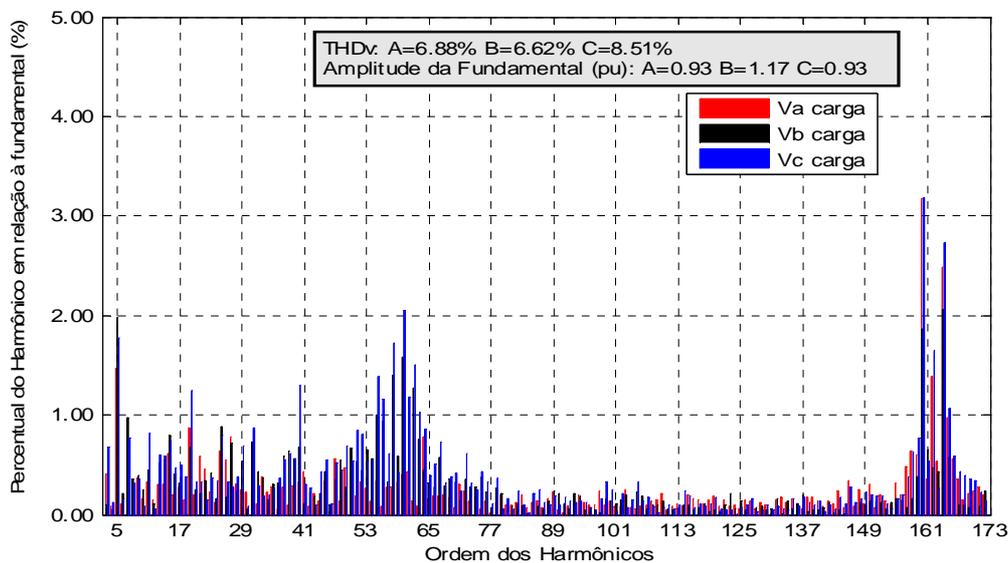


Figura 6-38: Amplitude dos Harmônicos das Tensões de Linha com o Filtro Ativo Paralelo Operando em Percentagem em Relação à Fundamental.

Diante do contexto relatado, com o conversor paralelo chaveamento em uma frequência de 6,3 kHz já eram esperados os resultados inadequados do espectro harmônico da Figura 6-32, onde pode ser verificado que uma severa ressonância da faixa de 800 Hz.

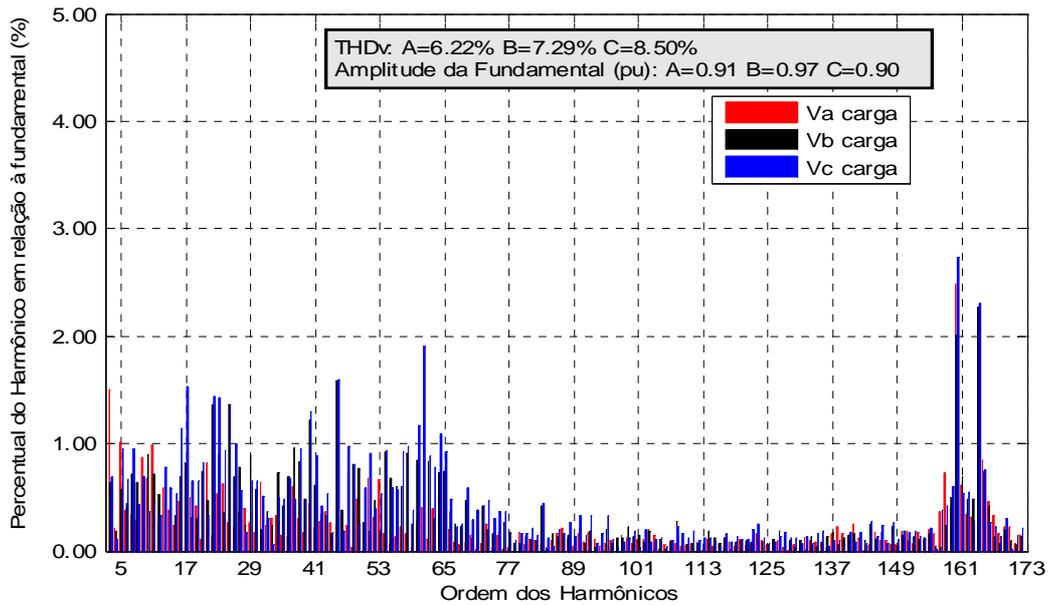


Figura 6-39: Amplitude dos Harmônicos das Tensões de Linha com o UPQC Operando em Percentagem em Relação à Fundamental.

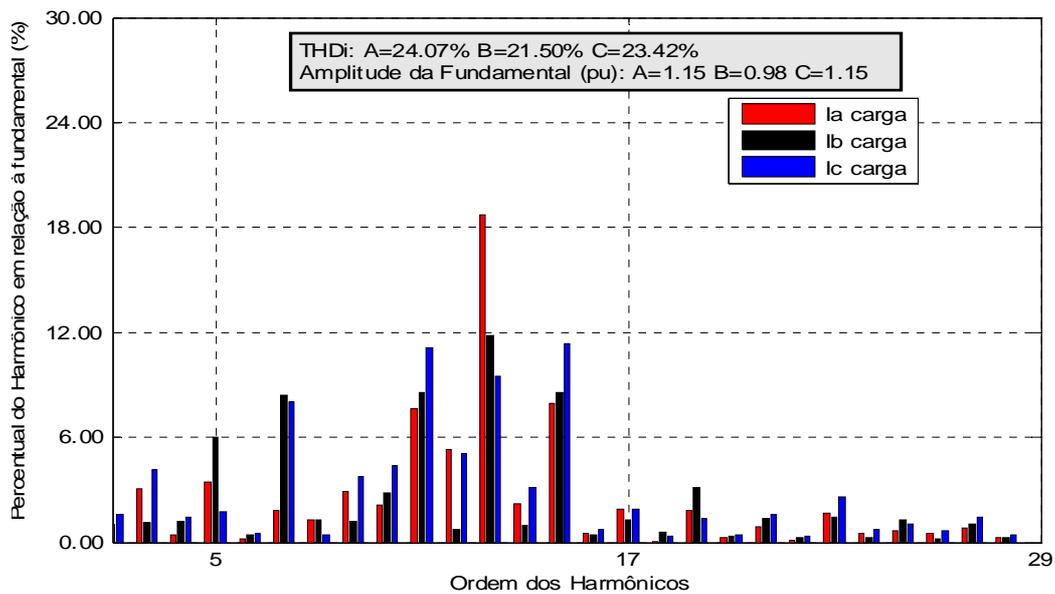


Figura 6-40: Amplitude dos Harmônicos das Correntes em Percentagem em Relação à Fundamental – Algoritmo de Compensação de Corrente do Capítulo 4 Utilizando Sub-Amostragem de 21 Vezes nos Cálculos dos Produtos Internos.

6.4 Conclusões Parciais

Neste capítulo foram apresentados os resultados experimentais do *UPQC* implementado com o algoritmo de controle do capítulo 3 e com os controladores de tensão e corrente do capítulo 2. Os resultados obtidos não confirmaram de forma efetiva as simulações apresentadas na subseção 5.4.1 do capítulo 5.

Durante os testes realizados foram verificados problemas que não puderam ser contornados em tempo hábil. Dentre eles, destacam-se problemas verificados na instrumentação e também em um dos *drivers* do conversor paralelo. Problemas que, de certa forma, comprometeram os resultados, principalmente porque não foi possível ajustar os moduladores *PWM* do controle de corrente com os valores especificados e ajustados durante as simulações. O conteúdo harmônico das correntes ficou elevado, onde se verificou distúrbios não característicos ou presentes nas correntes, durante as simulações.

Um ponto importante é que os indutores não foram projetados considerando um critério de *ripple* máximo, o que não foi realizado porque foram utilizados indutores de núcleo de ar disponíveis no laboratório.

Os testes experimentais utilizando o algoritmo de compensação de correntes do capítulo 4 foi realizado apenas para demonstrar a elevada robustez do *PLL* trifásico proposto. Isto porque o processo de cálculos dos produtos internos foram realizados com uma sub-amostragem de 21 vezes, em uma frequência de amostragem e de chaveamento inferior ao caso dos testes com o algoritmo do capítulo 3.

Foi realizada uma análise do impacto da sub-amostragem de 21 vezes nos cálculos dos produtos internos das tensões e correntes em condições similares àquelas encontradas nos testes experimentais, sendo constatado que, mesmo com o impacto do *aliasing*, a distorção harmônica total na corrente de seqüência positiva na fase *a* na sub-amostragem citada foi $DHT(\%) = 1,84 \%$. Como as simulações foram realizadas com o algoritmo implementado em ponto fixo, ficou comprovado a robustez do *PLL* trifásico proposto, mostrando, assim, que o algoritmo de controle do filtro ativo paralelo ainda pode operar nesta condição adversa.

CAPÍTULO 7

CONCLUSÕES E ESTUDOS FUTUROS

A aplicação do *UPQC* apresentado neste trabalho possibilita a compensação série e paralela de forma conjunta, sendo este fator relevante para a melhoria da qualidade da energia elétrica, principalmente em termos da qualidade da corrente. Destaca-se este ponto, porque foi mostrado que em situações em que as tensões de suprimento forem distorcidas, se torna imperativo o uso da compensação série para garantir uma compensação das correntes de forma adequada por meio do filtro ativo paralelo. Isto porque o uso dos capacitores dos filtros passivos inseridos na saída do conversor paralelo irá drenar uma corrente harmônica correspondente ao grau da distorção da tensão e ao valor da capacitância e, dependendo desta combinação, o resultado será uma operação ineficaz do filtro ativo paralelo, mesmo que este esteja operando corretamente, como foi verificado em simulações que incluíram esta situação.

