



FILTRO ATIVO PARALELO TRIFÁSICO PARA SISTEMAS DE BAIXA POTÊNCIA

TIAGO LOUREIRO DE FARIA

CAMPINA GRANDE – PARAÍBA
SETEMBRO – 2009



UFMG - BIBLIOTECA - CAMPUS I	
816	24-05-010

FICHA CATALOGRÁFICA ELABORADA PELA BIBLIOTECA CENTRAL DA UFG

F224f

2009 Faria, Tiago Loureiro de.

Filtro ativo paralelo trifásico para sistemas de baixa potência / Tiago Loureiro de Faria. — Campina Grande, 2009.
99 f. : il.

Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Universidade Federal de Campina Grande, Centro de Engenharia Elétrica e Informática.

Referências.

Orientadores: Prof. Dr. Cursino Brandão Jacobina, Prof. Dr. Maurício Beltrão de Rossiter Corrêa.

1. Filtros Ativos de Potência. 2. Fator de Potência. 3. Qualidade de Energia Elétrica. 4. Processador Digital de Sinal. 5. Conversores. I. Título.

CDU – 621.314(043)

**IMPLEMENTAÇÃO DE UM FILTRO ATIVO PARALELO TRIFÁSICO PARA
COMPENSAÇÃO DO FATOR DE POTÊNCIA E DAS HARMÔNICAS
DE CORRENTE**

TIAGO LOUREIRO DE FARIA

Dissertação Aprovada em 30.09.2009



CURSINO BRANDÃO JACOBINA, Dr.Ing., UFCG
Orientador



MAURÍCIO BELTRÃO DE ROSSITER CORRÊA, D.Sc., UFCG
Orientador

EDISON ROBERTO CABRAL DA SILVA, Dr.Ing., UFCG
Componente da Banca (Ausência Justificada)



ALEXANDRE CUNHA OLIVEIRA, D.Sc., UFCG
Componente da Banca



EUZELI CIPRIANO DOS SANTOS JÚNIOR, D.Sc., UFCG
Componente da Banca

CAMPINA GRANDE - PB
SETEMBRO - 2009

A presente pesquisa foi desenvolvida no Laboratório de Eletrônica Industrial e Acionamento de Máquinas da UFCG, com recursos da FINEP, do CNPQ e da ELETROBRÁS.

Este trabalho é dedicado
especialmente a minha tia Eliete,
aos meus pais
Donizzette e Fátima e todos aqueles
que me apoiaram nesta minha
conquista.

“ O único lugar onde “sucesso” vem antes de “trabalho” é no dicionário.”
Albert Einstein

Agradecimentos

Aos meus pais e a todos os meus familiares, em especial a minha tia Eliete Maciel Loureiro, pelo amor, carinho, apoio e incentivo em tudo relacionado à minha educação.

Aos Professores Doutores Cursino B. Jacobina, Maurício B. R. Corrêa e Alexandre C. Oliveira, pelo privilégio de tê-los como orientadores e por ter sido aluno deles na graduação e pós-graduação, auxiliando a realização dessa pesquisa científica e que me incentivaram para o término deste trabalho.

Gostaria de agradecer em especial ao amigo Montiê Alves Vitorino por ter dedicado uma parte de seu tempo no auxílio a realização desta pesquisa e pela paciência no esclarecimento de muitas dúvidas.

Aos amigos Weflen, Darlan, Nady, Eisenhower, Lucas, Jacson, Alvaro, Gutemberg e João Batista pela disponibilidade e sugestões apresentadas.

Aos amigos, do curso de Engenharia Elétrica da UFCG das turmas 2001.1 e 2001.2, pelos bons momentos passados juntos na graduação e pós-graduação.

À minha namorada Janaíra pelo apoio, compreensão e incentivo nos momentos difíceis.

À minha irmã pela amizade.

A ELETROBRÁS e ao CNPQ, por ter fornecido suporte financeiro para a realização desta pesquisa.

Resumo

Este trabalho trata do projeto de um filtro ativo de potência paralelo trifásico a três fios utilizando um conversor fonte de tensão (Voltage Source Converter - VSC) com o sinal de controle das chaves realizado por um processador digital de sinal (DSP - Digital Signal Processor) TMS320F2812 para compensação do fator de potência e das harmônicas de corrente produzidas por cargas não lineares equilibradas. O desempenho do controle do filtro ativo depende diretamente da estratégia adotada. Neste trabalho, será realizado um estudo comparativo das técnicas de controle do filtro ativo que utilizam a medição da corrente da rede ou a medição da corrente do filtro e da carga. Resultados de simulações e experimentais foram obtidos com um protótipo de filtro ativo construído no LEIAM.

Palavras-chave: Filtros Ativos de Potência, Fator de Potência, Qualidade da Energia Elétrica, Processamento Digital de Sinal, Conversores.

Abstract

The present study consists of a three-wired parallel three-phase active power filter project using a Voltage Source Converter (VSC) with the switches control signals implemented by a digital signal processor (DSP) TMS320F2812 to the compensation of the power factor and harmonic currents produced by balanced non-linear loads. The performance of the active filter control depends directly on the strategy adopted. In this work, a comparative study will be made about the active filter control techniques that use the network current measurement or the current measurement of the load and the filter. Experimental and simulation results were proved with an active filter prototype built in the LEIAM.

Keywords: Active Power Filter, Power Factor, Power Quality, Digital Signal Processor, converter.

Índice

Agradecimentos	v
Resumo	vi
Abstract	vii
Índice	viii
Índice de Tabelas	xi
Índice de Figuras	xii
Glossário	xvi
1 Introdução Geral	1
1.1 Normalização	3
1.2 Análise da Potência em Rede Elétrica	6
1.3 Compensação da Potência Reativa e Harmônicas	8
1.3.1 Filtro Passivo	8
1.3.2 Filtro Ativo de Potência	9
1.4 Técnicas de Controle para o Filtro Paralelo	16
1.4.1 Medição do sinal	16
1.4.2 Detecção e Controle das Harmônicas	18
1.5 Motivação	22
1.6 Objetivos e Divisão do Trabalho	23
2 Modelagem: Sistema Elétrico Trifásico de Distribuição a Três Fios com Filtro Paralelo	24

2.1	Modelo Dinâmico do Sistema Elétrico a Três Fios com Filtro Paralelo	24
2.1.1	Modelo $\alpha\beta$ do Sistema Elétrico Trifásico de Distribuição a Três fios com Filtro Paralelo	25
2.2	Modelagem do Sistema com a Corrente da Rede Usada como Referência	26
2.3	Modelagem do Sistema com a Corrente do Filtro Usada como Referência	28
2.4	Modelo Dinâmico do Barramento c.c.	28
2.5	Modelo do Barramento c.c. em Regime Permanente	30
2.6	Considerações	31
3	Projeto do Filtro Ativo Paralelo Trifásico de 10kVA	32
3.1	Compensação da Potência Máxima da Carga	32
3.2	Dimensionamento do Circuito de Potência	33
3.2.1	Dimensionamento das Chaves	33
3.2.2	Dimensionamento dos Elementos Passivos	35
3.3	Projeto dos Controladores de Corrente	39
3.4	Considerações	43
4	Estratégia de Controle para o Filtro Paralelo	44
4.1	Controle do Filtro com a Medição da Corrente da Carga e do Filtro	44
4.1.1	Teoria da Potência Instantânea	45
4.1.2	Teoria dq	53
4.2	Controle do Filtro com a Medição da Corrente da Rede	58
4.3	Considerações	62
5	Resultados Experimentais	64
5.1	Resultado Experimental com o Controle da Corrente na Rede	64
5.2	Resultado Experimental com o Controle da Corrente no Filtro	67
5.3	Resultado Experimental da Tensão do Barramento c.c.	69
5.4	Considerações	70
6	Conclusões e Trabalhos Futuros	71
6.1	Trabalhos Futuros	72

A	Potência em Regime Não-Senoidal	74
A.1	Potência Média	74
A.2	Potência Aparente	75
A.3	Fator de Potência	75
B	Controlador de Dupla Sequência	77
B.1	Modelo Discreto do Controlador de Dupla Sequência	77
C	Sistema de Detecção de Fase	79
C.1	Laço de Sincronização de Fase - PLL	79
	Referências Bibliográficas	82
I	Filtro Ativo de Potência	88
I.1	Circuito de Controle	88
I.1.1	Sensor de Corrente	88
I.1.2	Sensor de Tensão	89
I.1.3	Placa para Conversão do Terminal de Saída <i>Flat-Cable</i> para BNC dos Sensores de Corrente	90
I.1.4	Placa de Fácil Acesso para os Terminais do DSP	90
I.1.5	Placa de Isolamento entre os <i>Driver's</i> das Chaves e o DSP	92
I.2	Processador Digital de Sinais – DSP	92
I.3	Circuito de Potência	94
I.4	Montagem do Sistema para Ensaios	97

Índice de Tabelas

1.1	Limites para as harmônicas de corrente	5
1.2	Limites individuais para harmônicas de corrente em % da fundamental	5
1.3	Limites da distorção harmônica individual e total em percentual da razão entre a corrente de curto-circuito ($I_{c.c.}$) e a corrente nominal (I_L)	6
4.1	Parâmetros em p.u. para simulação do filtro ativo.	47
4.2	Distorção harmônica individual e total do conversor de seis pulsos com capacitor de entrada em percentual da fundamental.	48
I.1	Fundo de escala para medição de tensão	91
I.2	Ensaio de corrente contínua	95
I.3	Ensaio de corrente alternada - Indutor 1	96
I.4	Ensaio de corrente alternada - Indutor 2	96
I.5	Ensaio de corrente alternada - Indutor 3	97
I.6	Resultados do ensaio da indutância do autotransformador	99

Índice de Figuras

1.1	Diagrama unifilar de um sistema elétrico de potência.	4
1.2	Triângulo de potência.	7
1.3	Tetraedro de potência.	8
1.4	Filtro passivo.	9
1.5	(a) Conversor fonte de corrente (CSC) e (b) Conversor fonte de tensão (VSC).	11
1.6	(a) Conversor trifásico com três braços a quatro fios e (b) Conversor trifásico com quatro braços a quatro fios.	12
1.7	Filtro ativo de potência paralelo.	13
1.8	Filtro ativo série.	14
1.9	Configurações de filtro híbrido.	15
1.10	Filtro ativo universal.	16
1.11	(a) Filtro ativo paralelo com medição da corrente da carga e (b) Filtro ativo paralelo com medição da corrente da rede.	17
1.12	Corrente de referência para compensação através do método pq	20
1.13	Corrente de referência para compensação das harmônicas pelo método dq	20
1.14	Seleção das harmônicas para serem compensadas pelo método dq	21
1.15	Controle da corrente da rede pelo método dq	22
2.1	Esquemático do sistema elétrico a três fios com filtro paralelo.	25
2.2	Transformação do referencial estacionário 123 para o referencial estacionário $\alpha\beta$	25
2.3	Modelo equivalente para o sistema elétrico a três fios com filtro paralelo.	26
2.4	Modelo $\alpha\beta$ do sistema elétrico trifásico de distribuição a três condutores com filtro paralelo.	27
2.5	Carregamento do barramento c.c. através do conversor.	29

2.6	Circuito equivalente ideal do filtro ativo paralelo	30
2.7	Representação fasorial para especificação da tensão do barramento c.c.	31
3.1	Compensação da potência máxima da carga para o filtro paralelo de 1p.u. com valor de base igual a 10kVA.	34
3.2	Circuito simplificado para o indutor de acoplamento.	36
3.3	Dimensionamento da indutância de acoplamento pela máxima derivada de corrente de carga e máxima variação de corrente de <i>ripple</i> do filtro.	37
3.4	Dimensionamento da capacitância do barramento c.c. para o filtro paralelo de 10kVA.	39
3.5	Diagrama de blocos do controlador de corrente: (a) Com a corrente de referência da rede e (b) Com a corrente de referência do filtro.	40
4.1	Representação espacial da potência imaginária instantânea	46
4.2	Escolha da potência ativa e imaginária instantânea de referência.	47
4.3	Diagrama de blocos com a teoria da potência instantânea.	47
4.4	(a) Potência ativa instantânea e (b) Potência imaginária instantânea da carga.	48
4.5	(a) Corrente $i_{h\alpha}^*$ e (b) Corrente $i_{h\beta}^*$ de referência para o filtro paralelo.	49
4.6	(a) Corrente da rede em fase com a tensão da rede, (b) Corrente da carga não linear e (c) Corrente do filtro paralelo da fase 1.	49
4.7	(a) Potência ativa instantânea e (b) Potência imaginária instantânea com o transitório de carga.	50
4.8	(a) Corrente $i_{h\alpha}^*$ e (b) Corrente $i_{h\beta}^*$ de referência para o filtro paralelo com transitório de carga.	51
4.9	(a) Corrente da rede em fase com a tensão da rede, (b) Corrente da carga não linear e (c) Corrente do filtro paralelo da fase 1 com transitório de carga.	51
4.10	Transformação do referencial estacionário 123 para o referencial estacionário $\alpha\beta\theta$	52
4.11	Transformação do referencial estacionário $\alpha\beta$ para o referencial síncrono dq	53
4.12	PLL de blasko.	54
4.13	(a) Tensão da fase 1 da rede trifásica e (b) Ângulo de fase da rede em radianos.	55
4.14	Diagrama de blocos com a medição da corrente da carga e do filtro pelo método dq	55

4.15	Corrente de referência do filtro pelo método dq : (a) i_q^* e (b) i_d^*	56
4.16	(a) Corrente da rede em fase com a tensão da rede, (b) Corrente da carga não linear e (c) Corrente do filtro paralelo da fase 1.	57
4.17	Corrente de referência do filtro pelo método dq com transitório de carga: (a) i_q^* e (b) i_d^*	57
4.18	(a) Corrente da rede em fase com a tensão da rede, (b) Corrente da carga não linear e (c) Corrente do filtro paralelo da fase 1 com transitório de carga. . .	58
4.19	Circuito equivalente do controlador de dupla sequência.	59
4.20	Diagrama de blocos com a medição da corrente da rede com o controlador de dupla sequência.	60
4.21	Corrente de referência da rede: (a) $i_{g\alpha}^*$ e (b) $i_{g\beta}^*$	60
4.22	(a) Corrente da rede em fase com a tensão da rede, (b) Corrente da carga não linear e (c) Corrente do filtro paralelo da fase 1.	61
4.23	Corrente de referência da rede: (a) $i_{g\alpha}^*$ e (b) $i_{g\beta}^*$ com transitório de carga. . .	61
4.24	(a) Corrente da rede em fase com a tensão da rede, (b) Corrente da carga não linear e (c) Corrente do filtro paralelo da fase 1 com transitório de carga. . .	62
5.1	(a) Tensão da fase 1 da rede trifásica e (b) Ângulo de fase da rede em radianos. . .	65
5.2	Resultado experimental com a medição da corrente na rede com 2mH.	66
5.3	Resultado experimental com a medição da corrente na rede com 4mH.	67
5.4	Resultado experimental com a medição da corrente na carga e no filtro com 2mH.	68
5.5	Resultado experimental com a medição da corrente na carga e no filtro com 4mH.	69
5.6	Resultado experimental da tensão do barramento c.c.	70
C.1	PLL de blasko.	79
I.1	Diagrama elétrico do sensor de corrente utilizado para o filtro paralelo.	89
I.2	Diagrama elétrico do sensor de tensão utilizado para o filtro paralelo.	90
I.3	Diagrama elétrico da placa para conversão do terminal de saída <i>flat-cable</i> para BNC dos sensores de corrente.	91
I.4	Fotografia da placa de fácil acesso para os terminais do DSP.	92

I.5	Diagrama elétrico da placa de isolamento entre os <i>driver's</i> das chaves e o DSP.	93
I.6	DSP conectado ao computador	93
I.7	Indutor de acoplamento utilizado para o filtro ativo paralelo.	94
I.8	Vista frontal e lateral da montagem do filtro ativo paralelo.	98
I.9	Indutância em função da tensão do autotransformador trifásico.	99

Glossário

Abreviaturas

LEIAM	–	Laboratório de Eletrônica Industrial e Acionamentos de Máquinas Elétricas
TDD	–	<i>Total Demand Distortion</i> (Distorção de Demanda Total)
THD	–	<i>Total Harmonic Distortion</i> (Distorção Harmônica Total)
FAP	–	Filtro Ativo de Potência
PAC	–	Ponto de Acoplamento Comum
IEC	–	<i>International Electrotechnical Commission</i> (Comissão Internacional de Eletrotécnica)
IEEE	–	<i>Institute of Electrical and Electronics Engineers</i> (Instituto de Engenharia Elétrica e Eletrônica)
Prodint	–	Procedimentos de Distribuição de Energia Elétrica no Sistema Elétrico Nacional
QEE	–	Qualidade da Energia Elétrica
VSC	–	<i>Voltage Source Converter</i> (Conversor Fonte de Tensão)
CSC	–	<i>Current Source Converter</i> (Conversor Fonte de Corrente)
UPQC	–	<i>Unified Power Quality Conditioner</i> (Condicionador Unificado de Qualidade de Energia)
FFT	–	<i>Fast Fourier Transform</i> (Transformada Rápida de Fourier)
DFT	–	<i>Discrete Fourier Transform</i> (Transformada Discreta de Fourier)
PWM	–	<i>Pulse Width Modulator</i> (Modulação por Largura de Pulsos)
PLL	–	<i>Phase Locked Loop</i> (Laço de Sincronização de Fase)

RMS	–	<i>Root Mean Square</i> (Valor Quadrático Médio)
c.c.	–	Corrente Contínua
c.a.	–	Corrente Alternada

Símbolos

fp	–	Fator de Potência
fd	–	Fator de Deslocamento
ϕ	–	Ângulo de Defasagem entre a Corrente da Carga e a Tensão da Rede [°]
P	–	Potência Ativa Convencional [W]
S	–	Potência Aparente Convencional [VA]
Q	–	Potência Reativa Convencional [VAr]
D	–	Fator de Distorção Harmônica
s	–	Potência Complexa Instantânea [VAr]
p	–	Potência Ativa Instantânea [W]
\bar{p}	–	Potência Ativa Oscilante [W]
\tilde{p}	–	Potência Ativa Constante [W]
q	–	Potência Complexa Instantânea [VAi]
\bar{q}	–	Potência Complexa Oscilante [VAi]
\tilde{q}	–	Potência Complexa Constante [VAi]
v_{gk}	–	Tensão Trifásica da Rede, com $k = 1, 2$ e 3 [V]
$v_{g\alpha}$	–	Tensão do Eixo α da Rede (Referencial Estacionário) [V]
$v_{g\beta}$	–	Tensão do Eixo β da Rede (Referencial Estacionário) [V]
v_{gd}	–	Tensão do Eixo d da Rede (Referencial Síncrono) [V]
v_{gq}	–	Tensão do Eixo q da Rede (Referencial Síncrono) [V]

i_{gk}	– Corrente Trifásica da Rede, com $k = 1, 2$ e 3 [A]
$i_{g\alpha}$	– Corrente do Eixo α da Rede (Referencial Estacionário) [A]
$i_{g\beta}$	– Corrente do Eixo β da Rede (Referencial Estacionário) [A]
v_{hk}	– Tensão Trifásica do Filtro Paralelo, com $k = 1, 2$ e 3 [V]
i_{hk}	– Corrente Trifásica do Filtro Paralelo, com $k = 1, 2$ e 3 [A]
$i_{h\alpha}$	– Corrente do Eixo α do Filtro (Referencial Estacionário) [A]
$i_{h\beta}$	– Corrente do Eixo β do Filtro (Referencial Estacionário) [A]
i_{lk}	– Corrente Trifásica da Carga, com $k = 1, 2$ e 3 [A]
i_{ld}	– Corrente do Eixo d da Carga (Referencial Síncrono) [A]
$\overline{i_{ld}}$	– Valor c.c. da Corrente do Eixo d da Carga (Referencial Síncrono) [A]
\tilde{i}_{ld}	– Valor c.a. da Corrente do Eixo d da Carga (Referencial Síncrono) [A]
i_{lq}	– Corrente do Eixo q da Carga (Referencial Síncrono) [A]
$\overline{i_{lq}}$	– Valor c.c. da Corrente do Eixo q da Carga (Referencial Síncrono) [A]
\tilde{i}_{lq}	– Valor c.a. da Corrente do Eixo q da Carga (Referencial Síncrono) [A]
ω_e	– Frequência da Fundamental [rad/s]
θ	– Ângulo de fase da tensão [°]
r_{gk}	– Resistência Trifásica da Rede, com $k = 1, 2$ e 3 [Ω]
l_{gk}	– Indutância Trifásica da Rede, com $k = 1, 2$ e 3 [mH]
r_{hk}	– Resistência Trifásica do Filtro Paralelo, com $k = 1, 2$ e 3 [Ω]
l_{hk}	– Indutância Trifásica do Filtro Paralelo, com $k = 1, 2$ e 3 [mH]
C_k	– Capacitância do Barramento c.c., com $k = 1$ e 2 [μF]
v_{ck}	– Tensão no Capacitor do Barramento c.c., com $k = 1$ e 2 [V]
v_c	– Tensão Total do Barramento c.c. [V]
i_c	– Corrente do Barramento c.c. [A]

h – Passo de cálculo [μs]

1

Introdução Geral

Com a proliferação de cargas não lineares ligadas ao sistema elétrico de potência, importantes questões sobre distorções harmônicas na corrente e na tensão e alteração no fator de potência estão levando as concessionárias e consumidores de energia elétrica a se preocuparem cada vez mais com a qualidade da energia elétrica (Luor, 2000) e (Lin e Domijan, 2005).