7.1 Conclusões e Estudos Realizados

No capítulo 2 foram apresentadas as características gerais do *UPQC* para sistemas a três fios, com relatos a respeito do seu circuito de potência e abordagem sobre o sistema de controle que considera uma redução no número de medições de 16 para 11. Foram relatados os controles de tensão e corrente utilizados considerando as características impostas pelas respectivas funções de transferências de primeira ordem do conversor paralelo e de segunda ordem do conversor série. Ainda foi apresentada uma análise das principais topologias de filtros passivos que podem ser utilizados nas saídas dos conversores visando minimizar o impacto da influência do chaveamento dos conversores.

O capítulo 3 apresentou o algoritmo de controle para compensação ativa de correntes e tensões baseado em simplificações nas equações da Teoria p-q. Foi realizado um estudo comparativo baseado em simulações digitais entre a Teoria p-q e a sua versão simplificada ora apresentada visando avaliar as características de

ambas as metodologias. Em termos de simulações no programa de transitórios eletromagnéticos adotado neste estudo, não foi verificado nenhum impacto adverso resultante das simplificações implementadas no algoritmo da Teoria p-q.

O capítulo 4 apresenta um algoritmo de controle para compensação ativa de corrente e tensão baseado em um detector de seqüência positiva que é estruturado em um *PLL* trifásico ora proposto, o qual fornece diretamente informações sobre a fase, freqüência e amplitude da componente de seqüência positiva dos sinais trifásicos. Este *PLL* trifásico foi desenvolvido com base na proposição de um modelo monofásico, o qual também foi apresentado e possui as seguintes características em especial que foram comprovadas por meio de simulações:

a) alta imunidade em relação às distorções harmônicas; b) alta precisão em regime permanente; c) resposta dinâmica muito rápida; d) ajuste do comportamento dinâmico é realizado de forma simples por meio de um ganho relacionado com a malha interna de estimação da freqüência; e) o modelo estima o ângulo de sincronismo, freqüência e amplitude do sinal de entrada mesmo operando em taxas de amostragens baixas, sendo que testes em valores de até 3 kHz foram realizados com sucesso.

Os equacionamentos dos modelos monofásico e trifásico foram apresentados e uma avaliação simples da dinâmica por meio de simulações forneceu um indicativo inicial do ajuste dos sistemas. Simulações em diferentes taxas de amostragens mostraram que o valor do ganho K_{MF} especificado pela metodologia de simulações adotada mostrou-se adequado em uma ampla faixa de freqüências de amostragens, operando desde cerca de 500 kHz até 6 kHz com o mesmo ajuste, sem reflexos acentuados, exceto pela perda normal de precisão associada com a operação em uma freqüência de amostragem mais baixa.

Um detalhe importante é que, diferentemente de outros modelos mais simples, a relação precisão *versus* dinâmica se mantém similar mesmo diante de sinais fortemente distorcidos, o que é fruto da elevada robustez dos modelos. As análises computacionais com freqüências de amostragens em valores como 6 kHz, somente foi possível pela implementação de um bloco auxiliar que interrompe o envio de dados aos blocos que contêm os algoritmos em linguagem C. Esta interrupção é baseada em um período de tempo de amostragem que é especificada

em um valor inferior ao utilizado no passo fixo de integração ajustado para o Programa PSCAD/EMTDC.

O fator negativo dos modelos é o alto custo computacional decorrente da aplicação de produtos internos com larguras variáveis em janelas deslizantes, sendo que para o *DSP* utilizado neste trabalho, não seriam indicados os usos dos modelos trifásico e mesmo o monofásico, salvo em situações mais pontuais, tais como decorrentes de transitórios que resultem em variações de frequências e/ou fase. Isto por que o *DSP* é estruturado na matemática de ponto fixo e sua capacidade de processamento é ainda insuficiente para uma aplicação mais ampla, considerando frequências de amostragens condizentes com os chaveamentos necessários. Isso seria contornado com o uso de um modelo recursivo no cálculo dos produtos internos, mas a implementação deste modelo delimitaria a característica de alta performance dinâmica diante de contingências de frequência e/ou fase. Discutir que a frequência do sistema de suprimento varia muito pouco poderia induzir a uma conclusão de que os algoritmos de sincronismos não são necessários para aplicações em filtros ativos. O papel da pesquisa é ir além de situações normais, possibilitando discussões mais abrangentes, as quais podem versar em desenvolver modelos mais robustos, com resposta dinâmica mais rápida e precisão maior, ainda mais se for considerado o avanço tecnológico na área dos sistemas microprocessados. Posteriormente, poderão ser discutidas simplificações, que podem ser introduzidas nestes modelos e os seus resultados no desempenho original.

No capítulo 5 constam os resultados da análise computacional dos algoritmos de compensação de corrente e tensão apresentados nos capítulos 3 e 4, respectivamente. Foram apresentadas as características do sistema implementado no programa PSCAD/EMTDC, incluindo detalhes do sistema de potência e da implementação dos controles dos conversores. Um ponto importante a ser relatado é que as simulações foram realizadas a partir dos algoritmos implementados em linguagem C que tiveram os seus cálculos realizados em frequências de amostragens compatíveis àquelas utilizadas em implementações práticas em *DSP*, ou seja, em 9,72 kHz e 6,3 kHz, respectivamente, valores que têm relação direta com os passos fixos de integrações distintos daqueles valores que o programa PSCAD utiliza. Também os controles de corrente e tensão foram implementados em linguagem C e realizam os seus cálculos nas mesmas frequências de

amostragens em que os algoritmos de controles operam. Foram realizadas diversas simulações digitais considerando os algoritmos de controles dos capítulos 3 e 4, as quais incluíram algumas contingências transitórias. A análise mostrou, que em termos de precisão, os resultados das distorções harmônicas totais DHT(%) foram similares e, nas contingências analisadas, o desempenho frente à variação da frequência do sistema foi a situação que o algoritmo do capítulo 3 mostrou um desempenho inferior de forma contundente.

Testes com duas metodologias de especificações de filtros passivos foram realizados, além da utilização de duas topologias mais simples de filtros passivos, que utiliza o amortecimento clássico $C_F R_A$ e uma outra que utiliza o amortecimento paralelo $C_{AP} R_{AP}$, respectivamente. Pelas suas características relatadas na subseção 2.3.1.2, o filtro passivo com amortecimento paralelo possibilita uma melhor filtragem da componente na frequência de chaveamento, mesmo considerando o seu projeto mais conservador utilizando frequências de corte de $f_c = 2598$ Hz e $f_c = 2196$ Hz, respectivamente. Quando este tipo de filtro foi especificado em uma frequência de corte mais baixa, ficou demonstrada a influência na corrente compensada da energia reativa associada com o conjunto de capacitores, sendo visível a defasagem angular entre a corrente compensada e a tensão em sua respectiva fase.

As simulações do *UPQC* utilizando o algoritmo do capítulo 4 com frequência de amostragem em $f_s = 12,6$ kHz e frequência de chaveamento em 6,3 kHz mostraram que os níveis de distorções nas correntes e tensões compensadas foram reduzidas e ficaram dentro dos limites citados nas normas [6-8], mesmo com resultados piores do que aqueles obtidos nas simulações com as frequências de amostragem e chaveamento em $f_s = 19,44$ kHz e 9,72 kHz, respectivamente.

No capítulo 6 constam os resultados experimentais com o protótipo do condicionador *UPQC* desenvolvido, que foram obtidos com os algoritmo de controle relatado nos capítulo 3, além dos controles de tensão e corrente mostrados no capítulo 2. Os resultados experimentais não puderam confirmar as simulações, sendo que tal fato teve forte influência de problemas na instrumentação, visto que distúrbios não característicos interferiram nos resultados obtidos. Já os resultados experimentais da subseção 6.3.2 foram obtidos apenas para demonstrar a robustez do *PLL* trifásico utilizado no algoritmo de compensação. Isto porque com a su-

amostragem adotada, este operou realizando os cálculos dos produtos internos com cerca de dez amostras por ciclo.

O Anexo I apresentou os resultados de simulações digitais de um detector de seqüência positiva do capítulo 4, implementado em ponto fixo na linguagem C, considerando as mesmas premissas de operação em uma freqüência de amostragem de $f_s = 12,6$ kHz. A análise apresentou o comportamento do algoritmo baseado no *PLL* trifásico capítulo 4, operando também com a aplicação de uma subamostragem nos cálculos dos produtos internos realizados. Estas simulações permitiram esclarecer a perda de precisão resultante da implementação em ponto fixo do algoritmo em relação à sua implementação anterior em ponto flutuante, além de permitir verificar os reflexos na precisão e na dinâmica do detector devido à utilização da subamostragem no processo dos produtos internos.

De um modo geral, podem ser citados os seguintes pontos como contribuições principais deste trabalho:

- ⇒ Proposição de um algoritmo simplificado baseado na Teoria p-q dedicado a sistemas a três fios, que mostrou desempenho similar em simulações comparando com algoritmo convencional da Teoria p-q;
- ⇒ Proposição de um algoritmo de controle baseado em um *PLL* trifásico, o qual determina as componentes de seqüência positiva das correntes e tensões com um alto desempenho, como ficou comprovado nas análises computacionais realizadas. Foi apresentada a base teórica estruturada a partir da proposição de um *PLL* monofásico, tendo sido o ponto de partida para a obtenção do modelo trifásico. Foi possível verificar os seus pontos positivos: robustez, precisão, dinâmica rápida, ajuste simples, alta imunidade em relação aos harmônicos, além de propiciar a detecção do ângulo de sincronismo, freqüência e amplitude do sinal de entrada, mesmo operando em freqüências de amostragens consideradas baixas, como por exemplo 6 kHz. Por outro lado, foi deixado claro o aspecto negativo do citado algoritmo, que é o seu alto custo computacional relacionado com o procedimento matemático dos produtos internos. Sendo que este algoritmo pode ser utilizado em sistemas a quatro fios bastando incluir nas medições a corrente na fase *c* e medir todas as tensões de fase;

⇒ As simulações foram realizadas com os cálculos dos algoritmos de compensação e dos controles de tensão e corrente implementados em linguagem C sendo utilizado um passo fixo de integração numérico inferior aos que foram especificados no programa PSCAD/EMTDC. Este aspecto permite que os algoritmos operem com valores de frequências de amostragens similares àquelas utilizadas nas implementações dos algoritmos em *DSP*. Inclusive conforme apresentado na subseção 6.3.2 e no Anexo I, foram realizadas análises com o detector de seqüência positiva do capítulo 4 já implementado em ponto fixo visando esclarecer os problemas nesta situação. Foi demonstrado Na subseção 6.3.2, o *PLL* trifásico proposto operando com um frequência de amostragem de 12,6 kHz e mesmo com a sub-amostragem de 21 vezes adotada nos cálculos dos produtos internos, foi capaz de estimar as componentes de seqüência positiva.

7.7.1 Proposições Para Trabalhos Futuros

Com o intuito de proporcionar uma continuidade dos tópicos relevantes ora discutidos, alguns poderão ser analisados em pesquisas futuras, dentre os quais destacam-se os seguintes:

- ⇒ Desenvolver um algoritmo recursivo que apresente características de desempenho na resposta dinâmica similares ao *PLL* proposto, mesmo diante de variações na frequência da entrada, tendo em vista que se deseja manter esta característica que diferencia o algoritmo *PLL* mostrado no capítulo 4 de outros similares já apresentados;
- ⇒ Desenvolver uma metodologia visando permitir um estudo mais específico da dinâmica do *PLL* do capítulo 4;
- ⇒ Analisar, aprimorar e implementar algoritmos de amortecimento digitais visando limitar o uso de filtros passivos nas saídas dos conversores do *UPQC*;
- ⇒ Analisar um modelo de controle para o elo de tensão *cc* que possibilite um melhor desempenho dinâmico do mesmo;

⇒ Realizar uma análise comparativa entre alguns tipos de controles de corrente e tensão. Em relação ao conversor paralelo, estudar a utilização de um modelo de função de transferência a ser definida que relacione a componente de seqüência positiva das correntes estimadas pelo algoritmo de controle e as correntes medidas na fonte.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] Shipp, D. D., *Harmonic Analysis and Supression for Electrical Systems Supplying Static Power Converters and Other Nonlinear Loads*, IEEE/IAS Tran., Vol.. IA-15, N° 5, September/October 1979;
- [2] Robert, A., Marquet, J., *Assessing Voltage Quality with Relation to Harmonics, Flicker and Unbalance*, WG 36.05, Paper 36-203, Cigre 92;
- [3] Gyugyi, L., Strycula, E. C., *Active AC Power Filters*, IEEE/IAS Ann. Meeting, Vol. 19-C, pp. 529-535, 1976;
- [4] Hingorami, N. G., *Introducing Custom Power*, IEEE Spectrum Magazine, pp. 41-48, June 1995;
- [5] Akagi, H., Kanazawa, Y., Nabae, E., *Instantaneous Reactive Power Compensators Comprising Switching Devices Without Energy Storage Components in Three-Phase Circuits*, IEEE Trans. on Ind. Appl., Vol. IA-20, No. 3, pp.625-630, May/June 1984;
- [6] IEEE Std. P519A/D5-1996, *IEEE Guide for Applying Harmonic Limits on Power Systems*;
- [7] IEEE Std. 519-1992, *IEEE Recommended Practices and Requirements for Harmonic Control in Electric Power Systems*;
- [8] IEC-CEI 1000-3-2 International Std., *Electromagnetic Compatibility (EMC) – Part.3: Limits – Section 2: Limits for Harmonic Current Emissions*, March 1995;
- [9] Singh, B., Al-Haddad, K., *A Review of Active Filters for Power Quality Improvement*, IEEE Trans. on Industrial Electronics, Vol. 46, N°.5, pp.960-971, 1999;
- [10] Van Harmellen, G. L., Eslin, J., *Real Time Dynamic Control of Dynamic Power Filters in Supplies With High Contamination*, IEEE Trans. on Industrial Electronics, Vol. 46, N°.5, pp.960-971, 1999;

- [11] Akagi, H., *New Trends in Active Filters for Power Conditioning*, IEEE Trans. on Industry Application, Vol. 32, N^o.6, pp. 1312-1322, Nov./Dec. 1996;
- [12] Choe, G., H., Park, M., H., *Analysis and Control of Active Power Filter with Optimized Injection*, IEEE Trans. on Power Electronics, Vol. 4, N^o. 4, pp. 427-433, 1989;
- [13] Singh, B., Al-Haddad, K. Chandra, A., *A New Control Approach to Three-Phase Active Filter for Harmonics and Reactive Power Compensation*, IEEE Trans. on Power System, Vol. 13, N^o. 1, pp. 133-138, February 1998;
- [14] Bonifacio, G., Lo Schiavo, A., Marino, P., Testa, A., *A New High Performance Shunt Active Filter Based on Digital Control*, Power Engineering Society Winter Meeting 2000 IEEE, Vol.4, pp. 2961-2966;
- [15] Bhattacharya, A., Divan, D. M., Banerjee, B., *Synchronous Frame Harmonic Isolator Using Active Series Filter*, Proceedings of the European Power Electronics Conference EPE'91, Firenze, Italy, Vol.3, pp. 30-35, 1991;
- [16] Williams, S. M., Hoft, R. G., *Adaptive Frequency Domain Control of PWM Switched Power Line Conditioner*, IEEE Trans. on Power Electronics, Vol. 6, N^o. 4, pp. 665-670, 1991;
- [17] Saetio, S., Devaraj, R., Torrey, D.A., *The Design and Implementation of a Three Phase Active Filter Based on Sliding Mode Control*, IEEE Trans. on Power Industry Application, Vol. 31, no.5, pp. 993-1000, September/October 1995;
- [18] Chicharo, J. F., Wang, H., *Power System Harmonic Signal Estimation and Retrieval for Active Filter Applications*, IEEE Trans. on Power Electronics, Vol. 9, N^o. 6, pp. 580-586, 1994;
- [19] Aredes, M., Watanabe, E. H., *New Control Algorithms for Series and Shunt Three-Phase Four-Wire Active Power Filters*, IEEE Trans. on Power Delivery, Vol. 10, N^o. 3, pp. 1649-1656, July 1995;

- [20] Kim, H., Akagi, H., *The Instantaneous Power Theory on the Rotating p-q-r Reference Frames*, IEEE 1999 International Conference on Power Electronics and Drive Systems, PEDS'99, pp. 422-427, Hong Kong, 1999;
- [21] Aredes, M., Monteiro, L. F. C., *A Control Strategy for Shunt Active Filter*, Proceedings of the International Conference on Harmonics and Power Quality- ICHQP 2002, Rio de Janeiro, Brazil;
- [22] Elnady, A., Goauda, A. Salama, A., *Unified Power Quality Conditioner With a Novel Control Based on Wavelet Transform*, Canadian Conference on Electrical and Computer Engineering 2001, Vol. 2, pp. 1041-1045, 2001;
- [23] Tey, L. H., So, P. L., Chu, Y. C., *Neural Network-Controlled Unified Power Quality Conditioner for System Harmonics Compensation*, Transmission and Distribution Conference and Exhibition 2002: Asia Pacific. IEEE/PES, Vol. 2, pp. 1038-1043, 2002;
- [24] Chang, G. W., Shee, T. C., *A Comparative Study of Active Power Filter Reference Compensation Approaches*, Power Engineering Summer Meeting, 2002 IEEE, Vol. 2, pp.1017-1021;
- [25] Bonifacio, G., Lo Schiavo, A., Marino, P., Testa, A., *A New High Performance Shunt Active Filter Based on Digital Control*, Power Engineering Society Winter Meeting 2000IEEE, Vol.4, pp.2961-2966;
- [26] Bonifacio, G., Lo Schiavo, A., Marino, P., Testa, A., *Comparative Analysis of Shunt Active Filters in non Ideal Operating Conditions*, Proceedings of the Conference on Harmonics and Quality of Power ICHQP2000, Vol.1, pp.226-231;
- [27] Marques, G. D., *A Comparison of Active Filter Control Methods in Unbalanced and Non-Sinusoidal Conditions*, Proceedings of the 24th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society IECON'98, Vol.1, 31Ag.-4Sept., pp. 444-449;

- [28] Routimo, M., Salo, M., Tuusa, H., *Comparison of Voltage Source and Current-Source Shunt Active Filters*, Proceedings of the IEEE Power Electronics Specialist Conference-PESC'05, pp. 2571-2577, 2005;
- [29] Choi, B., Cho, B. H., *Intermediate Line Filter Design to Meet Both Impedance Compatibility and EMI Specifications*, IEEE Transactions On Power Electronics, Vol. 10, N^o. 5, pp.583-588, September 1995;
- [30] Middlebrook, M. D., *Design Techniques for Preventing Input Filter Oscillations in Switched-Mode Regulators*, Proceedings of the Fifth National Solid-State Power Conversion Conference – Powercon 5, pp. A3.1 – A3.16, May 1978;
- [31] Liutanakul, P., *Stabilité Des Réseaux Embarques*, Doctorat de l'N.P.L., Institut National Polytechnique de Lorraine, 2007;
- [32] Aredes, M., *Active Power Line Conditioners*, Doktor-Ingenieur (Dr.-Ing.) Thesis, Technische Universität Berlin, 1996;
- [33] Akagi, H., Watanabe, E. H., Aredes, M., *Instantaneous Power Theory and Applications to Power Conditioning*, Wiley Inter-Science A Jhon Willey & Sons Inc., IEEE Press Series on Power Engineering, New Jersey, 2007;
- [34] Zmood, D. N., Holmes, D. G., *Stationary Frame Current Regulation of PWM Inverters With Zero Steady-State Error*, IEEE Transactions On Power Electronics, Vol. 18, N^o. 3, pp.814-822, May 2003;
- [35] Li, W. Y., Blaabjerg, F., Vilathgamuwa, D. M., Loh, P. C., *Design and Comparison of High Performance Stationary-Frame Controllers for DVR Implementation*, IEEE Transactions On Power Electronics, Vol. 22, N^o. 2, pp.602-612, March 2007;
- [36] Fukuda, S., Yoda, T., *A Novel Current-Tracking Method for Active Filters Based on Sinusoidal Internal Model for PWM Inverters*, IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 37, No. 3, May/June, 2001;