As cargas não lineares ligadas ao sistema elétrico de potência podem ser divididas nas seguintes categorias:

Categoria 1 - Encontram-se os equipamentos com característica operativa de arcos voltaicos, exemplos: fornos a arco, máquinas de solda, lâmpada de descarga e entre outros. A natureza da deformação da corrente é oriunda da não linearidade do arco voltaico.

Categoria 2 - Encontram-se os equipamentos de núcleo magnético saturado, exemplos: reatores e transformadores de núcleo saturado. A natureza da deformação da corrente é oriunda da não linearidade do circuito magnético.

Categoria 3 - Encontram-se os equipamentos eletrônicos, exemplos: conversores de energia ca/cc, cc/ca e ca/cc/ca e qualquer tipo de circuito baseado em dispositivo semicondutor. A natureza da deformação da corrente é oriunda da não linearidade dos componentes eletrônicos.

O termo Qualidade da Energia Elétrica (QEE) tornou-se um dos mais crescentes desafios no poder da indústria desde o final da década de 80. O problema da QEE pode ser definido

como qualquer problema de energia apresentado na tensão, corrente ou alteração da frequência que resulte em falha ou má operação de equipamentos dos consumidores ou concessionária.

As questões que estão compreendidas pela QEE não são necessariamente novas, as razões que levaram o interesse progressivo pela QEE devem-se, principalmente, à evolução tecnológica. Isso se justifica, principalmente, pelos seguintes motivos (Dugan et al., 2003) e (Stones e Collinson, 2001):

- Os novos equipamentos, com controles baseados em microprocessadores e dispositivos de eletrônica de potência, são mais sensíveis a variações da qualidade da energia do que os equipamentos utilizados no passado;
- O crescente interesse pela racionalização e conservação da energia elétrica tem resultado em um crescimento contínuo na aplicação de dispositivos com alta eficiência, driver para controle de velocidade de motores e capacitores em derivação para correção do fator de potência. Esses interesses estão resultando em níveis cada vez maiores de distorções harmônicas e podendo levar o sistema elétrico a condições de ressonância;
- Os consumidores de energia têm uma maior consciência na QEE, visto que estão se tornando cada vez mais informados sobre questões como interrupções, subtensões, transitórios de chaveamentos, harmônicas e entre outros, passando a exigir que as concessionárias melhorem a qualidade da energia entregue;
- O aumento da integração de processos, significando que a falha de um componente possa trazer conseqüências para o sistema de energia elétrico.
- As alterações nas formas de onda sobre a vida útil dos componentes elétricos.

As categorias de distúrbios eletromagnéticos que afetam a QEE são: transitório impulsivo e oscilante, interrupção temporária, *sags* (*dips*) e *swells*, sobretensão e subtensão, falta, desequilíbrio de tensão, distorções na forma de onda (harmônicas, interharmônicos, *offset*, *notching*, Subharmônicas), flutuação de tensão e variação de frequência. Na norma (IEEE-1159, 1995) são apresentadas as definições destes distúrbios eletromagnéticos e uma tabela com a duração típica de cada um deles.

Atualmente, existem normas e recomendações internacionais padronizadas pelo IEEE (*Institute of Electrical and Electronics Engineers*) e pelo IEC (*International Electrotechnical*

Commission) que estabelecem medidas para a melhoria da qualidade da energia elétrica. Na (IEEE-1159, 1995), (Alves e Ribeiro, 1999), (Martinho, 2009) e (Martins et al., 2003), são apresentadas as normas do IEEE e IEC para os distúrbios eletromagnéticos que afetam a QEE.

Dentre as principais categorias de distúrbios eletromagnéticos descritas anteriormente que degradam a QEE será dado ênfase às harmônicas, devido às cargas não lineares, visto que esse problema é o que mais contribui para a distorção dos perfis senoidais da tensão e, principalmente, da corrente. Essa distorção causada pelas harmônicas é objetivo de estudo deste trabalho.

As harmônicas são sinais senoidais de tensão ou corrente de frequências múltiplas inteiras da frequência nominal do sistema elétrico, usualmente 50 ou 60 Hz. As harmônicas podem ser causadas pelos diferentes tipos de cargas não lineares das categorias 1, 2 e 3 descritas no texto.

Em um sistema elétrico de potência, os consumidores podem ser conectados ao PAC (Ponto de Acoplamento Comum), de acordo com a fig. 1.1. Mesmo que um desses consumidores não contribua para a degradação da QEE nesse ponto, as perturbações provocadas por outros consumidores com o uso de cargas não lineares podem se propagar através do PAC e todos os consumidores conectados ao PAC receberão uma energia de baixa qualidade. Essa energia de baixa qualidade pode prejudicar, principalmente, os consumidores de cargas muito sensíveis (Pinheiro, 2001).

1.1 Normalização

As normas que determinam os limites dos distúrbios eletromagnéticos causados por harmônicas na corrente são a IEC 61000 – 3 – 2, a IEC 61000 – 4 – 3 e o IEEE 519 – 1992.

No Brasil, o PRODIST foi aprovado pela Resolução Normativa nº 345, de 16 de dezembro de 2008, publicada no Diário Oficial da União – DOU em 31 de dezembro de 2008. Esse conjunto de normas propõe valores apenas para a distorção harmônica da tensão no sistema de distribuição (ANEEL, 2008).

A norma IEC 61000 – 3 – 2 (IEC-61000 – 3 – 2, 1998) estabelece limites das harmônicas

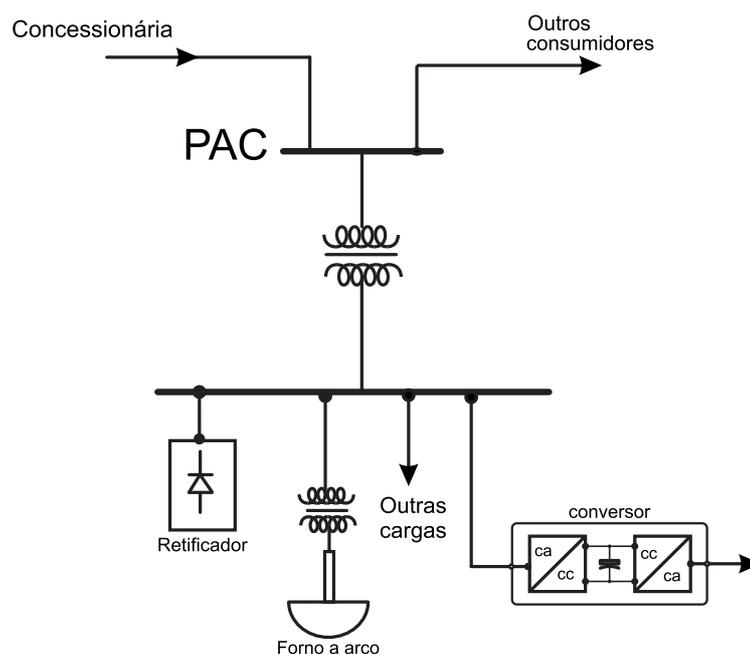


Figura 1.1: Diagrama unifilar de um sistema elétrico de potência.

de corrente para equipamentos que consomem corrente $\leq 16\text{A}$ por fase em redes de 220V a 415V.

Os equipamentos são classificados em 4 classes na IEC 61000 – 3 – 2:

Classe A: Equipamentos com alimentação trifásica equilibrada; aparelhos de uso doméstico, excluindo os classe D; ferramentas, exceto as portáteis; *dimmers* para lâmpadas incandescentes; equipamentos de áudio e todos os demais não incluídos nas classes seguintes;

Classe B: Ferramentas portáteis;

Classe C: Dispositivos de iluminação;

Classe D: Computadores pessoais, monitores de vídeo e aparelhos de televisão. A potência ativa de entrada deve ser $\leq 600\text{W}$.

Na tabela 1.1, são encontrados os valores máximos para as harmônicas da corrente por fase $< 16\text{A}$.

A norma IEC 61000 – 3 – 4 (IEC-61000 – 3 – 4, 1998) estabelece limites das harmônicas de corrente para equipamentos que consomem corrente $\geq 16\text{A}$ e $\leq 75\text{A}$ por fase em redes de até 240V para equipamentos monofásicos e até 600V para equipamentos trifásicos.

Na tabela 1.2, são encontrados os valores máximos para as harmônicas da corrente de

Tabela 1.1: Limites para as harmônicas de corrente

Ordem da Harmônica	Classe A	Classe B	Classe C	Classe D
n	Corrente máxima (A)	Corrente máxima (A)	% da fundamental	(> 75W, ≤ 600W) (mA/W)
Harmônicas Ímpares				
3	2,30	3,45	$30,0 \cdot fp$	3,4
5	1,14	1,71	10,0	1,9
7	0,77	1,115	7,0	1,0
9	0,40	0,60	5,0	0,5
11	0,33	0,495	3,0	0,35
13	0,21	0,315	3,0	0,296
$15 \leq n \leq 39$	0,15	0,225	3,0	$3,85/n$
Harmônicas pares				
2	1,08	1,62	2,0	1,25
4	0,43	0,645		1,25
6	0,3	0,45		1,25
$8 \leq n \leq 40$				

fase > 16A.

Tabela 1.2: Limites individuais para harmônicas de corrente em % da fundamental

Componente harmônica	harmônica admissível	Componente harmônica	harmônica admissível
n	I_n/I_1 (%)	n	I_n/I_1 (%)
3	21,6	21	≤ 0,6
5	10,7	23	0,9
7	7,2	25	0,8
9	3,8	27	≤ 0,6
11	3,1	29	0,7
13	2	31	0,7
15	0,7	≥ 33	≤ 0,6
17	1,2		
19	1,1		

A norma IEEE 519–1992 ([IEEE-519, 1993](#)) estabelece limites das distorções harmônicas individuais e totais de corrente aos valores medidos no PAC (fig. 1.1) e não em cada tipo de carga como ocorre na norma IEC.

Os limites diferem de acordo com o nível de tensão e com o nível de curto-circuito do PAC e a grandeza TDD (*Total Demand Distortion*) é definida como sendo a distorção harmônica total da corrente, em % da máxima demanda da corrente de carga (demanda de 15 ou 30 minutos), conforme indicado na tabela 1.3.

Tabela 1.3: Limites da distorção harmônica individual e total em percentual da razão entre a corrente de curto-circuito ($I_{c.c.}$) e a corrente nominal (I_L)

$V_n \leq 69\text{kV}$						
I_{cc}/I_L	$h < 11$	$11 \leq h < 17$	$17 \leq h < 23$	$23 \leq h < 35$	$35 \leq h < 35$	TDD
< 20	4,0	2,0	1,5	0,6	0,3	5,0
20 – 50	7,0	3,5	2,5	1,0	0,5	8,0
50 – 100	10,0	4,5	4,0	1,5	0,7	12,0
100 – 1000	12,0	5,5	5,0	2,0	1,0	15,0
> 1000	15,0	7,0	6,0	2,5	1,4	20,0
$69\text{kV} < V_n \leq 160\text{kV}$						
< 20	2,0	1,0	0,75	0,3	0,15	2,5
20 – 50	3,5	1,75	1,25	0,5	0,25	4,0
50 – 100	5,0	2,25	2,0	0,75	0,35	6,0
100 – 1000	6,0	2,75	2,5	1,0	0,5	7,5
> 1000	7,5	3,5	3,0	1,25	0,7	10,0
$V_n > 160\text{kV}$						
< 50	2,0	1,0	0,75	0,3	0,15	2,5
≥ 50	3,0	1,50	1,15	0,45	0,22	3,75
Harmônicas pares são limitados a 25% dos limites das harmônicas ímpares						
$I_{c.c.}$ = corrente máxima de curto-circuito						
I_L = demanda máxima de corrente de carga						

1.2 Análise da Potência em Rede Elétrica

Um dos principais pontos na análise e projeto da transmissão e distribuição da corrente alternada no final do século XIX, e utilizado até hoje, foi baseado em tensão constante e equilibrada com frequência constante.

O consumo da potência elétrica poderia ser mais eficiente se a corrente da carga estivesse em fase com a tensão. Portanto, o conceito de potência reativa foi definido para representar a quantidade de potência elétrica devido a corrente da carga que não está em fase com a

tensão da fonte. Essa potência não contribui para a transferência de energia entre a fonte e a carga. Ao mesmo tempo, o conceito de potência aparente e fator de potência foram criados. A potência aparente dá uma idéia de quanto pode ser fornecido ou consumido quando a tensão e a corrente forem senoidais e estiverem em fase. O fator de potência convencional é resumido ao fator de deslocamento e é calculado entre a razão da potência média e a potência aparente (1.1), fig. 1.2 (Akagi et al., 2007) e (Stevenson, 1982). A correção do fator de deslocamento é realizada pela instalação de banco de capacitores ou, em alguns casos reatores em paralelo com as cargas levando o fator de deslocamento próximo à unidade.

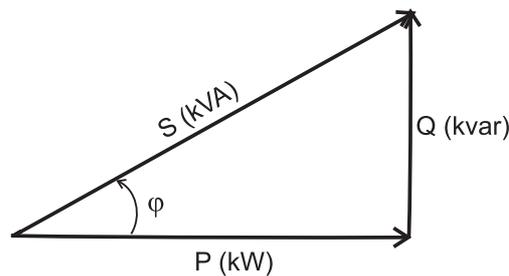


Figura 1.2: Triângulo de potência.

$$fp = \cos \phi = \frac{P}{S} \quad (1.1)$$

Atualmente, com a grande utilização dos conversores estáticos, nas mais diversas aplicações, causando a injeção de elevado conteúdo harmônico de corrente no sistema elétrico e, com isso, o fator de potência convencional que era avaliado apenas pelo deslocamento da corrente em função da tensão (1.1), também é reduzido pela distorção na forma de onda da corrente e tensão (1.2), introduzindo o conceito de fator de distorção harmônica (1.3).

$$fp = \cos \phi \frac{1}{\sqrt{(1 + THD_v^2)} \sqrt{(1 + THD_i^2)}} \quad (1.2)$$

Esse novo fator de potência é conhecido como fator de potência real ou total (Watanabe et al., 1993).

Com esta distorção harmônica no sistema de potência, o triângulo de potência (fig. 1.2) sofre uma alteração, recebendo uma terceira dimensão provocada pelo fator de distorção (fig. 1.3).

A potência aparente com o fator de distorção harmônica é dada por:

$$S = \sqrt{P^2 + Q^2 + D^2} \quad (1.3)$$

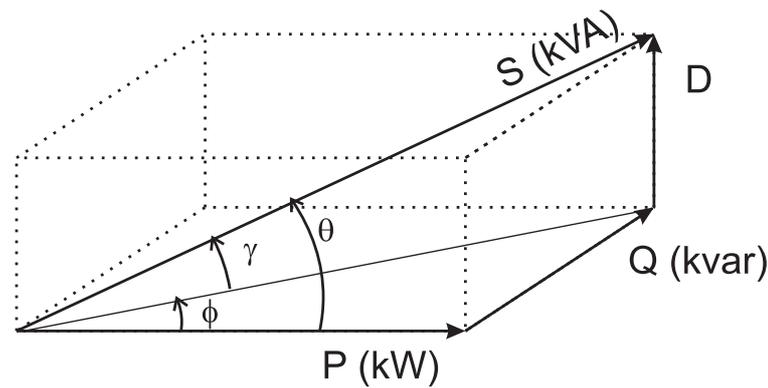


Figura 1.3: Tetraedro de potência.

A correção do fator de potência total (1.2) não pode ser mais realizada com banco de capacitores ou, em alguns casos, reatores em paralelo.

Se os valores de IHD e THD para corrente e tensão forem menores do que os apresentados na tabela (1.3), a compensação é realizada por banco de capacitores e aplica-se a equação (1.1), caso contrário a compensação só será realizada com o uso de filtros passivos com banco de capacitores ou ativos e utiliza-se o fator de potência total (1.2).

As deduções das equações desse capítulo são apresentadas no apêndice A.

1.3 Compensação da Potência Reativa e Harmônicas

A compensação do fator de potência do sistema com harmônicas pode ser realizada por filtro passivo paralelo, filtro ativo de potência ou uma combinação dos dois.

1.3.1 Filtro Passivo

A solução mais usual para se evitar que correntes harmônicas penetrem em determinadas partes do sistema elétrico consiste na utilização dos filtros passivos em paralelo (fig. 1.4), que oferecem um caminho de baixa impedância para as correntes harmônicas de interesse. Essas estruturas compensam apenas as harmônicas, para compensar o fator de deslocamento é necessário utilizar um banco de capacitor em paralelo com o sistema. Em (Gonzalez. e Mccall, 1987) e (Akagi, 2005), são apresentados outros tipos de filtros passivos para compensação das harmônicas de corrente.

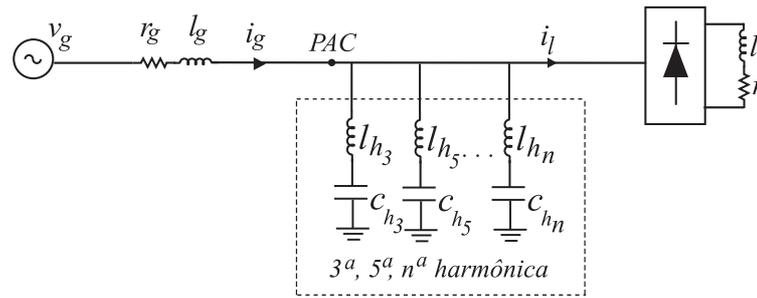


Figura 1.4: Filtro passivo.

Os filtros passivos resolvem vários problemas das harmônicas causadas por cargas não lineares e apresentam como vantagens o baixo custo em relação aos filtros ativos e uma boa resposta na frequência sintonizada. Entretanto, os filtros passivos apresentam as seguintes desvantagens (Morán et al., 1995) e (Peng et al., 1990):

- A impedância do sistema influencia nas características do filtro passivo, que geralmente não é conhecida com precisão e varia com a configuração do sistema;
- Podem ocorrer fenômenos de ressonância ou anti-ressonância entre o sistema de potência e o filtro passivo;
- A compensação é realizada para uma frequência fixa, não pode existir variação de carga no sistema;
- Apresentam um elevado volume.

1.3.2 Filtro Ativo de Potência

Para resolver os problemas dos filtros passivos, foram estudados e desenvolvidos os filtros ativos de potência. Desde a década de 70, diversas configurações de filtros ativos de potência com as respectivas estratégias de controle foram propostas (Akagi, 1996) e passaram a ser reconhecidas como uma solução viável para os problemas criados pelas cargas não-lineares de alta potência. No entanto, os filtros ativos de potência tornaram-se populares na década de 80, quando (Akagi et al., 1984) apresentaram uma nova teoria de potência instantânea, permitindo a compensação em tempo real. Em (Grady et al., 1990), é realizado um extenso levantamento sobre os filtros ativos de potência com uma lista das vantagens e limitações de cada um.

Os filtros ativos de potência são equipamentos conectados com a rede elétrica de modo a eliminar distorções da tensão da rede, compensar as harmônicas e fator de potência da corrente da rede. Os filtros ativos podem ser classificados quanto a estrutura do conversor, número de fases e topologia (Singh et al., 1999).

Estrutura do Conversor para os Filtros Ativos de Potência

Os filtros ativos podem ser projetados utilizando um conversor fonte de corrente (CSC) ou um conversor fonte de tensão (VSC). Na fig. 1.5, são apresentadas as duas estruturas. A primeira implementação de filtro ativo utilizou-se um conversor CSC (Akagi, 1992).

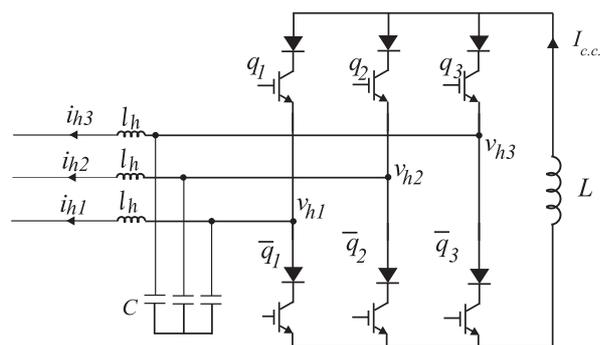
No conversor CSC, a corrente no barramento c.c. ($I_{c.c.}$) é modulada e injetada na rede (fig. 1.5(a)). A corrente $I_{c.c.}$ deve ser maior que a corrente de pico a ser compensada pelo filtro (Yunus e Bass, 1996), o que leva a perdas significativas no indutor e um elevado peso e volume para o armazenamento dessa energia. As perdas por condução nos semicondutores também são elevadas devido aos diodos em série com os interruptores.

No conversor VSC, a tensão no barramento c.c. ($V_{c.c.}$) é controlada e mantida constante e fornece para rede a corrente necessária através do indutor de acoplamento l_h (fig. 1.5(b)). Para compensação das harmônicas de corrente, o valor médio da tensão deve ser maior do que o valor de pico da tensão da rede. O conversor VSC dominou o mercado da eletrônica de potência, por ser mais leve e mais barato do que os conversores CSC (Singh et al., 1999).

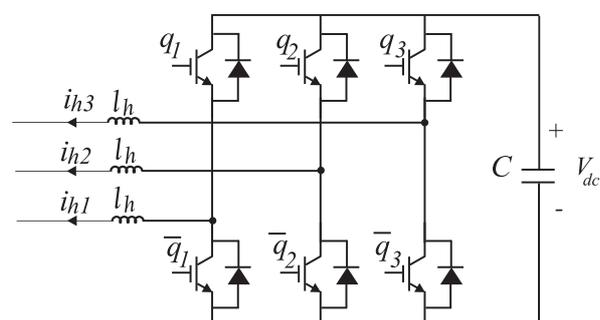
Em (Routimo et al., 2005) e (Yunus e Bass, 1996), são apresentados resultados experimentais do filtro ativo com as estruturas VSC e CSC para o sistema trifásico e monofásico para diferentes pontos de operação e de carga.

Número de Braços

A classificação quanto ao número de braços depende do tipo de compensação a ser realizada. Para um sistema trifásico que não apresente desequilíbrio na tensão e na corrente, a compensação dos distúrbios serão realizadas com um conversor trifásico com três braços a três condutores apresentado na fig. 1.5. Entretanto, se o sistema trifásico apresentar desequilíbrio na tensão ou na corrente, a compensação dos distúrbios só serão realizadas com os conversores apresentados na fig. 1.6 (Ucar et al., 2004) e (Camargo e Pinheiro, 2006).



(a)

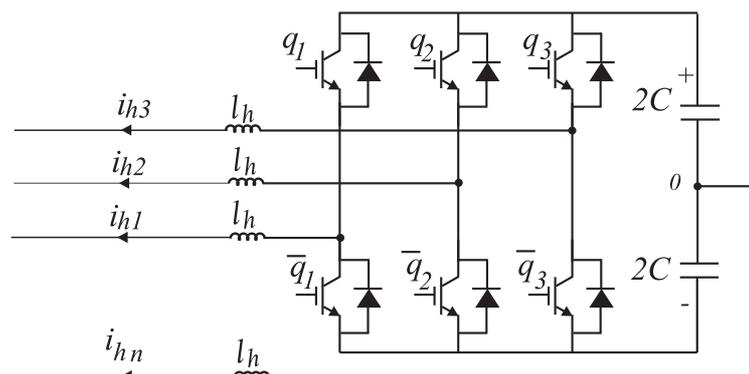


(b)

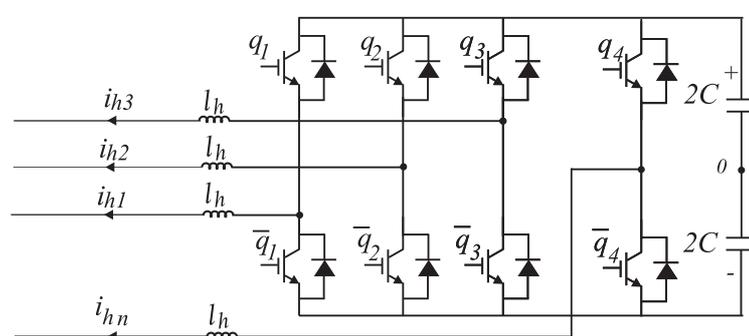
Figura 1.5: (a) Conversor fonte de corrente (CSC) e (b) Conversor fonte de tensão (VSC).

Na fig. 1.6(a), é apresentado o conversor trifásico com três braços a quatro fios. O sistema baseado na inserção do neutro no ponto médio do barramento capacitivo requer um controle específico para os capacitores do barramento para evitar sobretensão neles, já que as tensões aplicadas nos capacitores não serão iguais. Com isso, há necessidade de instalar o dobro dos sensores para o monitoramento do barramento.

Na fig. 1.6(b), é apresentado o conversor trifásico com quatro braços a quatro fios. O sistema baseado na adição de um braço no conversor para controlar a corrente de neutro é mais caro, mas é mais fácil de controlar em sistemas com quatro fios.



(a)



(b)

Figura 1.6: (a) Conversor trifásico com três braços a quatro fios e (b) Conversor trifásico com quatro braços a quatro fios.

Topologias dos Filtros Ativos de Potência

As topologias dos filtros ativos de potência podem ser paralelo, série, universal ou híbrido. O tipo de topologia depende do distúrbio a ser compensado e a faixa de potência em que o filtro opera.

Filtro Ativo Paralelo

Esta topologia de filtro constitui umas das mais importantes e mais utilizadas em processos industriais. O filtro paralelo é conectado ao PAC (fig. 1.7) com o propósito de eliminar as harmônicas geradas pela carga não linear (EI-Habrouk et al., 2000).

Com uma estratégia de controle e um número de braços adequados o filtro paralelo também é capaz de compensar: potência reativa, corrente de neutro (corrente homopolar) e

correntes desequilibradas (Akagi et al., 1984),(Jacobina et al., 2001) e (Ribeiro et al., 2002).

O filtro paralelo funciona como uma fonte de corrente de modo que a corrente da carga não-linear mais a do filtro tenha um perfil senoidal. Portanto, a corrente que circula na rede está em fase com a tensão da rede.

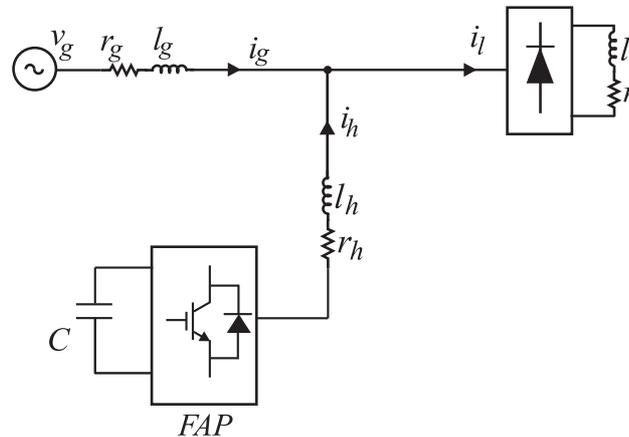


Figura 1.7: Filtro ativo de potência paralelo.

Comparado com os filtros passivos, os filtros ativos apresentam um volume menor, não há problemas de ressonância com a rede e as características de compensação não são fixas.

Filtro Ativo Série

O filtro ativo série funciona como uma fonte de tensão controlada, impondo uma tensão que é somada com a tensão da rede, de forma a manter o perfil senoidal da tensão na carga. Na fig. 1.8, é apresentado o esquema básico do filtro série, a conexão do filtro é realizada através de um transformador (El-Habrouk et al., 2000), mas pode ser conectado na rede sem o uso do transformador (Nastran et al., 1994) e (Jacobina et al., 2009).

O filtro ativo série é utilizado para eliminar distorção harmônica de tensão na rede, desbalanceamento, flutuações e *notching* da tensão da rede.

Filtro Híbrido

Para reduzir o tamanho dos filtros passivos e, conseqüentemente, o preço dos filtros ativos, a combinação de filtros ativos de baixa potência com filtros passivos podem ser uma solução. Em (Singh et al., 2005) são apresentadas várias topologias de filtros híbridos, mas os mais estudados são (Akagi, 1996):

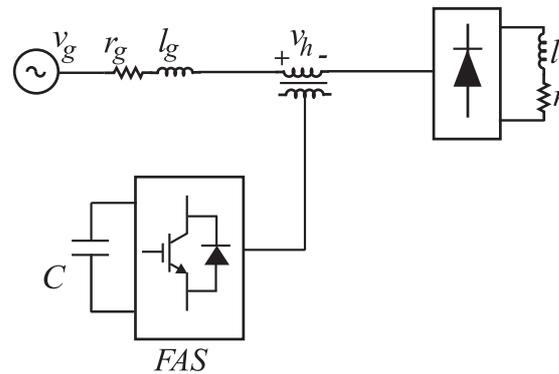


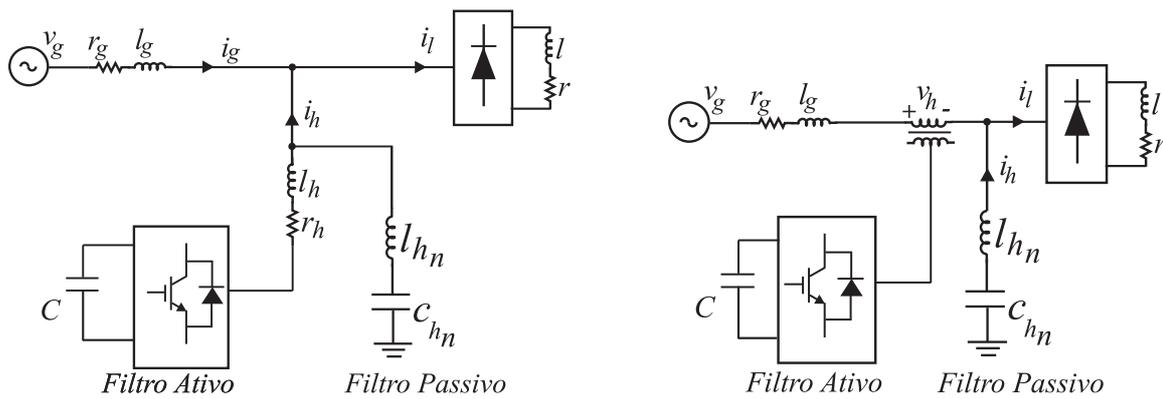
Figura 1.8: Filtro ativo série.

- Filtro ativo paralelo em paralelo com o filtro passivo;
- Filtro ativo série em paralelo com o filtro passivo;
- Filtro ativo série em série com o filtro passivo;

Na fig. 1.9(a), é apresentado o filtro paralelo em paralelo com filtro passivo. Esta topologia representa uma combinação importante de filtros. O filtro ativo é projetado para compensar as harmônicas de corrente de baixa ordem e o filtro passivo as harmônicas de corrente de alta ordem. Nesta combinação, o filtro híbrido pode ser projetado para média potência (100kVA à 10MVA), visto que o filtro ativo compensa apenas as harmônicas de ordem baixa operando com frequência de chaveamento e potência reduzidas (El-Habrouk et al., 2000). Em (Xu et al., 2005) é proposto um filtro ativo paralelo com filtro passivo ou banco de capacitores. O sistema combinado apresenta um bom desempenho e baixo custo comparado com o filtro paralelo.

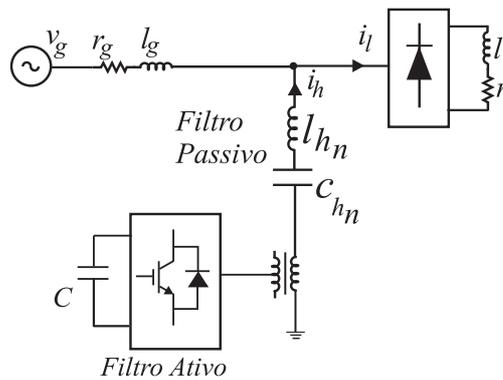
Na fig. 1.9(b), é apresentado o filtro ativo série em paralelo com o filtro passivo. O filtro ativo série funciona como um isolador das harmônicas de tensão entre a rede e o filtro passivo, de forma a garantir uma impedância elevada para a rede para que o filtro passivo seja um caminho de baixa impedância para as harmônicas de corrente da carga não-linear e impedância infinita para a componente fundamental. Além disso, os problemas de ressonância entre a fonte e o filtro passivo são eliminados (Peng et al., 1988) e (Peng et al., 1990).

Na fig. 1.9(c), é apresentado o filtro ativo série em série com o filtro passivo. O princípio de funcionamento dessa topologia é o mesmo que o anterior, com o benefício de reduzir ainda mais o tamanho do filtro ativo série, visto que a componente fundamental não circula pelo filtro ativo. Essa topologia pode compensar as harmônicas de corrente da carga e o fator de potência e é aplicado em sistemas de alta potência ($> 10\text{MVA}$) (Bhattacharya et al., 1997) (Rivas et al., 2003).



(a) Filtro ativo paralelo em paralelo com filtro passivo.

(b) Filtro ativo série em paralelo com filtro passivo.



(c) Filtro ativo série em série com filtro passivo.

Figura 1.9: Configurações de filtro híbrido.

Filtro Ativo Universal

Na fig. 1.10, é apresentado um filtro ativo universal ou conhecido como condicionador

unificado de qualidade de energia (UPQC), que é uma combinação do filtro ativo paralelo com o filtro ativo série. O principal objetivo de um UPQC é compensar o desequilíbrio e distorção da tensão da rede, potência reativa, desequilíbrio e harmônicas da corrente. Seus principais inconvenientes são a sua grande complexidade de controle e os custos, devido ao grande número de dispositivos de estado sólido envolvidos (Singh et al., 1999) e (Fujita e Akagi, 1998).

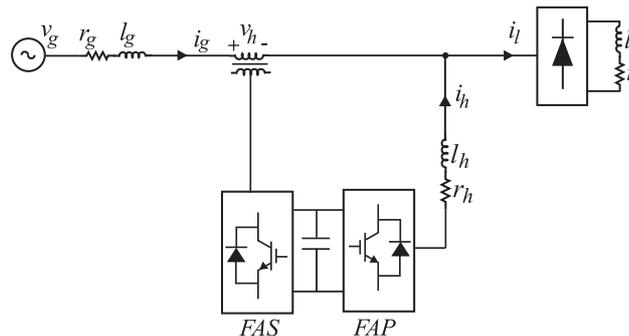


Figura 1.10: Filtro ativo universal.

Para que essas estruturas funcionem corretamente, o sistema de controle torna-se responsável por determinar as correntes ou tensão de compensação que são injetadas pelo filtro ativo no sistema elétrico.

1.4 Técnicas de Controle para o Filtro Paralelo

O controle do filtro paralelo envolve três etapas: medição do sinal, detecção e compensação das harmônicas.

1.4.1 Medição do sinal

A medição do sinal de corrente para o controle do filtro paralelo pode ser realizado através da corrente da carga e do filtro ou da corrente da rede.

De acordo com a fig. 1.11 para esses dois tipos de medições são utilizadas uma malha de tensão (malha externa) e uma malha de corrente (malha interna).