- [37] Fujita, H., Akagi, H., *The Unified Power Quality Conditioner: The Integration of Series Active Filters and Shunt Active Filters*, Proceedings of the IEEE Power Electronics Specialist Conference-PESC'96, pp.494-501;
- [38] Aredes, M., Häffner, J., Heumman, K., *A Combined Series and Shunt Active Power Filters*, IEEE / KTH– Stockholm Power Tech. Conf., SPT PE 07-05-0643, Vol. Power Elect., Sweden, pp. 237 – 242, June 1995;
- [39] Kamran, F., Habetler, T. G., *Combined Deadbeat Control of Series-Parallel Converter Combination Used as a Universal Power Filte*, Proceedings of the IEEE Power Electronics Specialist Conference-PESC'95, pp. 196-201, 1995;
- [40] Aredes, M., Heumann, K., Watanabe, E. H., *An Universal Active Power Line Conditioner*, IEEE Trans. on Power Delivery, Vol.13, pp.545-551, April 1998;
- [41] Graovac, D., Katic, V., Rufer, A., *Universal Power Quality System – An Extension to Universal Power Quality Conditioner*, Proceedings of 9th International Conference on Power Electronics and Motion Control-EPE-PEMC 2000, pp. 32-38, 2000;
- [42] Monteiro, L. F. C., Aredes, M., Neto, J. A. M., *A Control Strategy for Unified Power Quality Conditioner*, Proc. (CDROM) of ISIE – International Symposium on Industrial Electronics, Rio de Janeiro, Brazil, July 2003;
- [43] Peng, F. Z., Akagi, H., Nabae, A., *A New Approach to Harmonic Compensation in Power Systems – A Combined System of Shunt Passive, Series active Filter*, IEEE Transactions on Industry Application, Vol. 26, pp. 983-990, Nov./Dec. 1990;
- [44] Akagi, H., Kanazawa, Y., Nabae, A., *Generalized Theory of the Instantaneous Reactive Power in Three-Phase Circuits*, IPEC'83 – International Electronics Conference, Tokyo, 1983, pp. 683-691;
- [45] Jesus, F. D., Soares, C. F. T., Neto, J. L. S., Watanabe, E. H., Aredes, M., Carvalho, J. R., Leal, M., *Improvement of a Positive-Sequence Components Detector in a Unbalanced Three-Phase System*, VII COBEP - Congresso Brasileiro de Eletrônica de Potência, Fortaleza, 2003, pp. 640-645;

- [46] Karimi-Guartemani, M., *A Distortion-Free Phase-Locked Loop System for Facts and Power Electronics Controllers*, ScienceDirect – Electric Power Systems Research, pp. 1095-1100, <http://www.sciencedirect.com>, 2006;
- [47] Ciobotaru, M., Teodorescu, R., Blaabjerg, F., *A New-Single PLL Structure Based on Second Order Generalized Integrator*, 37th IEEE PESC '06 - Power Electronics Specialists Conference, Jeju, South-Korea, 2006;
- [48] Shinnaka, S., *A New Frequency Adaptive Phase-Estimation Method Based on a New PLL Structure for Single-Phase Signals*, Power Conversion Conference - PCC'07, Nagoya, pp. 191-198, April 2007;
- [49] Karimi-Guartemani, M., Iravani, M. R., A.; *A New Phase Locked Loop (PLL) System*, Proceedings of the 44th IEEE-2001 Midwest Symposium - MWCAS 2001, Vol. 1, pp. 421-424;
- [50] Karimi-Ghatermani, M., Karimi H., Iravani, M. R., *A Magnitude/Phase-Locked Loop System Based on Estimation of Frequency and In-Phase/Quadrature-Phase Amplitudes*, IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 51, N^o 2, pp. 511-517, April 2004;
- [51] Pádua, M. S., Deckman S. M., Marafão, F.P., Cólón, D., *Analysis of Different Synchronization Algorithms Based on PLL, RDFT and Kalman Filter*, XIX COBEP - Congresso Brasileiro de Eletrônica de Potência, Blumenau, 2007, pp. 181-186;
- [52] Neto, J. A. M., Lovisoló, L., Ortiz, A, Aredes, M., *Análise Comparativa do Desempenho de Algoritmos de Sistemas de Sincronismos*, XIX SNPTEE, Rio de Janeiro, 2007;
- [53] Aredes, M., Costa Junior, D. R., Rolim, L. G. B., *Analysis and Software Implementation of a Robust Synchronizing Circuit - PLL Circuit*, IEEE ISIE - International Symposium on Industrial Electronics, pp. 616-622, 2003;
- [54] Kaura, V., Blasko, V., *Operation of a Phase Locked Loop Under Distorted Utility Conditions*, IEEE Trans. on Industry Applications, Vo. 33, N^o 1, pp. 58-63, January/February 1997;

- [55] Song, H. S., Nam, K., *Instantaneous Phase-Angle Estimation Algorithm Under Unbalanced Voltage-Sag Conditions*, IEE Proc. Gener. Trans. Distrib., Vol 147, N° 1, November, 2000;
- [56] Routray, A., Pradhan, A. K., Rao, K. P., *A Novel Kalman Filter for Frequency Estimation of Distorted Signals in Power Systems*, IEEE Trans. on Instrumentation and Measurement, vol. 51, no. 3, June 2002;
- [57] Pádua, M. S., Deckman S. M., Marafão, F.P., Cólón, D., *Simplified Models of Kalman Filter for Fundamental Frequency, Amplitude and Phase Angle Detection*, XIX COBEP - Congresso Brasileiro de Eletrônica de Potência, Blumenau, 2007, pp. 175-180;
- [58] Mojiri, M., Karimi-Ghartemani, M., Bakhshai A., *An Adaptive Notch Filter for Frequency Estimation of a Periodic Signal*, IEEE Trans. Automat. Contr., Vol. 49, No. 2, pp. 314-318, Feb. 2004
- [59] Terzija, V. V., Djric, M. B, Kovacevic, B. D., *Voltage Phasor and Local System Frequency Estimation Using Newton-Type Algorithms*, IEEE Trans. Power Delivery, Vol. 4, pp. 1368-1374, 1994;
- [60] Haykin, S., *Communication Systems*, 4th Ed., John Wiley & Sons, 2001;
- [61] Rodriguez, P.; Luna, A.; Ciobotaru, M.; Teodorescu, R.; Blaabjerg, F., *Advanced Grid Synchronization System for Power Converters Under Unbalanced and Distorted Operating Conditions*, IECON 2006 - 32nd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics, Nov. 2006, Page(s): 5173 – 5178;
- [62] Karimi-Ghartemani, M., *A Novel Three-Phase Magnitude-Phase-Locked Loop System*, IEEE Transactions on Circuits and Systems – I: Regular Papers, Vol. 53, N° 8, pp. 1792-1802, August 2006;
- [63] Blasko, V., Kaura, V., *A Novel Control to Actively Damp Resonance in Input LC Filter of a Three-Phase Voltage Source Inverter*, IEEE Trans. on Industry Applications, Vo. 33, N° 2, pp. 542-550, March/April 1997;

- [64] Mohan, N., Undeled, T. M., Robbins, W. P., *Power Electronics – Converters, Applications, and Design*, John Wiley & Sons, INC., Second Edition, New York, 1995;
- [65] Duan, Y., Jin, H., *Digital Controller Design for Switch mode Power Converters*, IEEE APEC'99 - Annual Applied Power Electronics Conference, Vol. 2, pp. 967-973;
- [66] Frohr F., Orttenburger F., *Introcucción al Control Electrónico*, Berlin y Munich & MARCOMBO, S. A., Barcelona, 1986;
- [67] Neto, A. S., Neves, F. A. S., Cavalcanti, M. C., *Projeto de Filtros Passivos para Conexão de Conversores de Freqüência a Sistemas Elétricos de Potência*, VII INDUSCON - Conferência Internacional de Aplicações Industriais, Recife, 2006;
- [68] Akagi, H., *Control Strategy and Site Selection of a Shunt Active Filter for Damping of Harmonic Propagation in Distribution System*, IEEE Trans. on Power Delivery, Vo. 12, N^o 1, pp. 354-363, January 1997;
- [69] Texas Instruments Incorporated, *TMS320c28x Analog-to-Digital Converter (ADC) Peripheral Reference Guide*, Literature Number SPRU060, Junho 2002;
- [70] Texas Instruments Incorporated, *TMS320c28x Event Manager (EV) Peripheral Reference Guide*, Literature Number SPRU065, Maio 2002;
- [71] Texas Instruments Incorporated, *TMS320C28x System Control and Interrupts Peripheral Reference Guide*, Literature Number: SPRU078, Maio 2002;
- [72] Texas Instruments Incorporated, *TMS320c28X DSP CPU and Instruction Set Reference Guide*, Literature Number SPR065, Maio de 2002;

ANEXO I

DESEMPENHO DO DETECTOR DE SEQÜÊNCIA POSITIVA DO CAPÍTULO 4 EM PONTO FIXO

I. Implementação em Ponto Fixo

O algoritmo de obtenção das correntes de referência é baseado em dois detectores de seqüências positivas aplicados nas tensões v_{Sab} e v_{Sbc} e nas correntes de carga i_{La} e i_{Lb} , respectivamente, e estes foram desenvolvidos segundo as informações apresentadas no capítulo 4. Para aplicação em *DSP* o algoritmo dos detectores de seqüências positivas tiveram que ser adequados às características próprias do mesmo, sendo que foram consideradas as adequações das quantificações em ponto fixo para os cálculos e também para a utilização dos coeficientes das tabelas representativas das funções trigonométricas. Salienta-se que o *DSP* disponibiliza algumas funções trigonométricas, mas a utilização das mesmas demandaria mais tempo na rotina de interrupção do que a consulta aos coeficientes das tabelas implementadas. E isto é de suma importância, principalmente no que se refere às funções seno e cosseno, que devem ser utilizadas várias vezes nos processos matemáticos dos produtos internos.