A malha externa é responsável pelo controle do barramento c.c.. Essa malha deve garantir que a tensão do barramento seja constante, ou seja, o barramento tem que estar carregado

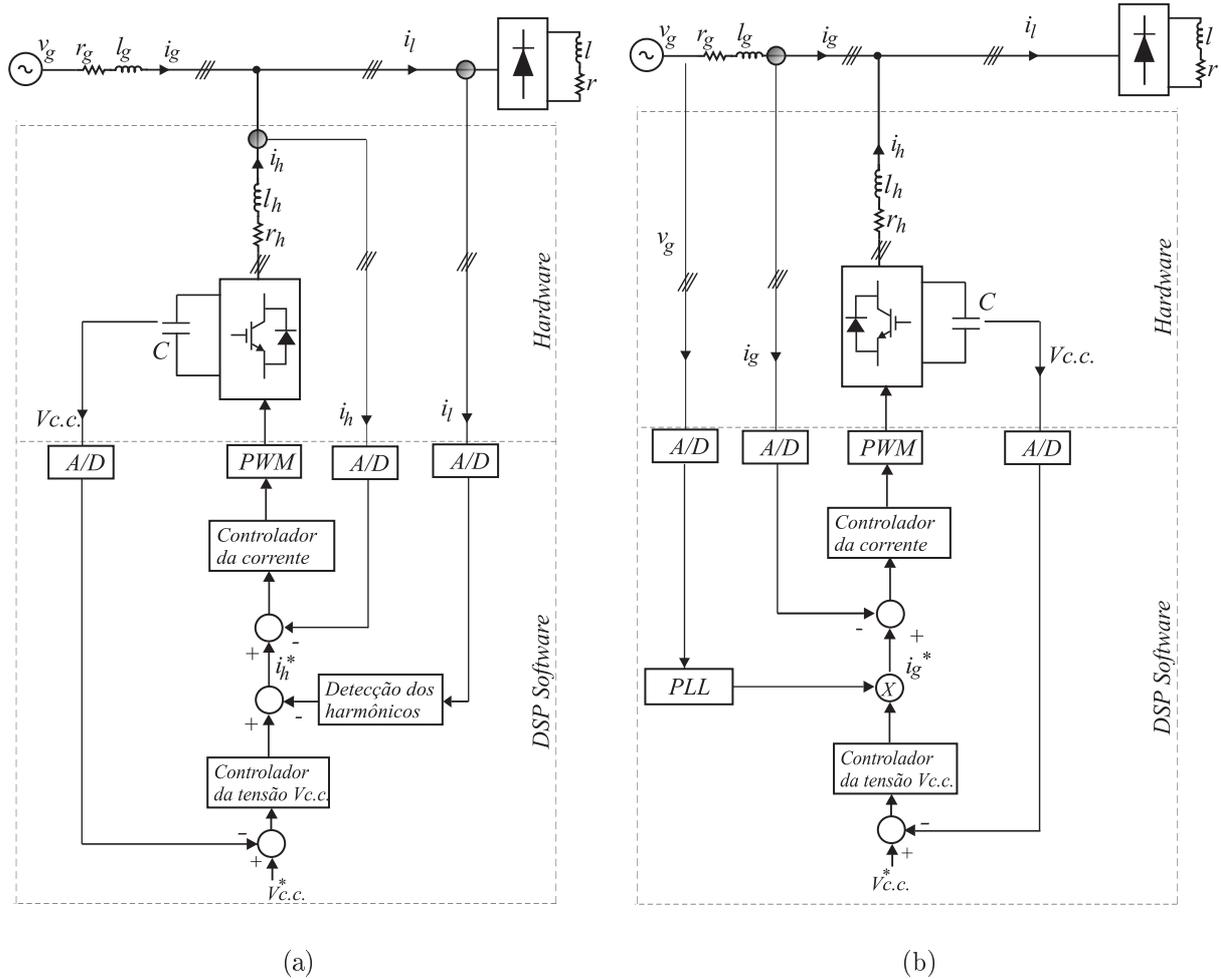


Figura 1.11: (a) Filtro ativo paralelo com medição da corrente da carga e (b) Filtro ativo paralelo com medição da corrente da rede.

com o valor de tensão de referência e deve ser lenta para que a malha interna acompanhe a referência (Lascu et al., 2007).

A malha de corrente é responsável pelo controle do PWM que irá acionar as chaves, impondo uma corrente no filtro ativo, de acordo com a estratégia empregada. Essa malha deve ser rápida para que o filtro ativo possa gerar as harmônicas de corrente desejadas.

Medição da corrente da carga e do filtro paralelo

Na fig. 1.11(a), é apresentado o diagrama dos blocos básicos para o controle do filtro ativo com o monitoramento da corrente da carga e do filtro. Para gerar a referência de corrente do filtro ativo, é necessário ter um bloco de detecção das harmônicas (fig. 1.11(a)). Esse

bloco e o controlador da corrente podem ser realizados no domínio do tempo ou no domínio da frequência. Em (Asiminoaei et al., 2007), é apresentado um levantamento dos métodos utilizados para detecção e controle das harmônicas no domínio do tempo ou no domínio da frequência com a medição da corrente da carga e do filtro.

Para que o filtro paralelo gere a corrente para compensar as harmônicas da rede, o monitoramento é composto por seis sensores de corrente (três para o filtro e três para a carga no sistema trifásico) para sistemas a quatro fios ou quatro sensores de corrente (dois para o filtro e dois para a carga no sistema trifásico) para sistemas a três fios.

Medição da corrente da rede

O filtro ativo pode ser controlado através da medição da corrente da rede (fig. 1.11(b)), sem a necessidade de realizar qualquer cálculo para a detecção das harmônicas. Nesse tipo de medição verifica-se que é utilizado apenas três sensores de corrente para sistemas a quatro fios ou dois sensores de corrente para sistemas a três fios. De acordo com (de Souza, 2000), chega-se a conclusão que é significativo para filtros ativos de baixa potência e não precisa do bloco de detecção das harmônicas para gerar a corrente de referência do filtro paralelo, fig. 1.11(a).

1.4.2 Detecção e Controle das Harmônicas

A detecção e controle das harmônicas podem ser realizados no domínio da frequência ou no domínio do tempo:

Domínio da frequência

A estratégia de controle no domínio da frequência é baseado na análise da distorção dos sinais utilizando a transformada de *Fourier*, nas suas diferentes concepções: Transformada Rápida de *Fourier* (FFT), Transformada Discreta de *Fourier* (DFT) e entre outros (Massoud et al., 2004). Esses métodos eliminam a componente fundamental das componentes harmônicas e, assim, geram o sinal de controle para a compensação (Asiminoaei et al., 2007).

A frequência de amostragem deve ser superior a duas vezes a maior frequência do sinal a ser analisado, bem como a frequência dos sinais presentes deve ser um múltiplo da funda-

mental. Esses métodos têm a desvantagem de exigir grande poder computacional e têm uma resposta lenta, uma vez que o sinal de controle é gerado depois da análise do sinal periódico.

Domínio do tempo

Esses métodos baseiam-se na escolha de modo instantâneo dos sinais de controle necessários para a compensação. A grande vantagem desses métodos é a alta velocidade de resposta nas mudanças no sistema de potência que pode ser controlada pelo filtro paralelo em tempo real. Em (Massoud et al., 2004), são apresentados vários métodos de controle no domínio do tempo, mas os mais conhecidos são a teoria da potência instantânea (Akagi et al., 1984) ou o método da referência síncrona dq (Bhattacharya et al., 1991), (Pittorino et al., 1996), (Mendalek e Al-Haddad, 2000) e (Marques et al., 2007).

A teoria da potência instantânea, também conhecida como método pq , foi introduzida para aplicações em filtros ativos para sistemas trifásicos a 3 fios por (Akagi et al., 1984). Nesse método, as correntes e as tensões trifásicas do sistema são transformadas para as coordenadas $\alpha\beta$ que giram no referencial estacionário, ou seja, as variáveis transformadas para o sistema $\alpha\beta$ são senoidais e de frequência igual a do sistema trifásico (Jacobina, 2005). Em seguida, a potência ativa e reativa instantânea são calculadas através das variáveis da tensão e da corrente em $\alpha\beta$. Essas potências são compostas por um valor c.c. que resulta das componentes fundamentais da tensão e corrente e um valor c.a. que resulta das harmônicas, as componentes harmônicas de pq são extraídas usando-se filtros passa-alta. Por último, o processo inverso é realizado para obter as componentes de referência para o filtro paralelo (fig. 1.12). Entretanto, a teoria pq apresenta limitações quando o sistema trifásico tiver componentes homopolares de corrente ou tensão. Para sistemas desse tipo (Tagasawa et al., 1994) viram que a teoria pq poderia ser expandida para sistemas trifásicos 3 ou 4 fios desequilibrados e ficou conhecida como a teoria pq modificada. Essa nova teoria motivaram outros trabalhos (Peng et al., 1998), (Akagi e Kim, 1999), (Kim et al., 2002) e (Herrera e Salmerón, 2007).

O método da referência síncrona dq foi aplicado em filtros ativos por (Bhattacharya et al., 1991). Nesse método as variáveis são transformadas síncronamente para um referencial girante com frequência da componente fundamental, nas quais a componente fundamental é transformada em um valor c.c. e as harmônicas são transformadas em uma componente

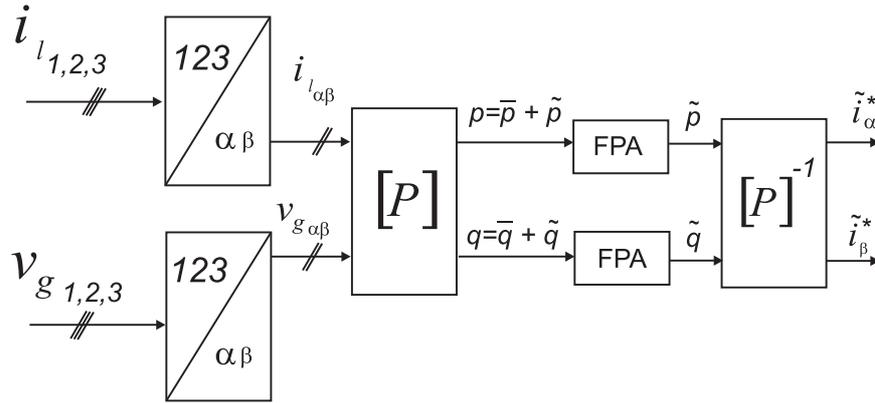


Figura 1.12: Corrente de referência para compensação através do método pq .

c.a.. Assim, a detecção das harmônicas é realizada por um filtro passa-alta (fig. 1.13). Para utilizar esse método, é necessário um PLL (phase locked loop) para a obtenção do ângulo da transformação dq com a velocidade angular na frequência da fundamental. No capítulo 4, encontra-se a estrutura do PLL utilizado neste trabalho.

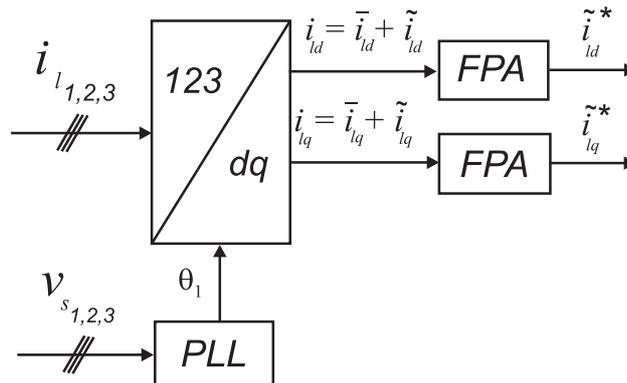


Figura 1.13: Corrente de referência para compensação das harmônicas pelo método dq .

O método dq , também, pode ser utilizado para seleção das harmônicas ou para controlar a corrente diretamente na rede. Para a seleção das harmônicas, as transformadas são colocadas em paralelo com a velocidade angular na frequência da harmônica selecionada. Assim, na harmônica selecionada, apenas a respectiva harmônica é um sinal c.c. e todas as demais frequências, incluindo a fundamental, são componentes c.a. (Asiminoaei et al., 2007). A detecção das harmônicas selecionadas é realizada com filtro passa-baixa (FPB) (fig. 1.14).

Para o controle da corrente diretamente na rede (fig. 1.15), tem-se a transformada da componente fundamental e das harmônicas, a componente da fundamental é comparada com a corrente de referência gerado pelo barramento c.c. (fig. 1.11(b)) e as harmônicas

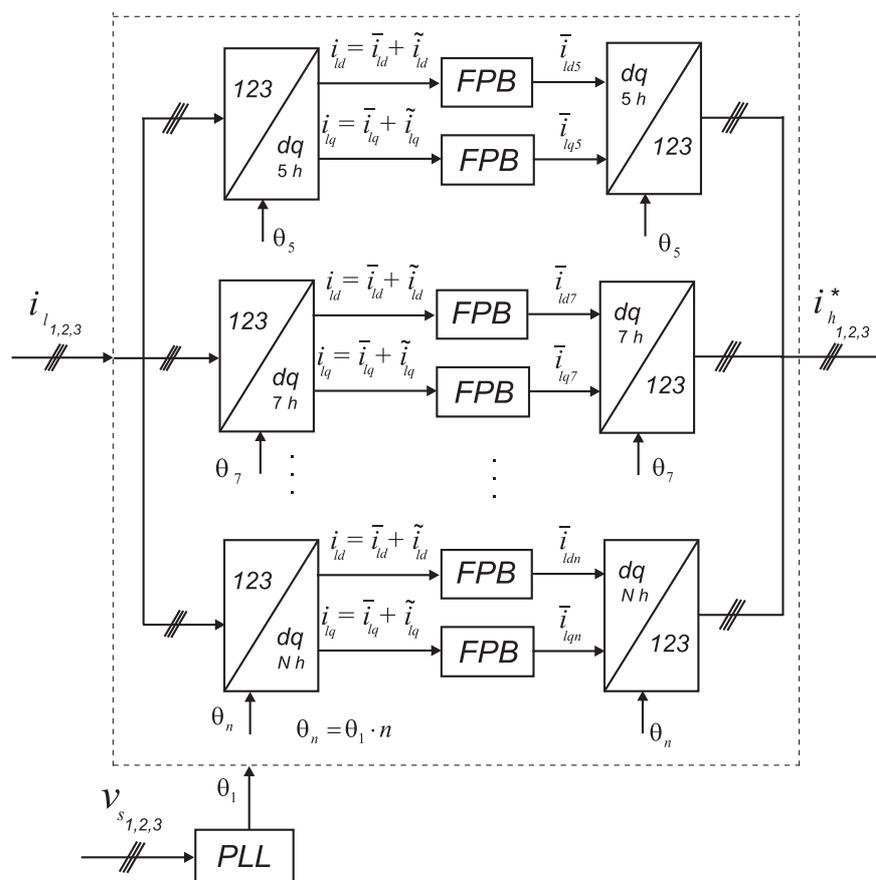


Figura 1.14: Seleção das harmônicas para serem compensadas pelo método dq .

comparadas com o valor de referência iguais a zero.

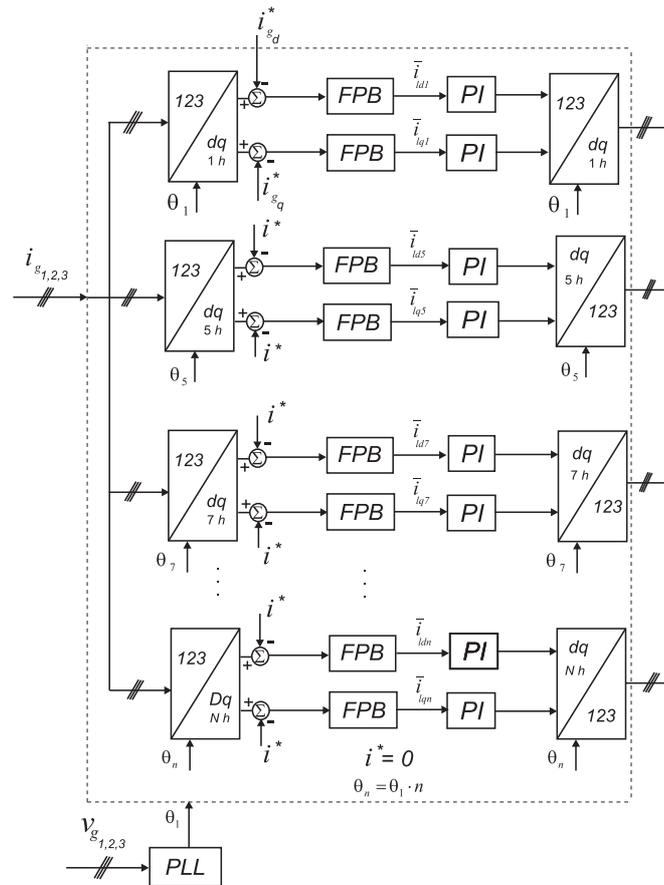


Figura 1.15: Controle da corrente da rede pelo método dq .

Os controladores no referencial síncrono só resolvem os distúrbios relativos a sequência positiva (sistema equilibrado), já que, após a transformação dq , as variáveis assumem valores c.c.. Para sistemas desequilibrados que contém sequência positiva e negativa os controladores no referencial síncrono não é a melhor escolha, porque as componentes de sequência negativa tornam-se senoidais com frequência igual a $-2\omega_e$ e, conseqüentemente, não podem ser compensadas. Para resolver esse problema é utilizado o controlador de dupla sequência que utiliza as variáveis no referencial estacionário (Pinheiro, 2001) e (Oliveira, 2001).

1.5 Motivação

A motivação deste trabalho é fazer a investigação de duas técnicas de controle no domínio do tempo que são bastante utilizadas para as correntes de referência do filtro ativo paralelo para possivelmente estudar e analisar os desempenhos desses controles frente ao filtro ativo. A

comparação destas técnicas ocasionou a implementação de um filtro ativo paralelo trifásico de baixa potência para compensação do fator de potência e das harmônicas de corrente.

1.6 Objetivos e Divisão do Trabalho

O principal objetivo deste trabalho é a compensação das harmônicas de corrente e potência reativa para sistemas trifásicos equilibrados. Para essa compensação, foi montado no LEIAM um filtro ativo de potência paralelo com conversor do tipo VSC com 3 braços a 3 fios.

Para o controle do filtro paralelo, serão utilizadas duas técnicas de controle no domínio do tempo. A primeira técnica tem como referência a medição da corrente da rede e a segunda a medição da corrente da carga e do filtro.

O trabalho, apresenta-se da seguinte forma:

No Capítulo 2, tem-se a modelagem e a descrição do sistema elétrico trifásico de distribuição a três fios com o filtro paralelo conectado ao PAC que servirá para simulação desse sistema e do cálculo dos controladores de corrente.

No Capítulo 3, são demonstrados o projeto de um filtro ativo paralelo de 10kVA e as equações para o projeto dos controladores com a corrente de referência na rede ou com a corrente no filtro.

No Capítulo 4, faz-se um estudo das técnicas de controle para o filtro paralelo com a medição da corrente da carga e do filtro ou com a medição da corrente da rede e resultados de simulações são apresentados.

No Capítulo 5, são apresentados os resultados experimentais do filtro ativo implementado.

No Capítulo 6, é apresentada uma conclusão geral, comentários e sugestões para trabalhos futuros.

2

Modelagem: Sistema Elétrico Trifásico de Distribuição a Três Fios com Filtro Paralelo

Neste capítulo, será apresentada a modelagem e a descrição do sistema elétrico trifásico de distribuição a três fios com o filtro paralelo conectado ao PAC. Essa modelagem será importante para a simulação do sistema e para o cálculo dos controladores.

2.1 Modelo Dinâmico do Sistema Elétrico a Três Fios com Filtro Paralelo

O modelo estudado está apresentado na fig. 2.1. Para esse modelo o sistema é considerado equilibrado e composto por um barramento infinito, conectado ao PAC está um retificador trifásico como carga não-linear e o FAP (Jacobina et al., 2001). Aplicando-se as leis de *Kirchoff* ao circuito da fig. 2.1, obtém-se:

$$v_{g1,2,3n} - r_g i_{g1,2,3} - l_g \frac{di_{g1,2,3}}{dt} = v_{h1,2,30} - r_h i_{h1,2,3} - l_h \frac{di_{h1,2,3}}{dt} \quad (2.1)$$

$$i_{l1,2,3} = i_{g1,2,3} + i_{h1,2,3} \quad (2.2)$$

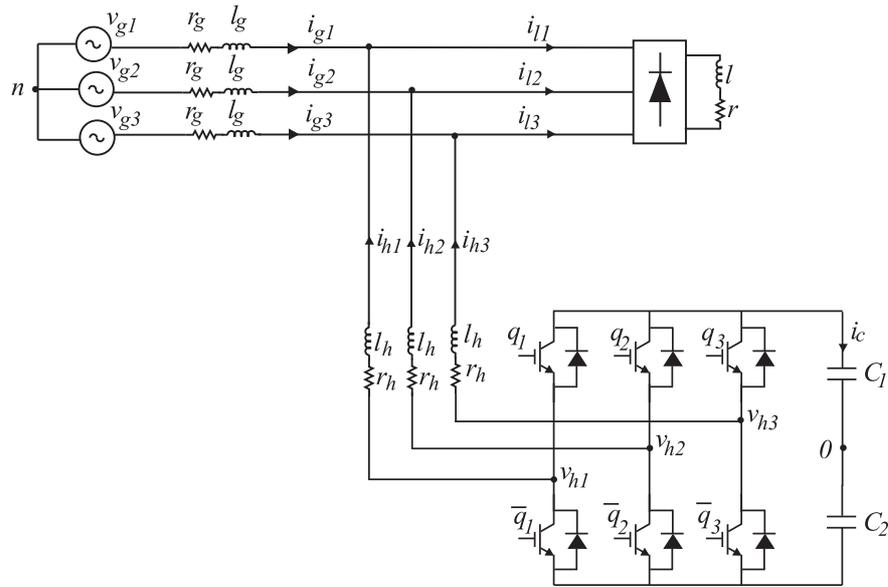


Figura 2.1: Esquemático do sistema elétrico a três fios com filtro paralelo.

2.1.1 Modelo $\alpha\beta$ do Sistema Elétrico Trifásico de Distribuição a Três fios com Filtro Paralelo

O sistema trifásico convencional de tensões e correntes, variável no tempo, está referido em um sistema de três eixos 1, 2 e 3, fixos no plano e defasados entre si de 120° . Esse sistema trifásico é transformado no sistema de eixos bifásicos $\alpha\beta$ (fig. 2.2) pelas transformações (2.3) e (2.4):

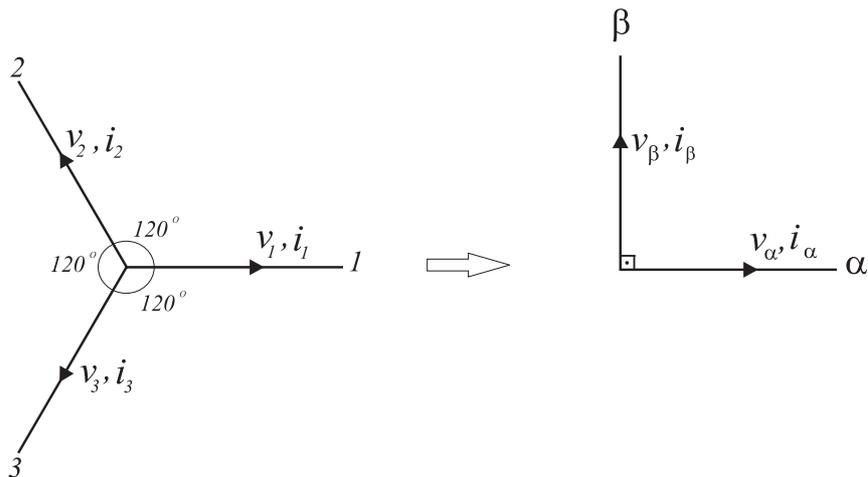


Figura 2.2: Transformação do referencial estacionário 123 para o referencial estacionário $\alpha\beta$.

$$\begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \\ v_3 \end{bmatrix} \quad (2.3)$$

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \\ i_3 \end{bmatrix} \quad (2.4)$$

O sistema estudado foi considerado equilibrado, portanto as componentes homopolares da tensão e corrente são nulas.

A modelagem do sistema elétrico da fig. 2.1 e apresentada nas equações (2.1) e (2.2) vai depender da corrente de referência utilizada no controle do filtro paralelo. Esta corrente pode ser a corrente da rede ou a corrente do filtro.

2.2 Modelagem do Sistema com a Corrente da Rede Usada como Referência

Substituindo-se $i_{h1,2,3}$ (2.2) em (2.1), obtém-se:

$$v_{g1,2,3n} - r_t i_{g1,2,3} - l_t \frac{di_{g1,2,3}}{dt} - v_{h1,2,3n} + u_{l1,2,3} = 0 \quad (2.5)$$

em que, $u_{lk} = r_h i_{lk} + l_h \frac{di_{lk}}{dt}$ é a tensão introduzida devido a corrente da carga a ser compensada, com $k = 1, 2$ e 3 , $r_t = (r_g + r_h)$ e $l_t = (l_g + l_h)$.

Na fig. 2.3, é apresentado o modelo equivalente da equação (2.5).

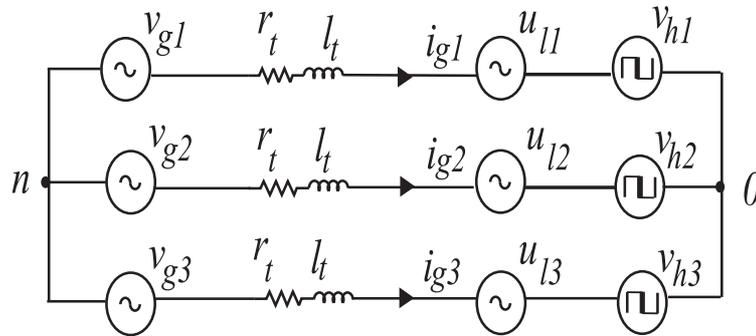


Figura 2.3: Modelo equivalente para o sistema elétrico a três fios com filtro paralelo.

O modelo do sistema trifásico apresentado em (2.5), e na fig. 2.3, pode ser representado

no modelo $\alpha\beta$ utilizando as transformadas (2.3) e (2.4). Com o uso das transformadas, obtém-se as seguintes expressões:

$$v_{g\alpha,\beta} - r_t i_{g\alpha,\beta} - l_t \frac{di_{g\alpha,\beta}}{dt} + u_{l\alpha,\beta} - v_{h\alpha,\beta} = 0 \quad (2.6)$$

em que, $u_{l\alpha,\beta} = r_h i_{l\alpha,\beta} + l_h \frac{di_{l\alpha,\beta}}{dt}$ é a tensão introduzida devido a não-linearidade da carga.

Na fig. 2.4, é apresentado o modelo equivalente para o sistema bifásico $\alpha\beta$.

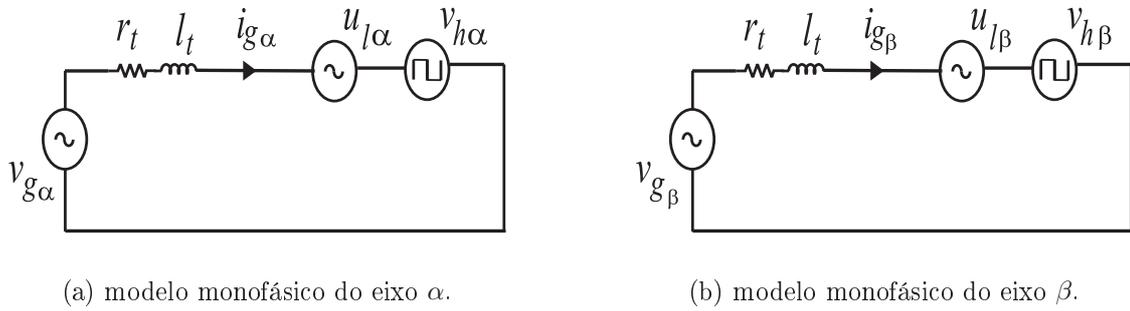


Figura 2.4: Modelo $\alpha\beta$ do sistema elétrico trifásico de distribuição a três condutores com filtro paralelo.

O modelo de estado contínuo em (2.6) para $i_{g\alpha,\beta}$ é dado por:

$$\begin{bmatrix} \frac{di_{g\alpha}}{dt} \\ \frac{di_{g\beta}}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{r_t}{l_t} & 0 \\ 0 & -\frac{r_t}{l_t} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{g\alpha} \\ i_{g\beta} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -\frac{1}{l_t} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{l_t} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v'_{\alpha} \\ v'_{\beta} \end{bmatrix} \quad (2.7)$$

em que, $v'_{\alpha,\beta} = v_{g\alpha,\beta} + u_{l\alpha,\beta} - v_{h\alpha,\beta}$

O modelo do estado contínuo é simulado usando o método de primeira ordem:

$$i_{g\alpha,\beta}(t+h) = i_{g\alpha,\beta}(t) + h \frac{di_{g\alpha,\beta}}{dt} \quad (2.8)$$

Aplicando a transformada de laplace em 2.6, tem-se a seguinte função de transferência para $I_{g\alpha,\beta}$:

$$I_{g\alpha,\beta} = \frac{V'_{\alpha,\beta}}{r_t + sl_t} \quad (2.9)$$

2.3 Modelagem do Sistema com a Corrente do Filtro Usada como Referência

Utilizando as equações (2.1) e (2.2), tem-se a seguinte equação para i_h :

$$v_{h1,2,3n} - r_t i_{h1,2,3} - l_t \frac{di_{h1,2,3}}{dt} - v_{g1,2,30} + u'_{l1,2,3} = 0 \quad (2.10)$$

em que, $u'_{lk} = r_g i_{lk} + l_g \frac{di_{lk}}{dt}$ é a tensão introduzida devido a corrente da carga a ser compensada, com $k = 1, 2$ e 3 .

Usando a transformação $\alpha\beta$ em (2.10), tem-se:

$$v_{h\alpha,\beta} - r_t i_{h\alpha,\beta} - l_t \frac{di_{h\alpha,\beta}}{dt} + u'_{l\alpha,\beta} - v_{g\alpha,\beta} = 0 \quad (2.11)$$

em que, $u'_{l\alpha,\beta} = r_g i_{l\alpha,\beta} + l_g \frac{di_{l\alpha,\beta}}{dt}$ é a tensão introduzida devido a não-linearidade da carga.

O modelo de estado contínuo em (2.11) para $i_{h\alpha,\beta}$ é dado por:

$$\begin{bmatrix} \frac{di_{h\alpha}}{dt} \\ \frac{di_{h\beta}}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{r_t}{l_t} & 0 \\ 0 & -\frac{r_t}{l_t} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{h\alpha} \\ i_{h\beta} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -\frac{1}{l_t} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{l_t} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v''_{\alpha} \\ v''_{\beta} \end{bmatrix} \quad (2.12)$$

em que, $v''_{\alpha,\beta} = v_{h\alpha,\beta} + u'_{l\alpha,\beta} - v_{g\alpha,\beta}$

O modelo do estado contínuo é simulado usando o método de primeira ordem:

$$i_{h\alpha,\beta}(t+h) = i_{h\alpha,\beta}(t) + h \frac{di_{h\alpha,\beta}}{dt} \quad (2.13)$$

Aplicando-se a transformada de laplace em (2.11), tem-se a seguinte função de transferência para $I_{h\alpha,\beta}$:

$$I_{h\alpha,\beta} = \frac{V''_{\alpha,\beta}}{r_t + s l_t} \quad (2.14)$$

2.4 Modelo Dinâmico do Barramento c.c.

De acordo com a fig. 2.5, a tensão do barramento c.c. (2.15) e a sua corrente (2.16) são dadas por:

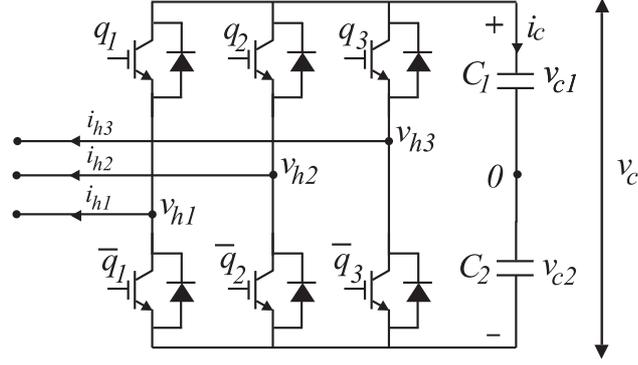


Figura 2.5: Carregamento do barramento c.c. através do conversor.

$$v_c = v_{c1} + v_{c2} \quad (2.15)$$

$$i_c = C_t \frac{dv_c}{dt} \quad (2.16)$$

$$\text{com } C_t = \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2}$$

O carregamento do barramento c.c. é realizado pela própria corrente do filtro (fig. 2.5), dado por (Mendalek e Al-Haddad, 2000) e (Mendalek et al., 2001):

$$i_c = -(q_1 i_{h1} + q_2 i_{h2} + q_3 i_{h3}) \quad (2.17)$$

em que, q_k define as condições de estado das chaves, i_{hk} é a corrente do filtro paralelo e i_c é a corrente do barramento que circula por C_1 e C_2 . A condição de chaveamento é definida por (Mendalek et al., 2001):

- 1, se q_k está ligada e \bar{q}_k desligada;
- 0, se q_k está desligada e \bar{q}_k ligada.

O modelo discreto da equação (2.16) que será utilizado na simulação é dado por:

$$v_c(t+h) = v_c(t) + h \frac{i_c}{C_t} \quad (2.18)$$

2.5 Modelo do Barramento c.c. em Regime Permanente

O modelo em regime permanente do barramento c.c. será analisado para determinar a tensão mínima que o filtro utilizará para compensação na corrente da carga.

Para facilitar o cálculo da tensão de barramento em regime permanente, foi considerado as seguintes condições:

- Impedância da rede igual a zero;
- Resistência do filtro igual a zero;
- Carga linear indutiva.

Para a análise em regime permanente, o filtro ativo foi considerado como uma fonte de tensão ideal, (fig. 2.6).

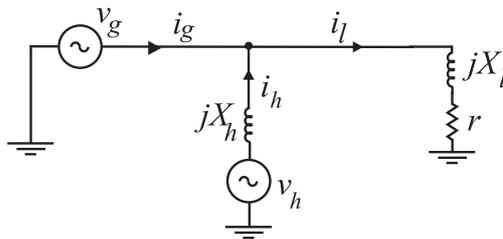


Figura 2.6: Circuito equivalente ideal do filtro ativo paralelo

Com as considerações citadas, e sabendo-se que o filtro compensará a parte reativa da carga e a corrente ativa é oriunda da rede, tem-se os seguintes diagramas fasoriais apresentados na fig. 2.7.

De acordo com o diagrama fasorial da fig. 2.7(d), tem-se a seguinte equação para a tensão do barramento c.c.:

$$V_h = V_g + jX_h I_h \tag{2.19}$$

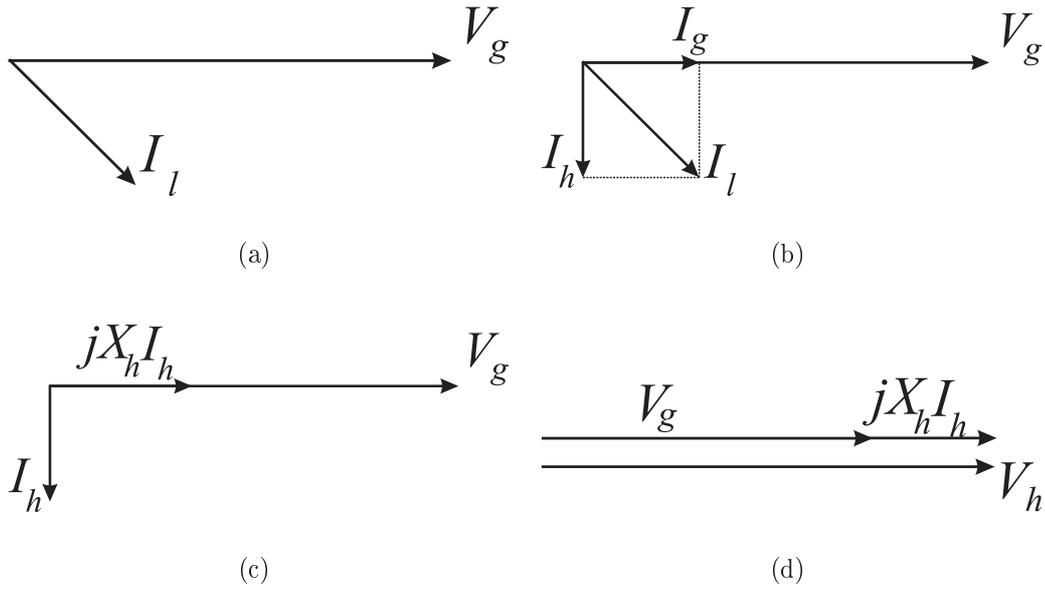


Figura 2.7: Representação fasorial para especificação da tensão do barramento c.c.

2.6 Considerações

Nesse capítulo, foram deduzidas as equações do modelo $\alpha\beta$ para simular o sistema elétrico trifásico de distribuição a três fios com filtro paralelo e a tensão do barramento c.c. do conversor VSC.

As equações foram demonstradas para as estratégias de controle que utilizarão a corrente da rede ou a corrente do filtro como referência. Nestas equações, aplicou-se as transformadas de laplace para serem utilizadas nos cálculos dos controladores de corrente.

Além do modelo dinâmico do barramento c.c., foi apresentado a equação em regime permanente para determinar a tensão mínima do barramento c.c..

3

Projeto do Filtro Ativo Paralelo Trifásico de 10kVA

Neste capítulo, será apresentado a metodologia de projeto de um filtro ativo paralelo de potência trifásico de 10kVA com conversor VSC a 3 fios aplicado à correção das harmônicas de corrente e potência reativa com a tensão de rede de linha igual a 380V.

3.1 Compensação da Potência Máxima da Carga

Por definição a compensação máxima do filtro paralelo é dada por (Thomas et al., 1996):

$$\frac{S_{carga}}{S_{filtro}} = \frac{\sqrt{Q_l^2 + P_l^2 + D_l^2}}{\sqrt{Q_l^2 + D_l^2}} \quad (3.1)$$

em que

$$P_l = 3V_g I_l \cos \phi;$$

$$Q_l = 3V_g I_l \sin \phi;$$

$$D_l = 3V_g \sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} I_n^2};$$

$$THD_i = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} I_n^2}}{I_1}$$

Substituindo-se (P_l , Q_l e D_l) em (3.1), tem-se a compensação em função da THD e do fator de deslocamento (fd):

$$\frac{S_{carga}}{S_{filtro}} = \frac{\sqrt{1 + THD_l^2}}{\sqrt{\sin^2 \phi + THD_l^2}} \quad (3.2)$$

Nas fig(s). 3.1(a) e 3.1(b), são apresentadas as potências máximas que o filtro de 1p.u. pode compensar em função da *THD* para diferentes fatores de deslocamento.

De acordo com a fig. 3.1(a), a potência máxima a ser compensada pelo filtro aumenta na medida que o fator de deslocamento aumenta.

Na fig. 3.1(b), é apresentado a compensação da potência máxima de carga para fator de deslocamento unitário. Em (Xu et al., 2005), é apresentado resultados com esse tipo de projeto em que se tem a compensação das harmônicas realizado pelo filtro paralelo e a compensação do fator de deslocamento responsável pelo filtro passivo.

3.2 Dimensionamento do Circuito de Potência

O conversor escolhido para o filtro paralelo foi o VSC pelos motivos discutidos na seção 1.3.2. Os elementos desse conversor são: chaves para o controle do fluxo de corrente, capacitor para o armazenamento de energia e o indutor para o acoplamento do filtro com o PAC.

3.2.1 Dimensionamento das Chaves

O dimensionamento das chaves do conversor é realizado pela corrente de operação das chaves, tensão reversa e frequência de chaveamento.