Como relatado na subseção 6.3.2, no que se refere aos testes experimentais realizados, a frequência de amostragem $f_s = 12,6$ kHz foi adotada em função da necessidade de viabilizar a utilização do filtro ativo paralelo operando de modo a compensar os harmônicos e parcela reativa da corrente de carga. A análise realizada na tentativa de viabilizar que o algoritmo do controle do filtro ativo paralelo pudesse ser utilizado na compensação de harmônicos e do fator de potência foi

baseada na verificação do tempo total do algoritmo de controle em relação ao tempo da rotina de interrupção $T_{int} = 79,37 \mu s$. Neste sentido, os testes realizados utilizando o *DSP* mostraram que seria necessário adotar uma sub-amostragem no número de amostras nos cálculos dos produtos internos, sendo que a redução considerada foi de 21 vezes.

I.1. Análise da Precisão com a Sub-amostragem

A seguir serão apresentados os resultados de simulações de um Detector de Seqüência Positiva implementado em ponto fixo na linguagem C de programação em uma frequência de amostragem de $f_{s1} = 12,6 \text{ kHz}$ no programa PSCAD/EMTDC. O ponto importante é que serão apresentados resultados considerando o número completo de amostras N_1 , conforme (4-15), bem como os resultados de simulações considerando uma taxa de redução de 21 vezes no número de amostras N_1 nos cálculos dos produtos internos. Sendo que para o ambiente do simulador, foi adotada uma frequência de amostragem de $f_{s2} = 500 \text{ kHz}$, ou seja, 39,68 vezes superior à frequência de amostragem que o algoritmo do detector de seqüência positiva opera. O ajuste do ganho da malha interna de estimação de frequência foi de $K_{MF} = 3/\text{rad}$ para o algoritmo implementado em ponto fixo. O intuito é demonstrar o impacto que a sub-amostragem nos cálculos dos produtos internos acarretam na precisão das componentes de seqüência positiva de correntes fornecidas pelo algoritmo.

Desta forma, em uma primeira avaliação, são apresentadas simulações com uma fonte de suprimento trifásica equilibrada e senoidal com valores nominais de tensão eficaz e frequência de 220 V e 60 Hz, respectivamente. A Figura I-1 a) ilustra a forma de onda senoidal da tensão da fase *a* e a Figura I-1 b) mostra a componente de seqüência positiva da fase *a* estimada pelo algoritmo implementado em ponto fixo e o desvio $desvio_a_fixo = v_{1a}^+ - v_{Sa1}$ entre as duas formas de ondas é mostrado na Figura I-1 c). A Figura I-2 a) representa a mesma forma de onda da Figura I-1 a), na Figura I-2 b) está mostrada a tensão de seqüência positiva na fase *a* estimada com o uso do algoritmo em ponto fixo considerando uma taxa de subamostragem de 21 nos cálculos dos produtos internos e a Figura I-2 c) ilustra a diferença $desvio_a_fixo_sub. = v_{1a_sub.}^+ - v_{Sa1}$ entre as duas formas de ondas neste caso.

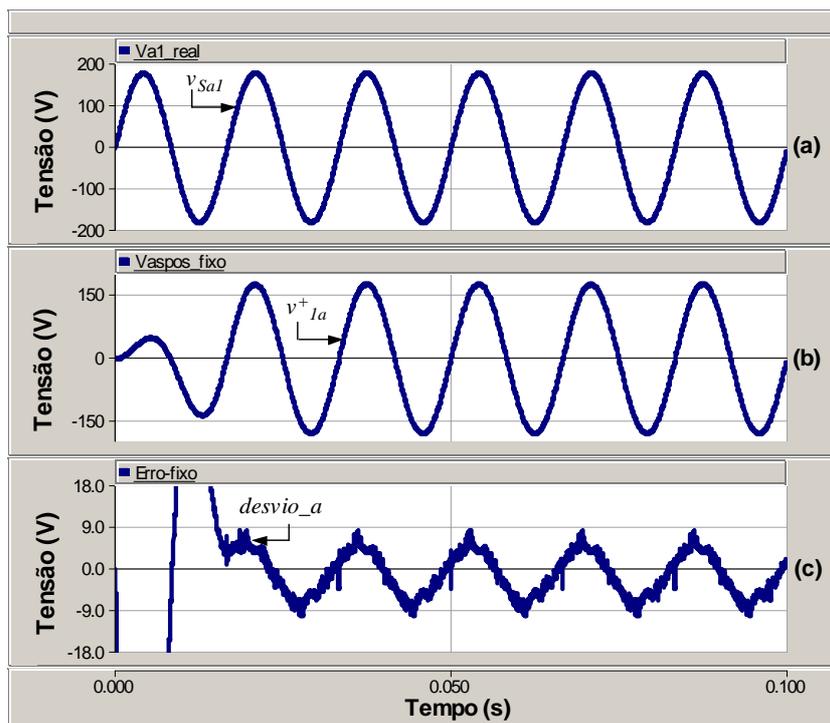


Figura I-1: Tensões do Sistema de Suprimento e Estimada da Fase a , Além do Desvio Enre as Mesmas – (a) Tensão de Entrada da Fase a ; (b) Tensão Estimada de Seqüência Positiva com Algoritmo em Ponto Fixo; (c) Diferença Entre as Tensões.

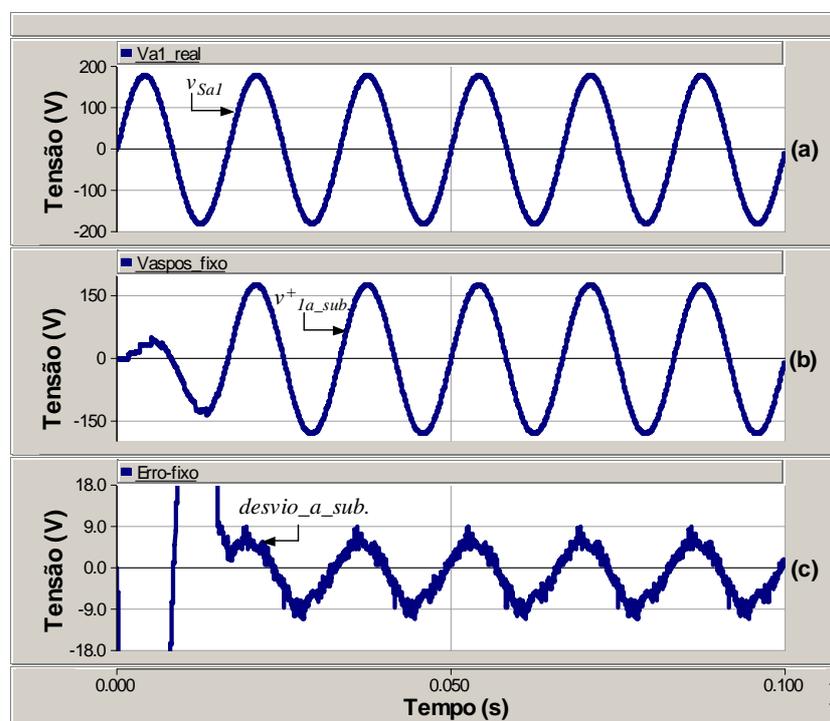


Figura I-2: Tensões do Sistema de Suprimento e Estimada da Fase a , Além do Desvio Entre as Mesmas – (a) Tensão de Entrada da Fase a ; (b) Tensão Estimada de Seqüência Positiva com Algoritmo em Ponto Fixo com Subamostragem; (c) Diferença Entre as Tensões.

A Figura I-3 mostra a frequência estimada pelo algoritmo em ponto fixo e a Figura I-4 apresenta a frequência estimada pelo algoritmo em ponto fixo com subamostragem, sendo que pode ser notado que a precisão foi afetada, mesmo sem a utilização da subamostragem.

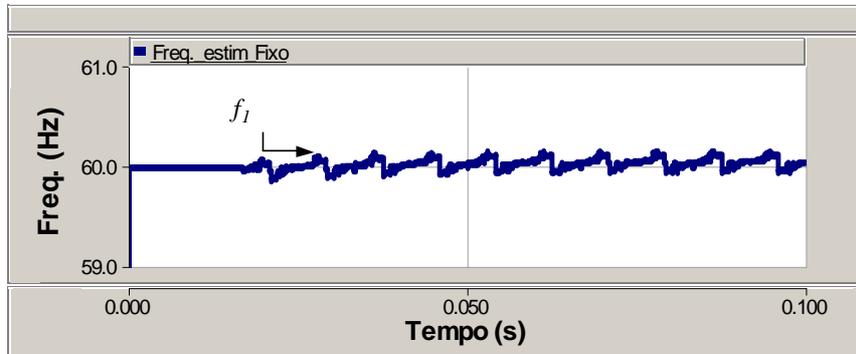


Figura I-1: Frequência Estimada Pelo Algoritmo em Ponto Fixo.

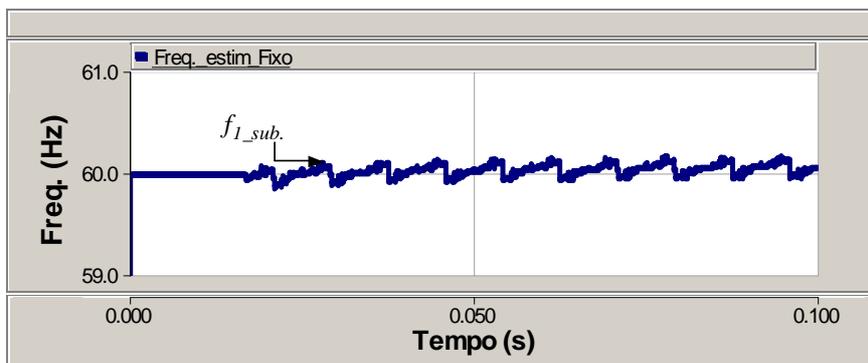


Figura I-4: Frequência Estimadas Pelo Algoritmo em Ponto Fixo com Sub-Amostragem.