A corrente de operação das chaves será calculada pela potência do filtro com a seguinte expressão (Akagi et al., 2007):

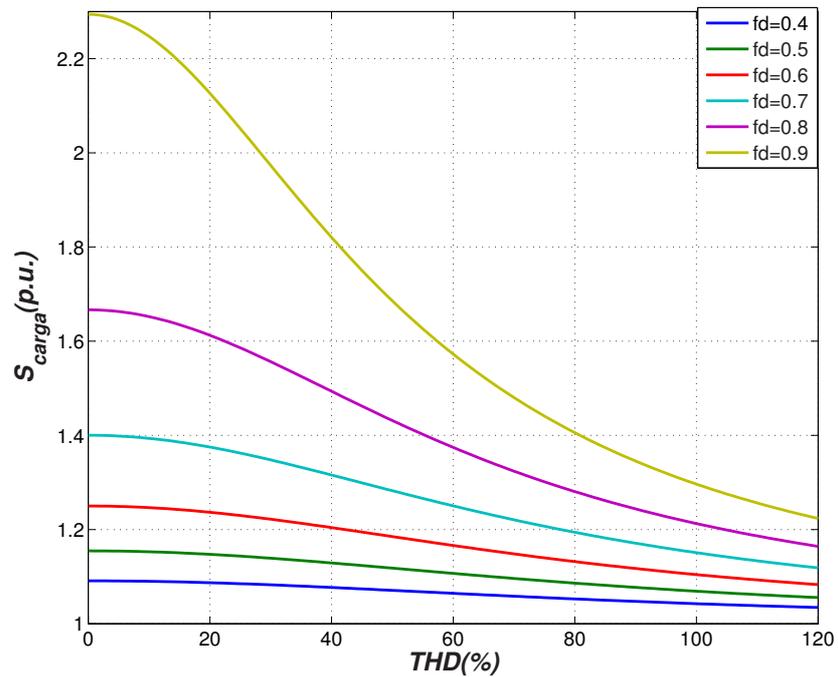
$$S_{filtro} = \sqrt{3} \frac{V_c}{\sqrt{2}} \frac{I_{Fmax}}{\sqrt{2}} \quad (3.3)$$

em que

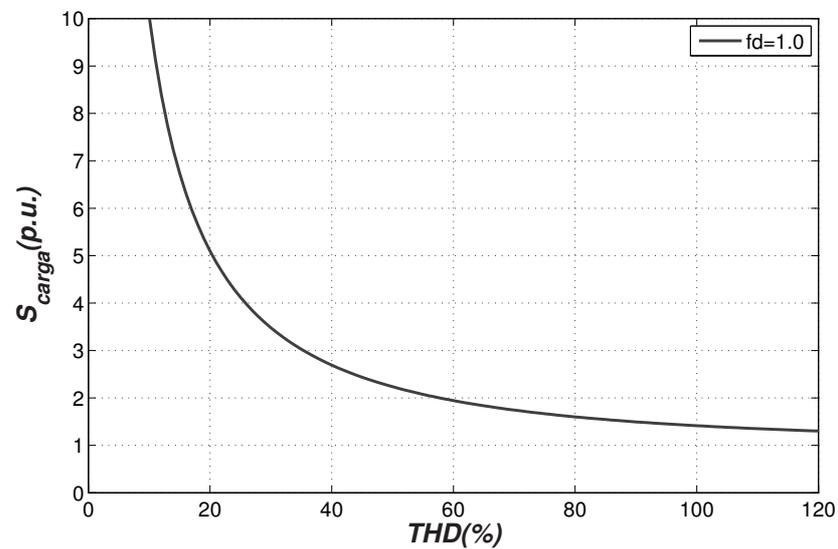
S_{filtro} é a potência do filtro;

V_c é a tensão do barramento;

I_{Fmax} é a máxima corrente do filtro.



(a) Compensação da potência máxima de carga para diferentes fatores de deslocamento.



(b) Compensação da potência máxima da carga para fator de deslocamento unitário.

Figura 3.1: Compensação da potência máxima da carga para o filtro paralelo de 1p.u. com valor de base igual a 10kVA.

Considerando o pior caso para compensação da fig. 3.1(a) com $fd = 0,4$, $I_l = \frac{S}{3V_g}$, $l_h = 4\text{mH}$ (valor máximo das indutâncias utilizada no filtro paralelo (anexo I.3)) e com o uso da eq. (2.19). Tem-se tensão do barramento c.c. igual a 600V.

A corrente de operação da chave ($I_{ch} = 1,5I_{Fmax}$) será dimensionada para a tensão mínima de barramento para obter a máxima corrente de operação do conversor. Para $S_{filtro} = 10\text{kVA}$, $V_c = 600\text{V}$ e usando a equação (3.3), tem-se $I_{ch} = 1,5I_{Fmax} \cong 30\text{A}$.

A tensão reversa da chave será calculada para uma tensão maior do que a máxima tensão do barramento ($V_{CES} > V_c$). Sabendo-se que a tensão máxima do barramento (V_c) será igual a 800V a tensão reversa (V_{CES}) da chave será dimensionada para 1000V.

A frequência de chaveamento deve ser escolhida de modo que seja mais elevada do que a maior frequência da harmônica a ser eliminada (Haddad et al., 1997).

Para o projeto do filtro de 10kVA a frequência utilizada foi de 10kHz que é maior do que a 50ª harmônica (Thomas et al., 1998) e (Haddad et al., 1997)

3.2.2 Dimensionamento dos Elementos Passivos

Projeto da Indutância de Acoplamento

O projeto da indutância tem que satisfazer os seguintes critérios:

1. A derivada máxima da corrente gerada pelo filtro ativo deve ser maior do que a derivada máxima da corrente da carga;
2. Limitar as componentes de alta frequência da corrente injetada. Em (Thomas et al., 1998), a amplitude da corrente de chaveamento foi limitada em 5% da corrente nominal da carga. (3.4).

O primeiro critério para o projeto do indutor é dado por:

$$\left. \frac{di_h}{dt} \right|_{\max} > \left. \frac{di_l}{dt} \right|_{\max} \quad (3.4)$$

Para cálculo da derivada do filtro, o circuito de acoplamento do indutor pode ser simplificado de acordo com a fig. 3.2. Apresentada pela expressão (3.5):

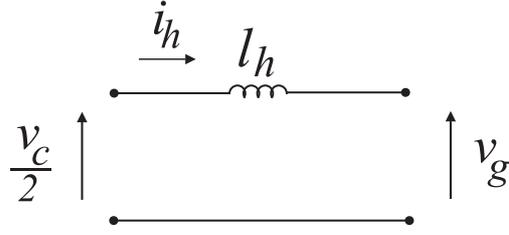


Figura 3.2: Circuito simplificado para o indutor de acoplamento.

$$v_{l_h} = l_h \frac{di_h}{dt} \quad (3.5)$$

em que

$$v_{l_h} = \frac{v_c}{2} - \sqrt{2}v_g;$$

v_g é a tensão de fase do sistema;

v_c é a tensão do barramento.

Substituindo (3.5) em (3.4), obtém-se:

$$\frac{1}{l_h} \left(\frac{v_c}{2} - v_g \sqrt{2} \right) \geq \left. \frac{di_l}{dt} \right|_{\max} \quad (3.6)$$

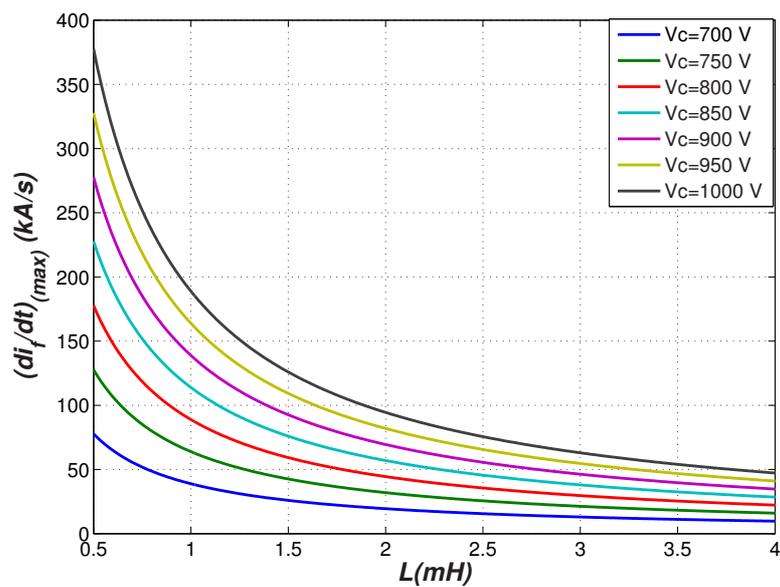
Na fig. 3.3(a), é apresentado o resultado da derivada máxima da corrente do filtro em função da indutância de acoplamento para diferentes tensões de barramento. Para esse resultado, foi considerado tensão de fase igual a 220V.

O segundo critério, para o projeto do indutor também é demonstrado por (3.5). Para esse critério, o erro da corrente é mostrado a cada meio período de chaveamento devido ao atraso médio introduzido pelo conversor (Bhattacharya et al., 1998), a expressão para o segundo critério é calculada da seguinte forma:

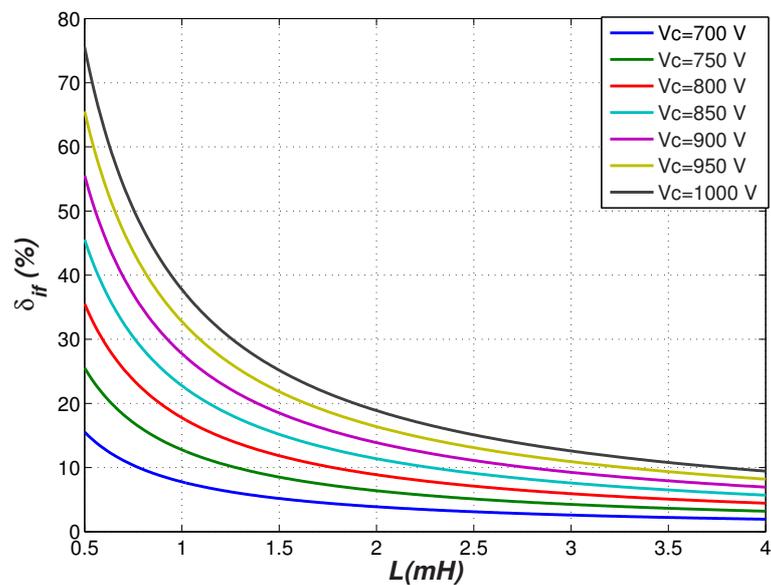
$$\int_{i^*}^i di_h = \frac{1}{l_h} \int_0^{T_{sw}/2} v_{l_h} dt \quad (3.7)$$

Resolvendo a integral (3.7) e dividindo ambos os termos pela corrente máxima (I) da carga para ter o erro relativo, a expressão do *ripple* da corrente em percentual é dada por:

$$\delta i_f \% = \frac{v_{l_h}}{2f_{sw}Il_h} 100 \quad (3.8)$$



(a) Derivada máxima da corrente do filtro paralelo em função da indutância e diferentes tensões de barramento.



(b) Variação máxima de corrente do filtro em função da indutância e diferentes tensões de barramento.

Figura 3.3: Dimensionamento da indutância de acoplamento pela máxima derivada de corrente de carga e máxima variação de corrente de *ripple* do filtro.

Na fig. 3.3(b), é apresentado o resultado para o cálculo da corrente de *ripple* do filtro em função do valor de indutância e para diferentes tensões de barramento. Para esse resultado

foi considerado tensão *rms* de fase igual a 220V e corrente máxima de carga igual a 22A.

Dimensionamento da Capacitância do Barramento c.c.

Para eliminar as harmônicas e o fator de deslocamento, é necessário compensar a potência ativa oscilante e a reativa instantânea (fig. 1.12). A eliminação da potência ativa oscilante, no entanto, provoca oscilações na tensão do barramento porque absorve corrente do barramento (Akagi et al., 1986).

A oscilação da tensão do barramento *c.c.* deve ser mantida em um valor aceitável, para se obter uma compensação precisa. Em (Morán et al., 1993), a oscilação foi limitada em 10% para uma tensão de referência do barramento igual a 2p.u. e tensão de linha igual a 1p.u..

A oscilação da tensão do barramento é calculada por:

$$\epsilon = \frac{\bar{v}_{cmax} - \bar{v}_{cmin}}{2V_c} \quad (3.9)$$

em que

V_c é a tensão de referência do barramento;

\bar{v}_{cmax} é a tensão máxima de oscilação;

\bar{v}_{cmin} é a tensão mínima de oscilação.

A capacitância do barramento *c.c.* é calculado por (Akagi et al., 1986):

$$C = \frac{S_{filtro}}{\omega \epsilon V_c^2} \quad (3.10)$$

em que

S_{filtro} é a potência do conversor;

ω é a frequência da fundamental;

C é a capacitância do barramento *c.c.*

Na fig. 3.4, é apresentado o resultado para dimensionamento do capacitor em função da oscilação ϵ e do barramento *c.c.*.

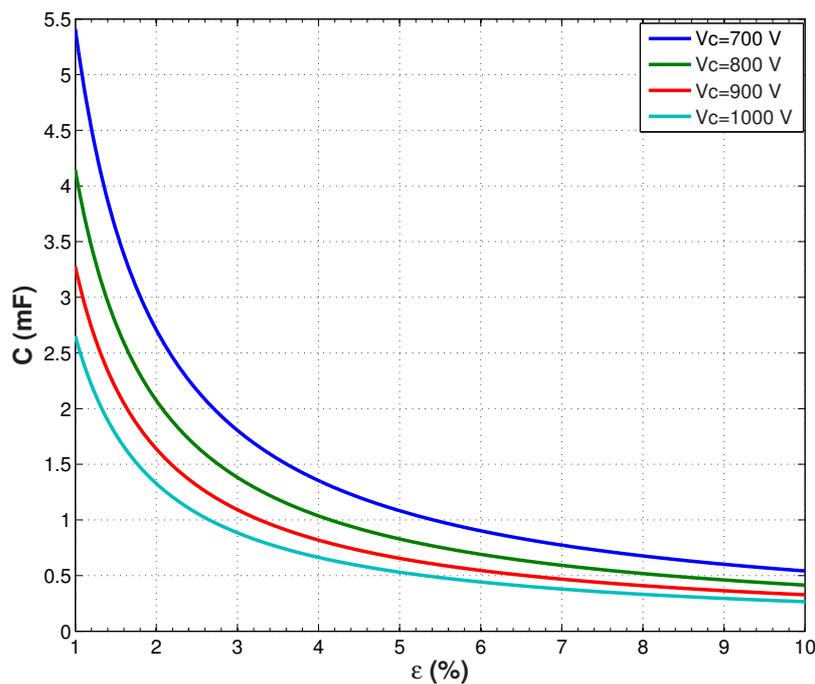


Figura 3.4: Dimensionamento da capacitância do barramento c.c. para o filtro paralelo de 10kVA.

O cálculo do controlador de corrente é outro fator importante para determinar as correntes de compensação que são injetadas pelo filtro ativo de potência.

3.3 Projeto dos Controladores de Corrente

O cálculo dos controladores de corrente com a referência da rede ou a referência do filtro são apresentados, respectivamente, nas figs. 3.5(a) e 3.5(b).

O controlador PI dado por R_{gx} com x igual a g ou h , a fonte de tensão dada por G_v e a função de transferência da corrente demonstrado no capítulo 2 dada por R_c apresentam as seguintes funções de transferência:

$$R_{gx} = k_{px} + \frac{k_{ix}}{s} \quad (3.11)$$

$$G_v = \frac{1}{T_v s + 1} \quad (3.12)$$

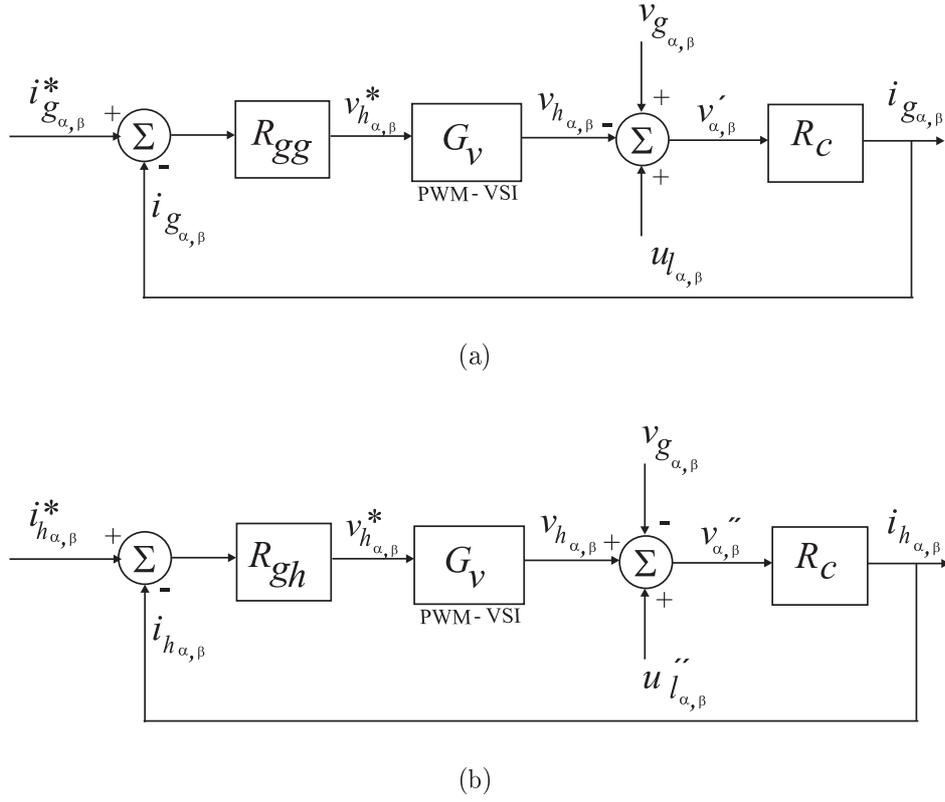


Figura 3.5: Diagrama de blocos do controlador de corrente: (a) Com a corrente de referência da rede e (b) Com a corrente de referência do filtro.

em que, k_{px} é o ganho do controlador proporcional, k_{ix} é o ganho do controlador integral e T_v é o atraso médio introduzido pelo conversor.

$$R_c = \frac{1}{r_t + sl_t} \quad (3.13)$$

Para facilitar o cálculo dos controladores das figs. 3.5(a) e 3.5(b), utilizou-se apenas $v_{h\alpha\beta}$.

Para o controlador da fig. 3.5(a) a função de malha aberta do sistema de controle é dada pelo produto das funções de transferência (3.11), (3.12) e (3.13).

$$G_{oig} = -R_{gg}G_vR_c = -(k_{ig}/r_t) \frac{(k_{pg}/k_{ii}s + 1)}{s(T_v s + 1)(sl_t/r_t + 1)} \quad (3.14)$$

Cancelando-se o pólo do sistema elétrico com o zero do PI (k_{pg}/k_{ig}), a função de malha aberta (FTMA) G_{oig} se escreve:

$$\frac{k_{pg}}{k_{ig}} = \frac{l_t}{r_t} \quad (3.15)$$

$$G_{oig} = -(k_{ig}/r_t) \frac{1}{s(T_v s + 1)} \quad (3.16)$$

Logo, a função de transferência de malha fechada (FTMF) do controlador de corrente com a medição da rede G_{fig} é dada por:

$$G_{fig} = -\frac{1}{s^2 T_v + s r_t + k_{ig}} \quad (3.17)$$

O ganho k_{ig} é escolhido de forma que a FTMF tenha pólos reais idênticos em malha fechada, portanto:

$$k_{ig} = -\frac{r_t}{4T_v} \quad (3.18)$$

Substituindo (3.18) em (3.15), tem-se:

$$k_{pg} = -\frac{l_t}{4T_v} \quad (3.19)$$

Para o controlador da fig. 3.5(b) a função de malha aberta do sistema de controle é dada por:

$$G_{oih} = R_{gh} G_v R_c = (k_{ih}/r_t) \frac{(k_{ph}/k_{ii} s + 1)}{s(T_v s + 1)(s l_t / r_t + 1)} \quad (3.20)$$

Cancelando-se o pólo do sistema elétrico com o zero do PI (k_{ph}/k_{ih}), a função de malha aberta (FTMA) G_{oih} se escreve:

$$\frac{k_{ph}}{k_{ih}} = \frac{l_t}{r_t} \quad (3.21)$$

$$G_{oih} = (k_{ih}/r_t) \frac{1}{s(T_v s + 1)} \quad (3.22)$$

Logo, a função de transferência de malha fechada (FTMF) do controlador de corrente com a medição da rede G_{fih} é dada por:

$$G_{fih} = \frac{1}{s^2 T_v + s r_t + k_{ii}} \quad (3.23)$$

O ganho k_{ih} é escolhido de forma que a FTMF tenha pólos reais idênticos em malha fechada, portanto:

$$k_{ih} = \frac{r_t}{4T_v} \quad (3.24)$$

Substituindo (3.24) em (3.21), tem-se:

$$k_{ph} = \frac{l_t}{4T_v} \quad (3.25)$$

Com as equações (3.18), (3.19), (3.24) e (3.25), pode-se concluir que:

$$k_{ih} = -k_{ig} \quad (3.26)$$

$$k_{ph} = -k_{pg} \quad (3.27)$$

3.4 Considerações

Nesse capítulo, foram demonstradas as equações para os dimensionamento dos elementos ativos e passivos do circuito de potência do filtro paralelo de 10 kVA a 3 fios. Com essas expressões pode-se concluir que a faixa de potência do filtro ativo para compensação dos harmônicos é bem menor do que a compensação da potência reativa, e o dimensionamento da indutância é realizado com o compromisso entre a derivada máxima de corrente gerada pelo filtro e a oscilação máxima da corrente da rede.

Por último, foram apresentadas as equações dos ganhos dos controladores de corrente com a referência da rede ou a referência do filtro que serão utilizadas para os controladores dq e dupla sequência. Percebe-se que os ganhos dos integradores k_{ig} e k_{ih} e dos proporcionais k_{pg} e k_{ph} são iguais em módulo para a compensação até a 50^a harmônica.

Os ganhos do controlador com a referência da rede tem valores negativos por causa da função de transferência da corrente da rede. Para ter ganhos positivos, é preciso que o erro seja calculado pela diferença da corrente medida da rede com a corrente de referência ($e = i_{g\alpha\beta} - i_{g\alpha\beta}^*$).

4

Estratégia de Controle para o Filtro Paralelo

Neste capítulo, serão demonstrados os métodos para obter as correntes de referência do filtro paralelo. As correntes de referência podem ser de dois tipos: medição da corrente da carga e do filtro, a corrente de referência será a corrente provocada pela perturbação das harmônicas ou medição da corrente da rede, a corrente de referência será a componente fundamental.

4.1 Controle do Filtro com a Medição da Corrente da Carga e do Filtro

O objetivo da medição da corrente da carga é obter a separação das componentes harmônicas da carga e comparar com a corrente do filtro. Vários trabalhos foram propostos, dentre esses, a teoria da potência instantânea (Akagi et al., 1984), (Akagi et al., 1986), (Watanabe et al., 1993), (Tagasawa et al., 1994), (Watanabe e Aredes, 1998), (Peng et al., 1998), (Akagi e Kim, 1999), (Kim et al., 2002) e (Herrera e Salmerón, 2007) ou a teoria dq (Bhattacharya et al., 1991), (Pittorino et al., 1996), (Mendalek e Al-Haddad, 2000), (Marques et al., 2007) e (Asiminoaei et al., 2007) é a mais utilizada para o controle do filtro paralelo.

4.1.1 Teoria da Potência Instantânea

Essa teoria foi desenvolvida inicialmente por (Akagi et al., 1984) para sistemas trifásicos sem neutro, fazendo o uso de vetores instantâneos no espaço para definir o sistema trifásico em dois eixos ortogonais, denominado $\alpha\beta$.

As matrizes responsáveis pelas transformações do sistema trifásico para o sistema $\alpha\beta$ foram apresentadas no capítulo 2.

O conceito da potência complexa convencional usa o fasor tensão e o conjugado do fasor corrente. Essa definição é válida apenas para o sistema em regime permanente com frequência fixa e sem distorção. A nova definição de potência complexa instantânea usa os vetores instantâneos de tensão e corrente. A potência complexa instantânea s é definida pelo produto do vetor tensão $\widehat{v}_{\alpha\beta}$ e o conjugado do vetor corrente $\widehat{i}_{\alpha\beta}^*$, dado na forma de número complexo (Akagi et al., 2007).

$$s = \widehat{v}_{\alpha\beta} \widehat{i}_{\alpha\beta}^* = (v_\alpha + jv_\beta)(i_\alpha - ji_\beta) = \underbrace{(v_\alpha i_\alpha + v_\beta i_\beta)}_p + j \underbrace{(v_\beta i_\alpha - v_\alpha i_\beta)}_q \quad (4.1)$$

A potência complexa instantânea s foi definida em (Akagi et al., 1984) pelas seguintes componentes:

- A potência ativa instantânea p sendo o produto escalar do vetor tensão $\widehat{v}_{\alpha\beta}$ com o vetor corrente $\widehat{i}_{\alpha\beta}$ e a unidade é o *Watt* (W)
- A potência imaginária instantânea q sendo o produto vetorial do vetor tensão $\widehat{v}_{\alpha\beta}$ com o vetor corrente $\widehat{i}_{\alpha\beta}$ (fig. 4.1) e a unidade sugerida foi o *volt-ampère imaginário* (VAi).

$$p = \widehat{v}_{\alpha\beta} \cdot \widehat{i}_{\alpha\beta} = v_\alpha i_\alpha + v_\beta i_\beta \quad (4.2)$$

$$q = \widehat{v}_{\alpha\beta} \times \widehat{i}_{\alpha\beta} = v_\beta i_\alpha - v_\alpha i_\beta \quad (4.3)$$

A partir de (4.2) e (4.3), pode-se escrever a equação matricial da potência instantânea pq da seguinte forma:

$$\begin{bmatrix} p \\ q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_\alpha & v_\beta \\ v_\beta & -v_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad (4.4)$$

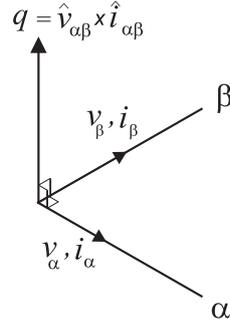


Figura 4.1: Representação espacial da potência imaginária instantânea

A potência ativa e reativa instantânea calculada em (4.4) são compostas por um valor médio que resulta das componentes fundamentais da tensão e corrente e um valor oscilante com valor médio nulo que resulta das harmônicas.

$$\begin{aligned} p &= \bar{p} + \tilde{p} \\ q &= \bar{q} + \tilde{q} \end{aligned} \quad (4.5)$$

A compensação da potência ativa instantânea e reativa instantânea apresentada na fig. 4.2 pode ser realizada da seguinte forma:

1. Se o filtro for compensar apenas as harmônicas da corrente (ch_1 , ch_2 e ch_3 : on)

$$p^* = \tilde{p} \quad e \quad q^* = \tilde{q}; \quad (4.6)$$

2. Se o filtro for compensar apenas o fator de deslocamento (ch_1 e ch_2 : off e ch_3 : on)

$$p^* = 0 \quad e \quad q^* = \bar{q}; \quad (4.7)$$

3. Se o filtro for compensar as harmônicas da corrente e o fator deslocamento (ch_1 : on e ch_2 e ch_3 : off)

$$p^* = \tilde{p} \quad e \quad q^* = \bar{q}. \quad (4.8)$$

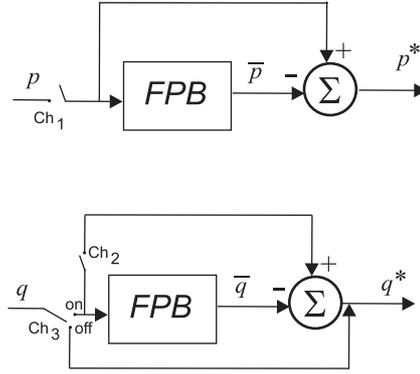


Figura 4.2: Escolha da potência ativa e imaginária instantânea de referência.

A partir de (4.4) com a escolha de p^* e q^* (4.6), ou (4.7) ou (4.8), obtêm-se as correntes instantâneas i_α^* e i_β^* de referência.

$$\begin{bmatrix} i_\alpha^* \\ i_\beta^* \end{bmatrix} = \frac{1}{v_\alpha^2 + v_\beta^2} \begin{bmatrix} v_\alpha & v_\beta \\ v_\beta & -v_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} p^* \\ q^* \end{bmatrix} \quad (4.9)$$

Na fig. 4.3, é apresentado o diagrama de blocos completo com a teoria da potência instantânea.

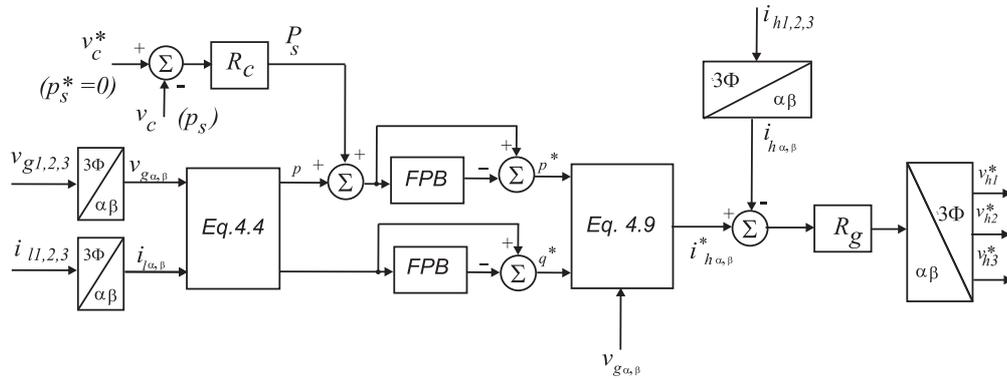


Figura 4.3: Diagrama de blocos com a teoria da potência instantânea.

Os parâmetros utilizados para simulação apresentados na tabela 4.1 estão em p.u. com potência de base igual a 10kVA e tensão igual a 380V, (Matias, 2007).

Tabela 4.1: Parâmetros em p.u. para simulação do filtro ativo.

V_n	S_l	x_h	r_h	x_g	r_g	x_c
1,0	1,0	0,1	0,01	0,01	0,01	1,0

A carga não linear utilizada para simulação foi um conversor de seis pulsos com capacitor de entrada com as harmônicas e THD de corrente apresentadas na tabela 4.2, (Palce, 1995).

Tabela 4.2: Distorção harmônica individual e total do conversor de seis pulsos com capacitor de entrada em percentual da fundamental.

I_3	I_5	I_7	I_{11}	I_{13}	I_{17}	I_{19}	I_{23}	I_{25}	THD_i
16,7%	50,7%	29,8%	8,9%	6,29%	3,38%	1,93%	2,11%	1,51%	62,3%

Na fig. 4.4, é apresentado o resultado de simulação da potência ativa e imaginária instantânea (p_l e q_l em p.u.) pelo cálculo da eq. (4.4) da carga não linear apresentada na tabela 4.2.

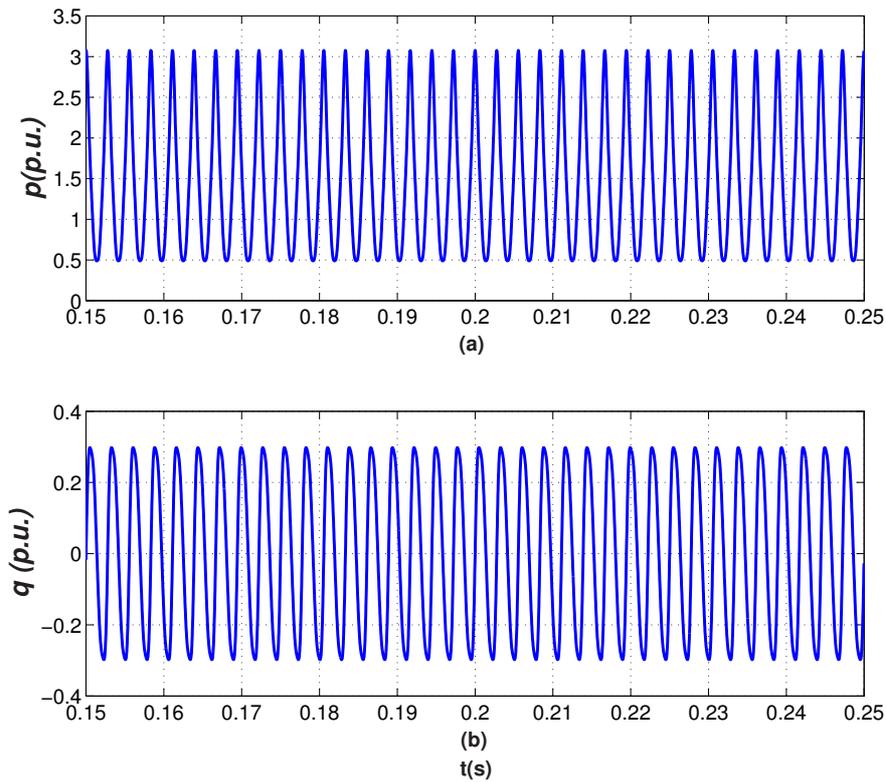


Figura 4.4: (a) Potência ativa instantânea e (b) Potência imaginária instantânea da carga.

Na fig. 4.5, é apresentado o resultado de simulação da detecção das harmônicas na corrente da carga não linear que é utilizada como corrente de referência $i_{h\alpha}^*$ e $i_{h\beta}^*$ para o filtro paralelo.

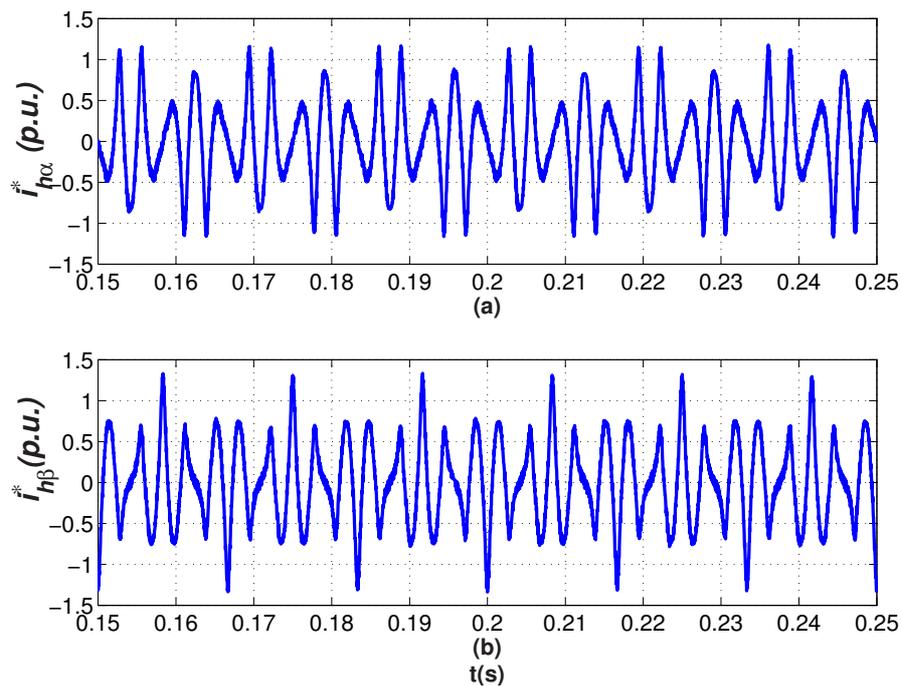


Figura 4.5: (a) Corrente $i_{h\alpha}^*$ e (b) Corrente $i_{h\beta}^*$ de referência para o filtro paralelo.

Na fig. 4.6, é apresentado o resultado de simulação da compensação da corrente da carga não linear.

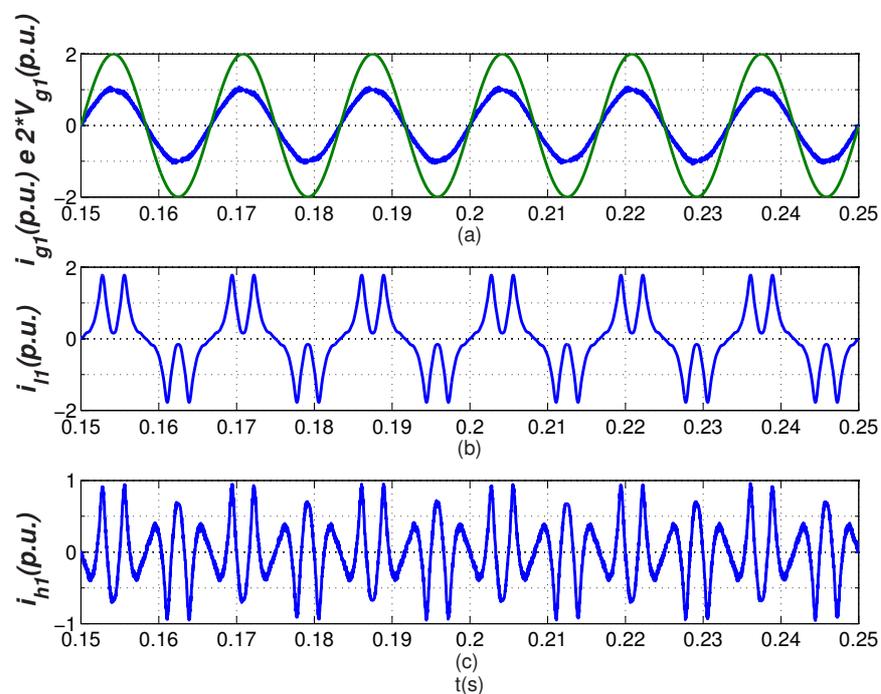


Figura 4.6: (a) Corrente da rede em fase com a tensão da rede, (b) Corrente da carga não linear e (c) Corrente do filtro paralelo da fase 1.

Os resultados de simulação também foram avaliados com transitório de carga. Este transitório apresentou um aumento de 20% na quinta harmônica e fator de deslocamento igual a 0,4.

Na fig. 4.7, é apresentado o resultado da potência ativa instantânea e imaginária instantânea com o transitório de carga. Com a redução do fator de deslocamento, ocorre um aumento na potência imaginária instantânea e uma redução na potência ativa instantânea.

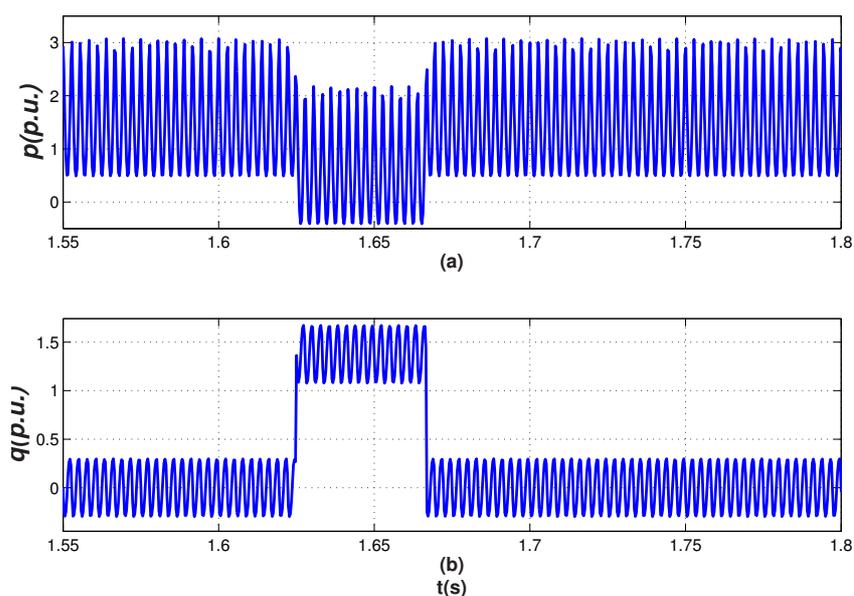


Figura 4.7: (a) Potência ativa instantânea e (b) Potência imaginária instantânea com o transitório de carga.