Em $t = 0,12$ s foi imposta uma variação na frequência da fonte de suprimento para $f = 62$ Hz. Na Figura I-5 a) ilustra a frequência estimada pelo algoritmo em ponto fixo diante desta variação e na Figura I-5 b) está apresentada a diferença $desvio_a_fixo = v_{1a}^+ - v_{Sa1}$ similar ao mostrado na Figura I-1 c). A Figura I-6 a) ilustra a frequência estimada pelo algoritmo em ponto fixo com subamostragem no processo do produto interno nesta mesma situação e a Figura I-6 b) mostra a diferença de tensão quando foi utilizada a sub-amostragem de 21 amostras $desvio_a_fixo_sub. = v_{1a_sub.}^+ - v_{Sa1}$. Com um aumento da frequência da tensão da rede para $f = 67$ Hz foi obtido o comportamento mostrado na Figura I-7 a) da frequência estimada e uma diferença entre as tensões na fase a $desvio_a_fixo = v_{1a}^+ - v_{Sa1}$ mostrada na Figura I-7 b). Na Figura I-8 a) está ilustrada a frequência estimada pelo algoritmo quando o processo de subamostragem

foi adotado e na Figura I-8 b) está demonstrado comportamento da diferença entre as tensões da fase *a* diante da adoção da sub-amostragem $desvio_a_fixo_sub. = v_{1a_sub}^+ - v_{Sa1}$.

A imprecisão que o algoritmo em ponto fixo apresenta, mesmo sem a utilização da sub-amostragem, poderia ser minimizada se as tabelas representativas das funções trigonométricas fossem implementadas com um número maior de coeficientes e, principalmente, se os coeficientes das mesmas fossem determinados para a frequência de amostragem utilizada nesta análise e no processo de testes experimentais $f_{SI} = 12,6$ kHz. É importante ressaltar que os coeficientes das três tabelas trigonométricas em questão foram determinados considerando originalmente uma frequência de amostragem de $f_{SI} = 6$ kHz, isto porque tal valor foi o inicialmente adotado para esta frequência nos testes do algoritmo do *PLL* monofásico em ponto fixo, sendo que a diferença nos valores das frequências reflete diretamente na precisão das estimações. Pensando no processo matemático mais intenso relacionado com os produtos internos do algoritmo que utilizam as tabelas das funções seno e cosseno, um estudo mais específico em relação à quantificação em ponto fixo que foi adotada para as constantes e variáveis do programa implementado também poderia resultar em uma melhoria nos resultados.

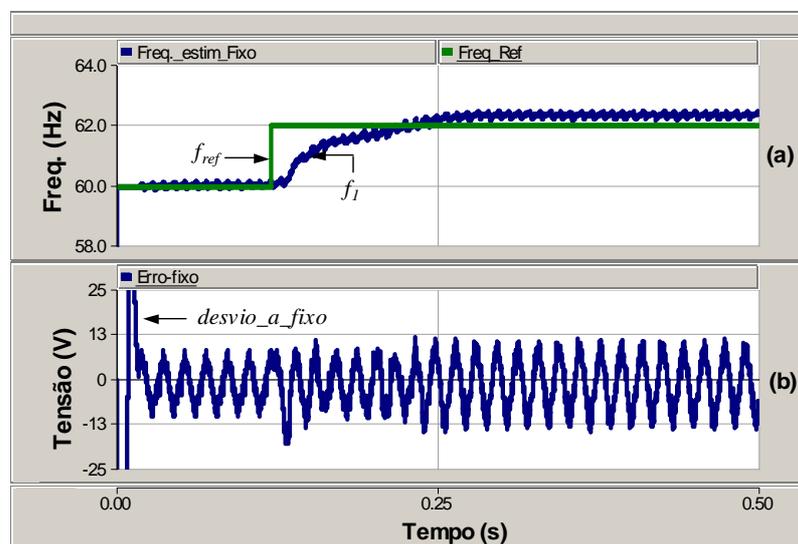


Figura I-5: Transição na Frequência do Sistema de 2 Hz – (a) Frequência Estimada pelo Algoritmo em Ponto Fixo; (b) Desvio de Tensão.

Ressalta-se também que o valor do ganho $K_{MF} = 3/\text{rad}$ da malha de estimação de frequência foi adotado em um valor inferior ao adotado para o algoritmo em ponto flutuante visando proporcionar um menor impacto na amplitude das oscilações

visualizadas na frequência estimada e, conseqüentemente, nas componentes de seqüência positiva de tensões. Esta opção tem como reflexo direto, uma dinâmica mais lenta do que aquelas verificadas nos resultados anteriores obtidos em ponto flutuante, mas este fato já era esperado e foi considerado visando possibilitar o menor impacto possível na precisão, que estava muito comprometida pelo processo matemático em ponto fixo e com o reflexo da utilização das tabelas que foram especificadas para um outro valor de frequência de amostragem.

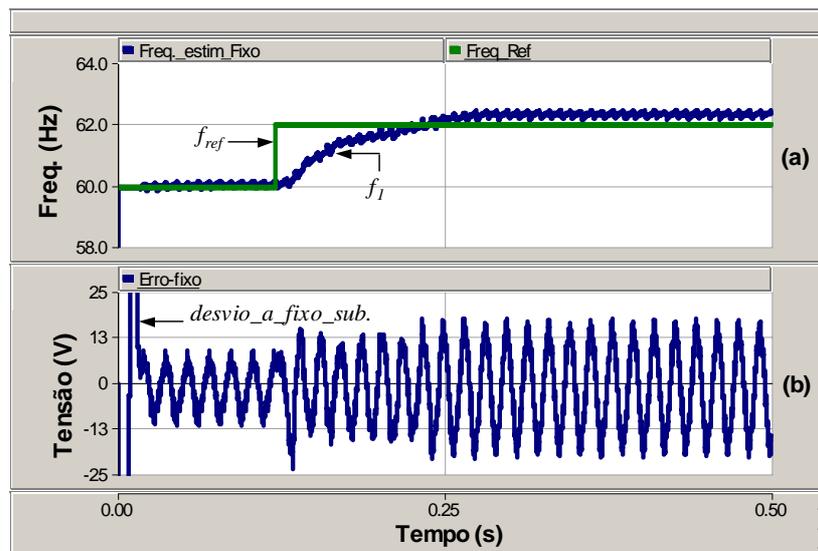


Figura I-6: Transição na Frequência do Sistema de 2 Hz – (a) Frequência Estimada pelo Algoritmo em Ponto Fixo com Sub-Amostragem; (b) Desvio de Tensão.

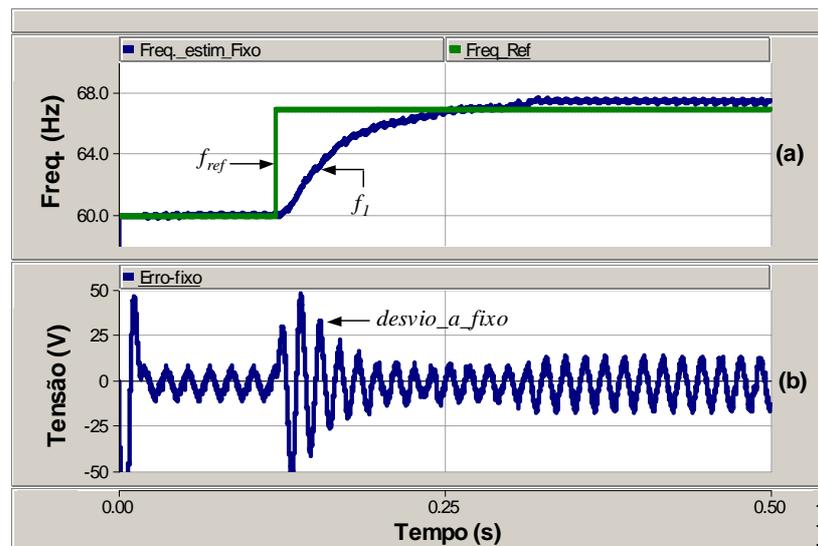


Figura I-7: Transição na Frequência do Sistema de 7 Hz – (a) Frequência Estimada pelo Algoritmo em Ponto Fixo; (b) Desvio de Tensão.

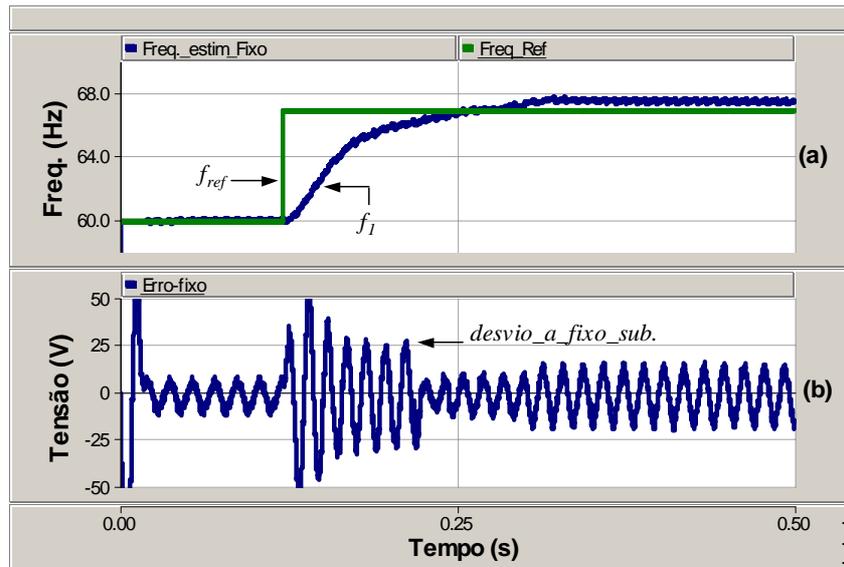


Figura I-8: Transição na Frequência do Sistema de 7 Hz – (a) Frequência Estimada pelo Algoritmo em Ponto Fixo com Sub-Amostragem; (b) Desvio de Tensão.

A influência que as distorções harmônicas e desequilíbrios das tensões da fonte acarretam no comportamento do algoritmo em ponto fixo poderá ser verificado por meio das simulações apresentadas a seguir. Na análise realizada a fonte trifásica de suprimento com tensão eficaz de 220 V e 60 Hz foi modelada com a inserção de 20 % de segundo, quinto e sétimo harmônicos, respectivamente, resultando em uma DHT = 34,64 %, além de um desequilíbrio de seqüência negativa de 29,8 % nas tensões de fase mostradas na Figura I-9, sendo que diante destas condições operacionais foram contingenciadas as mesmas variações de frequências de 2 Hz e 7 Hz, respectivamente.

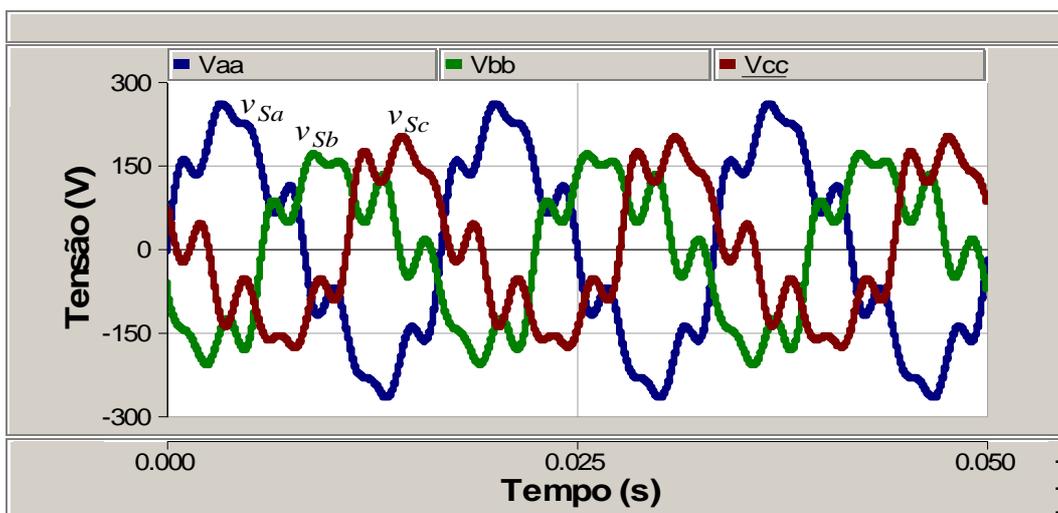


Figura I-9: Tensões do Sistema de Suprimento.

A Figura I-10 a) mostra o comportamento da frequência estimada diante do aumento de 2 Hz na frequência com as tensões de entrada da Figura I-9. A Figura I-10 b) mostra a diferença de tensão na fase *a* $desvio_a_fixo = v_{1a}^+ - v_{Sa1}$ resultante neste caso. Na Figura I-11 a) está representada a frequência estimada diante das mesmas situações e considerando ainda uma sub-amostragem nos cálculos dos produtos internos e a Figura I-11 b) mostra de forma similar o reflexo da aplicação da sub-amostragem na diferença de tensão $desvio_a_fixo_sub. = v_{1a_sub.}^+ - v_{Sa1}$.

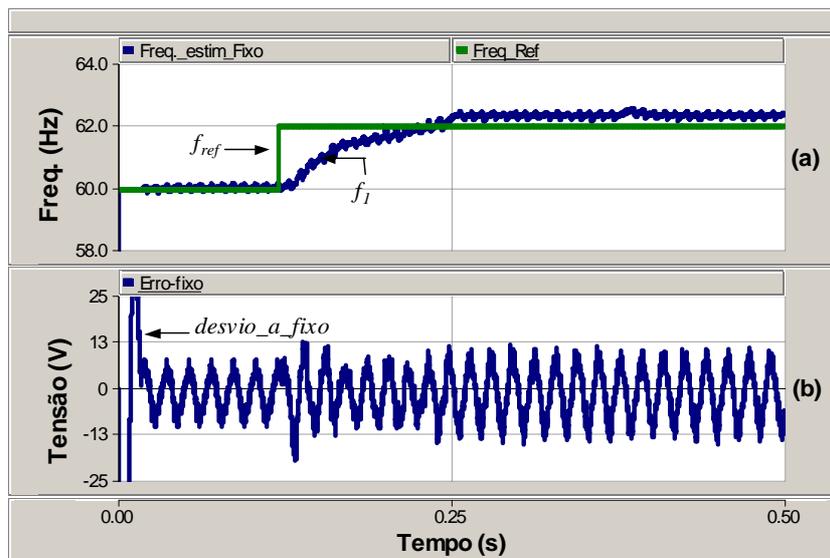


Figura I-10: Transição na Frequência do Sistema de 2 Hz – (a) Frequência Estimada pelo Algoritmo em Ponto Fixo; (b) Desvio de Tensão.

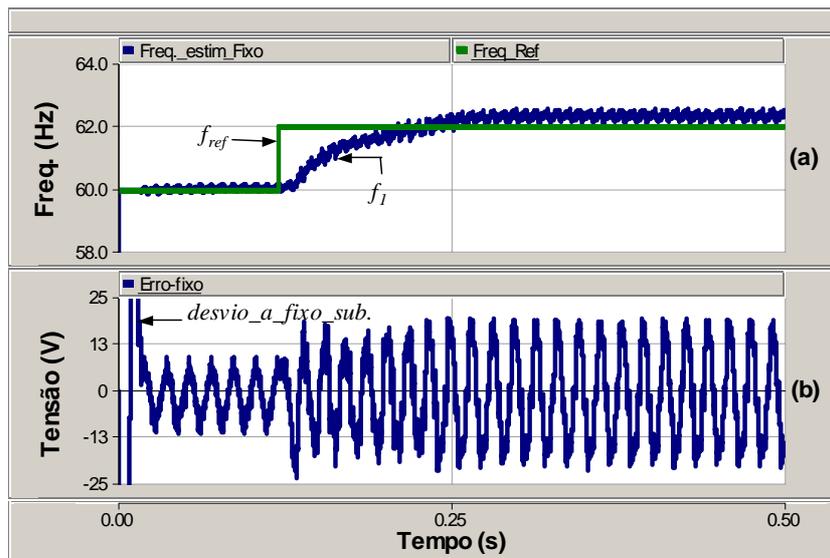


Figura I-2: Transição na Frequência do Sistema de 2 Hz – (a) Frequência Estimada pelo Algoritmo em Ponto Fixo com Sub-Amostragem; (b) Desvio de Tensão.

Na Figura I-12 a) pode ser verificado o comportamento da frequência estimada frente a um aumento na frequência da fonte de suprimento com distorções e desbalanço para $f = 67$ Hz e na Figura I-12 b) está mostrada a diferença entre as tensões da fase a $desvio_a_fixo = v_{1a}^+ - v_{Sa1}$. Com a subamostragem inserida nos cálculos dos produtos internos, a Figura I-13 a) mostra a forma de onda da frequência estimada diante do degrau de 7 Hz na frequência da fonte trifásica com tensões distorcidas e desequilibradas e, por fim, a Figura I-13 b) mostra a diferença entre as tensões na fase a .

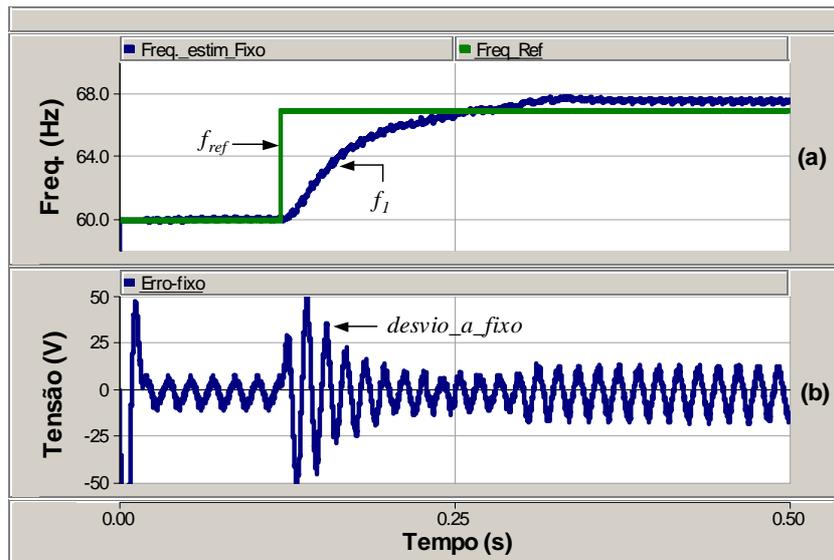


Figura I-3: Transição na Frequência do Sistema de 7 Hz – (a) Frequência Estimada pelo Algoritmo em Ponto Fixo; (b) Desvio de Tensão.

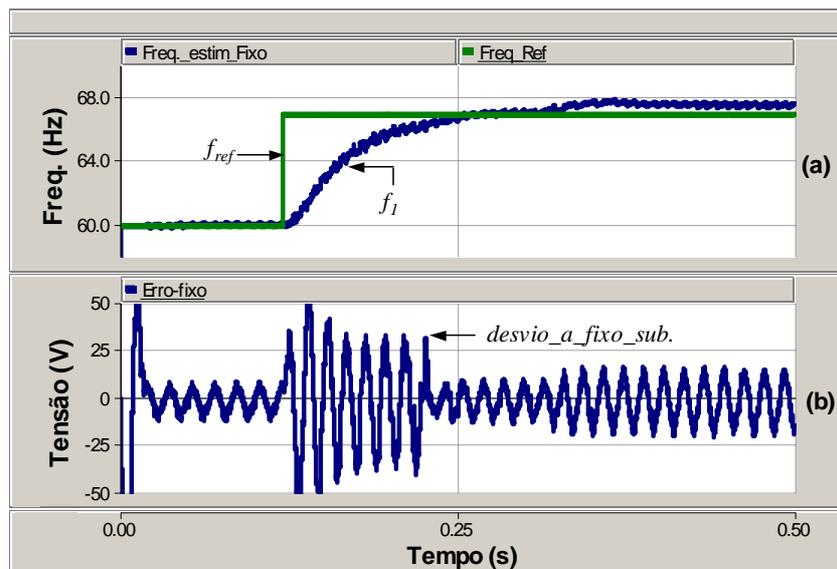


Figura I-4: Transição na Frequência do Sistema de 7 Hz – (a) Frequência Estimada pelo Algoritmo em Ponto Fixo com Sub-Amostragem; (b) Desvio de Tensão.

Em face da utilização do artifício da subamostragem nos cálculos dos produtos internos, já era esperado um impacto negativo no comportamento do algoritmo implementado em ponto fixo, contudo, mesmo em situações de sinais de entradas senoidais e equilibrados, e sem considerar a sub-amostragem, as respostas já apresentam um erro considerável em relação ao comportamento do mesmo algoritmo do detector de seqüência positiva elaborado em ponto flutuante. Isto já denota que a implementação em ponto fixo que foi realizada necessita de uma otimização em suas diferentes quantificações adotadas. Entretanto, foi possível verificar que o modelo em ponto fixo ainda apresentou uma imunidade às distorções harmônicas, mesmo com uma subamostragem tão elevada (diminuição de 21 vezes o número de amostras). O resultado obtido é fruto da robustez que o sistema apresenta, sendo esta capacidade oriunda do processo de cálculos dos produtos internos com o tamanho variável do janelamento. Além de afetar a precisão do sistema, a sub-amostragem afetam também a dinâmica do detector, sendo que, neste caso, o aumento do ganho K_{MF} proporcionaria uma resposta mais rápida, mas poderia resultar em um aumento na oscilação da freqüência e, conseqüentemente, em uma deteriorização ainda mais acentuada das tensões de seqüência estimadas.

ANEXO II

FOTOGRAFIAS DO UPQC IMPLEMENTADO

II. Principais Partes do Protótipo

A seguir serão mostradas algumas fotografias que esclarecem as principais partes do protótipo do Condicionador Unificado de Energia (*UPQC – UNIFIED POWER QUALITY CONDITIONER*) que foi implementado no Laboratório de Eletrônica de Potência e Média da Tensão - LEMT da COPPE/UFRJ.

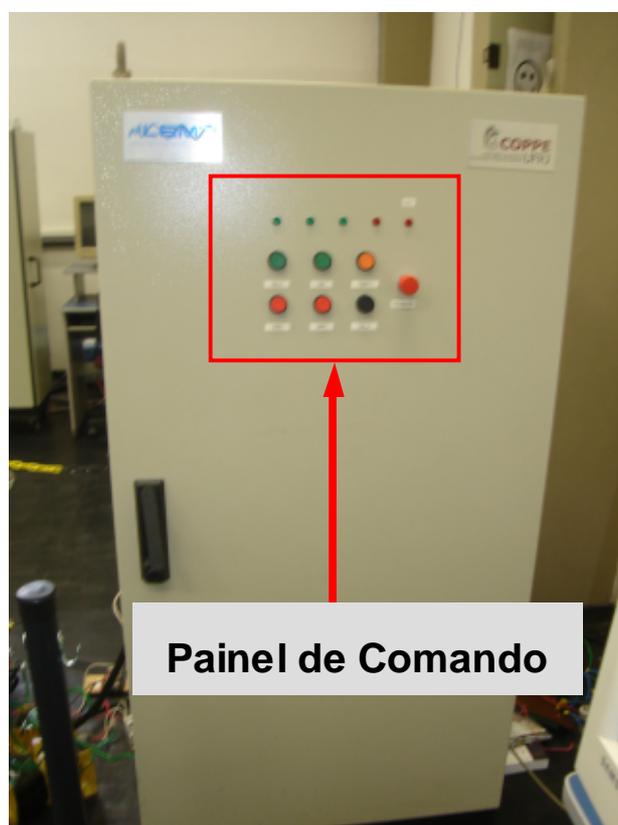
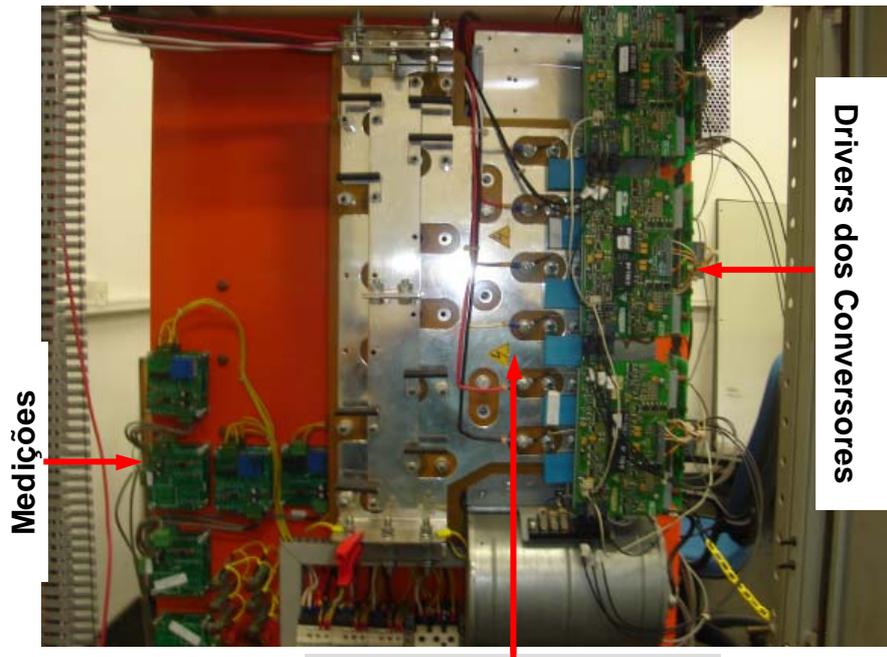
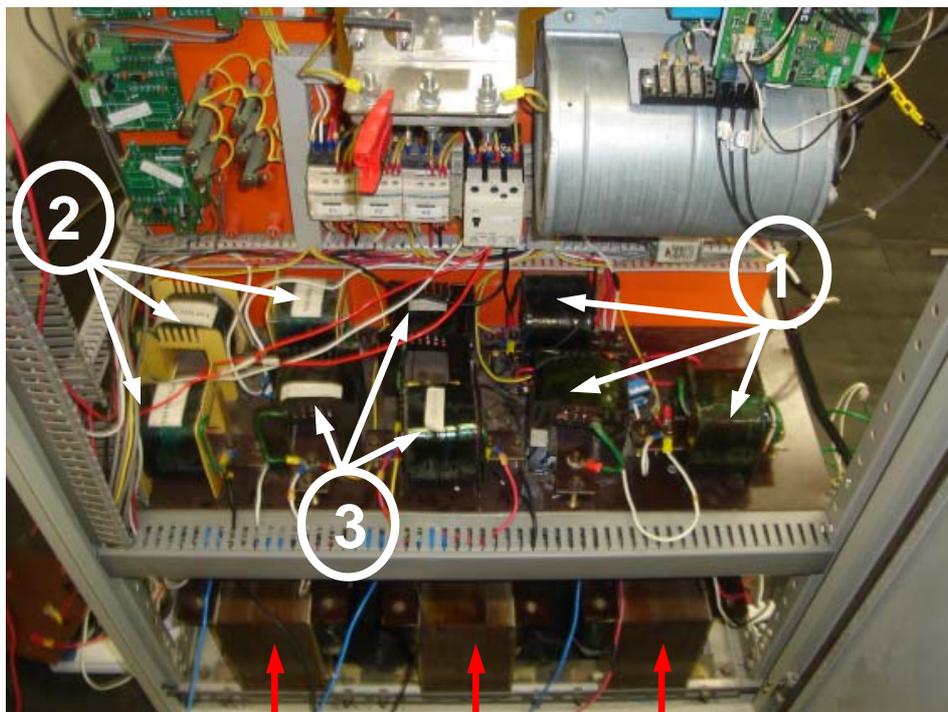


Figura II-1: Vista Frontal do Painel que Permite Ligar e Desligar os Filtros Ativos Paralelo e Série do Condicionador *UPQC* .



Conversor *Back to Back*

Figura II-2: Visão Geral do Conversor *Back to Back*, *Drivers* e Placas de Medições de Tensões e Correntes.



Trafos. Monofásicos do Filtro Ativo Série

Figura II-3: Indutores do Tipo Núcleo de Ar - (1) Indutores do Sistema de Suprimento; (2) Indutores do Conversor Paralelo; (3) Indutores do Conversor Série.



Figura II-4: Instrumentação Principal - Fontes de Alimentação, Interface, kit de Desenvolvimento.



Figura II-5: Transformadores Monofásicos Utilizados Para Inserir o Desequilíbrio de Seqüência Negativa no Sistema de Suprimento.

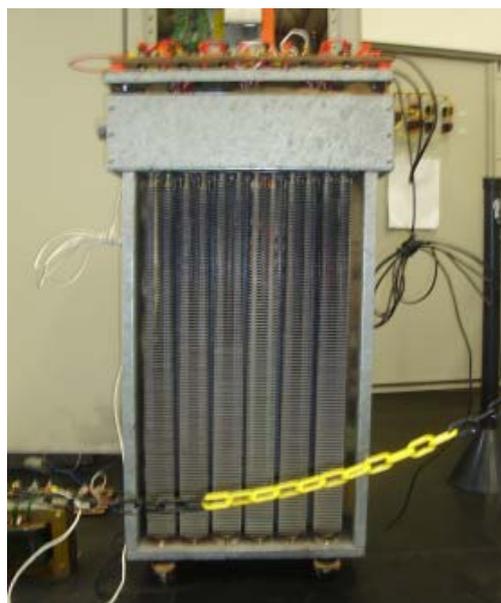


Figura II-6: Carga Resistiva Utilizada no Lado cc do Retificador Trifásico.