Na fig. 4.8, é apresentado o resultado das correntes de referência ($i_{h\alpha}^*$ e $i_{h\beta}^*$) do filtro com transitório de carga.

A fig. 4.9 apresenta o resultado da corrente da rede em fase com a tensão da carga não linear, corrente do filtro e corrente da carga com transitório.

A redução da corrente da rede no transitório ocorre devido à redução da corrente ativa da carga e o aumento da corrente no filtro ocorre devido ao aumento da corrente reativa e da distorção harmônica da carga.

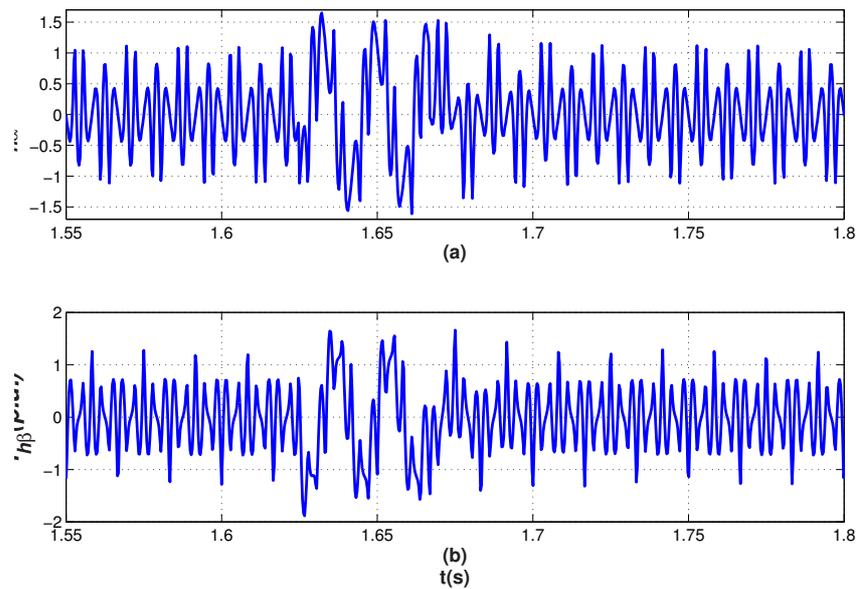


Figura 4.8: (a) Corrente $i_{h\alpha}^*$ e (b) Corrente $i_{h\beta}^*$ de referência para o filtro paralelo com transitório de carga.

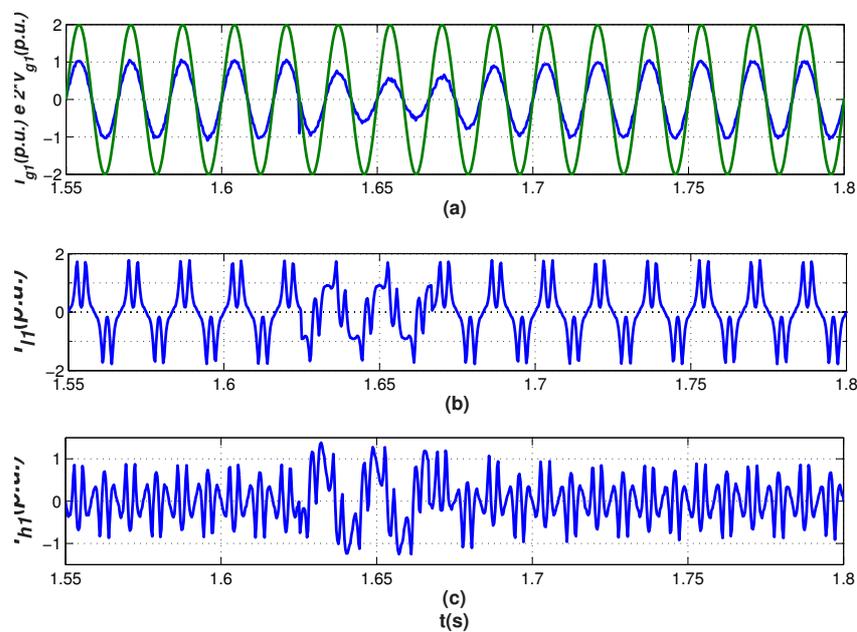


Figura 4.9: (a) Corrente da rede em fase com a tensão da rede, (b) Corrente da carga não linear e (c) Corrente do filtro paralelo da fase 1 com transitório de carga.

A teoria pq apresenta limitações, se o sistema trifásico tiver componentes homopolares de corrente ou tensão. Para sistemas desse tipo (Tagasawa et al., 1994) viram que a teoria pq poderia ser expandida para sistemas trifásicos de 3 ou 4 fios desequilibrados e ficou conhecida pela teoria pq modificada. Em (Tagasawa et al., 1994), foi feito o uso de vetores instantâneos no espaço para definir o sistema trifásico em três eixos ortogonais, denominado $\alpha\beta\theta$ (fig. 4.10).

Na fig. 4.10, é apresentado o eixo ortogonal θ conhecido como componente homopolar que só existe para sistemas a 4 fios (Jacobina, 2005). O sistema trifásico é transformado em três eixos ortogonais pela transformação (4.10).

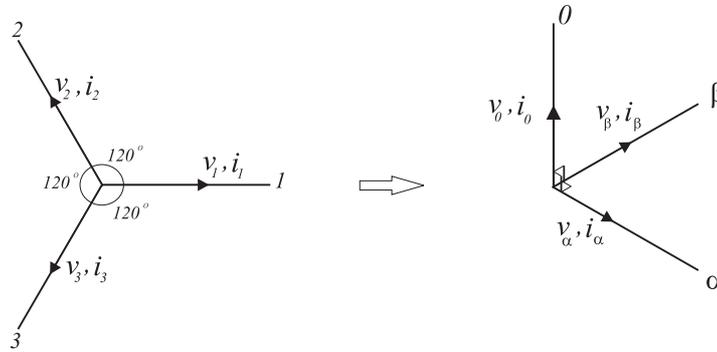


Figura 4.10: Transformação do referencial estacionário 123 para o referencial estacionário $\alpha\beta\theta$.

$$\begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \\ x_0 \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \\ 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \end{bmatrix} \quad (4.10)$$

com $x = i$ ou v .

As expressões das potências do produto escalar (4.2) e do produto vetorial (4.3) foram expandidas para a teoria pq modificada com a presença das componentes homopolares v_0 e i_0 , da seguinte maneira:

$$p = \widehat{v}_{\alpha\beta\theta} \cdot \widehat{i}_{\alpha\beta\theta} = v_\alpha i_\alpha + v_\beta i_\beta + v_0 i_0 \quad (4.11)$$

$$q = \widehat{v}_{\alpha\beta\theta} \times \widehat{i}_{\alpha\beta\theta} = q_\alpha + q_\beta + q_0 \quad (4.12)$$

A partir de (4.11) e (4.12), pode-se escrever a equação matricial da potência instantânea pq da seguinte forma:

$$\begin{bmatrix} p \\ q_\alpha \\ q_\beta \\ q_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_\alpha & v_\beta & v_0 \\ 0 & -v_0 & v_\beta \\ v_0 & 0 & -v_\alpha \\ -v_\beta & v_\alpha & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ i_0 \end{bmatrix} \quad (4.13)$$

A partir de (4.13), com a escolha da compensação a ser realizada, obtêm-se as correntes instantâneas i_α^* , i_β^* e i_0^* de referência.

$$\begin{bmatrix} i_\alpha^* \\ i_\beta^* \\ i_0^* \end{bmatrix} = \frac{1}{\Delta v} \begin{bmatrix} v_\alpha & 0 & v_0 & -v_\beta \\ v_\beta & -v_0 & 0 & v_\alpha \\ v_0 & v_\beta & -v_\alpha & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} p^* \\ q_\alpha^* \\ q_\beta^* \\ q_0^* \end{bmatrix} \quad (4.14)$$

em que:

$$\Delta v = v_\alpha^2 + v_\beta^2 + v_0^2$$

4.1.2 Teoria dq

Nesse método de compensação as correntes que estão no referencial estacionário ($i_{\alpha\beta}$) são transformadas para um referencial girante síncrono de eixo direto (i_d) e em quadratura (i_q), (fig. 4.11).

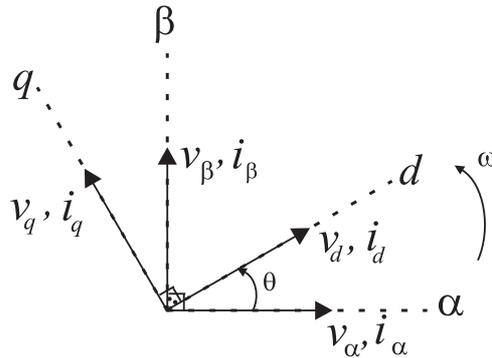


Figura 4.11: Transformação do referencial estacionário $\alpha\beta$ para o referencial síncrono dq

A transformação do referencial estacionário para o referencial síncrono é realizada da seguinte forma:

$$\begin{bmatrix} x_d \\ x_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta_1) & \text{sen}(\theta_1) \\ -\text{sen}(\theta_1) & \cos(\theta_1) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} \quad (4.15)$$

em que θ é o ângulo de transformação e $x = i$ ou v .

No referencial síncrono, θ representa a posição angular e tem uma velocidade angular constante no referencial estacionário.

A posição angular (θ_1) é calculada a partir das tensões trifásicas da rede com o uso de um PLL. O esquema do PLL utilizado neste trabalho é apresentado na fig. 4.13, (Kaura e Blasko, 1997). As tensões da rede $v_{g1,2,3}$ são transformadas no referencial estacionário

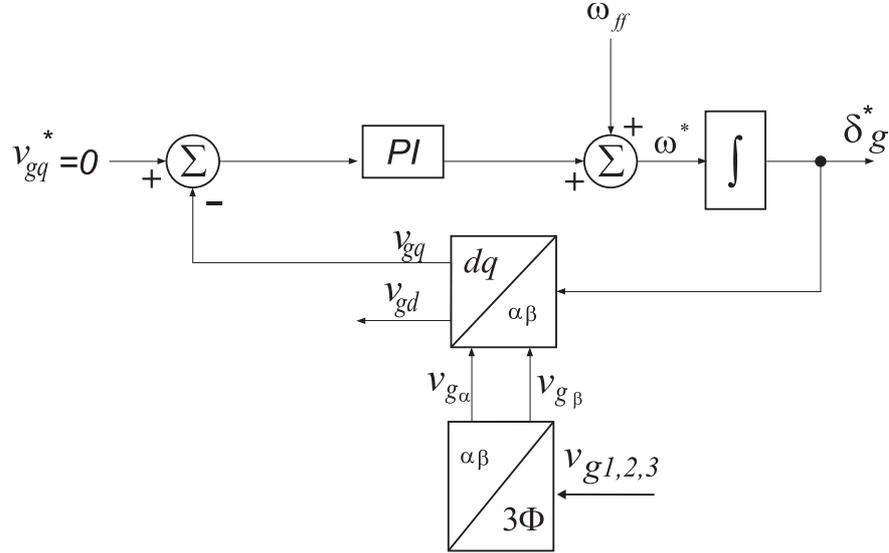


Figura 4.12: PLL de blasko.

$v_{g\alpha}$ e $v_{g\beta}$ usando a transformação $123/\alpha\beta$, em seguida são transformadas para o referencial síncrono v_{gd} e v_{gq} usando a transformação $\alpha\beta/dq$. O ângulo δ_g^* usado na transformação é obtido integrando-se a frequência ω^* e ω_{ff} é a frequência da rede em rad/s . Se a frequência ω^* for igual a ω_{ff} , as tensões v_{gd} e v_{gq} aparecem com valores contínuos em quadratura dependentes do ângulo δ_g^* . No método descrito, o controlador PI é usado para obter o valor de δ_g^* o qual regula a tensão v_{gq} para o valor de referência v_{gq}^* . A dedução matemática e o código utilizado no TMS320F2812 para o PLL são apresentados no apêndice C.

Na fig. 4.13, é apresentado o resultado de simulação para o PLL utilizado neste trabalho.

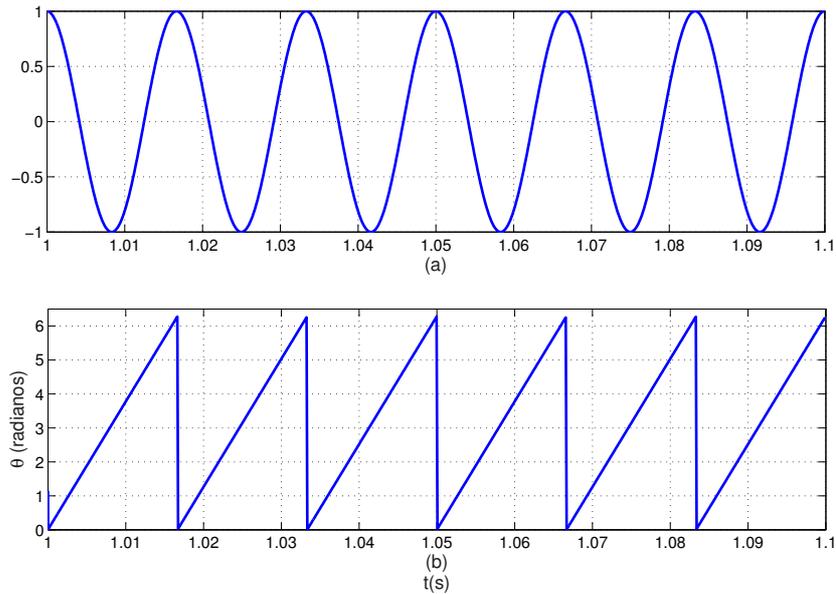


Figura 4.13: (a) Tensão da fase 1 da rede trifásica e (b) Ângulo de fase da rede em radianos.

Na fig. 4.14, é apresentado o diagrama de blocos do controle do filtro paralelo com a medição da carga e do filtro pelo método dq com o uso do PLL da fig. 4.13.

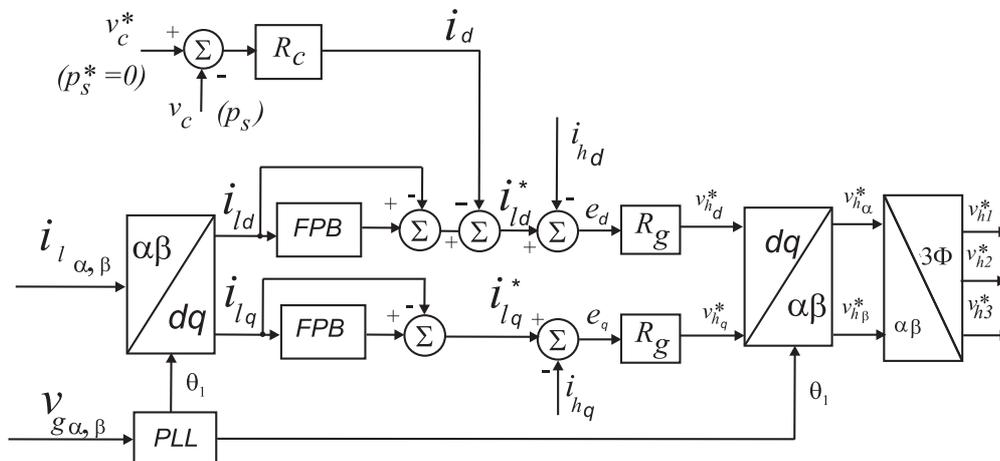


Figura 4.14: Diagrama de blocos com a medição da corrente da carga e do filtro pelo método dq .

Nesse controle a corrente da carga é medida e as harmônicas são extraídas no referencial síncrono dq de sequência positiva ($+\theta_1$). No referencial síncrono a componente fundamental é transformada em um valor c.c. e todas as componentes das harmônicas são transformadas em uma quantidade c.a. com a frequência deslocada em 60Hz. A extração da quantidade c.c. é conseguida por um filtro passa baixa.

A escolha da compensação pode ser realizada da mesma forma que foi apresentada na fig. 4.2 para o controle da potência instantânea.

Em seguida, a corrente de referência do filtro é comparada com a corrente do filtro. Esse erro é compensado pelo controlador de corrente (R_g) que tem como variáveis de controle v_{hd} e v_{hq} . Por último, a transformada inversa é realizada para gerar o sinal de referência do filtro paralelo. A fig. 4.15 apresenta o resultado de simulação das correntes de referência do filtro ativo de potência pelo método dq .

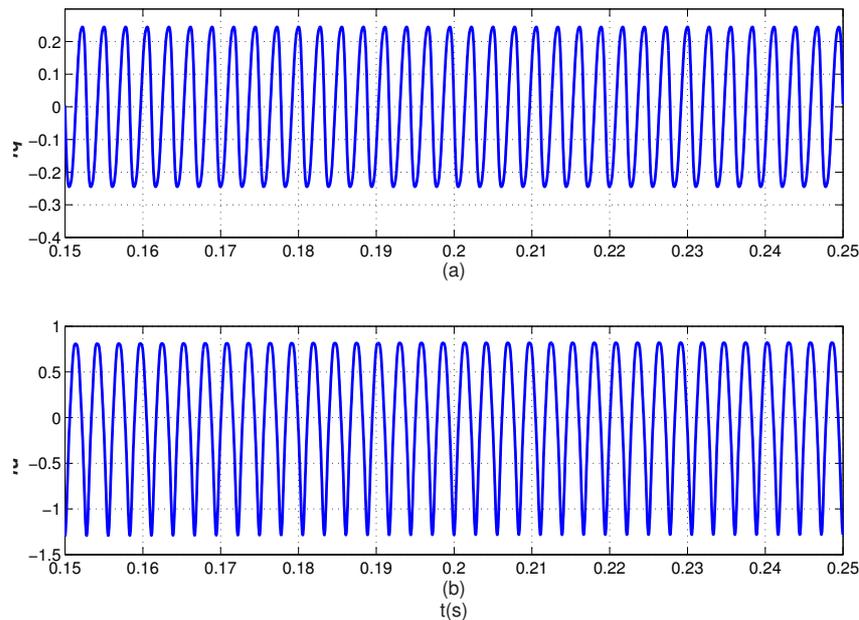


Figura 4.15: Corrente de referência do filtro pelo método dq : (a) i_q^* e (b) i_d^* .

Na fig. 4.16, é apresentado o resultado de simulação pelo método dq . Neste resultado, tem-se a corrente da rede em fase com a tensão da rede, a corrente da carga não linear e a corrente do filtro ativo para compensar as harmônicas da carga da fase 1 do sistema.

As figs. 4.17 e 4.18 apresentam o resultados de simulações com transitório de carga pelo método dq .

Na fig. 4.17, são apresentadas as correntes de referência para compensação do filtro com transitório de carga. O aumento da corrente de referência i_q^* ocorre devido ao aumento da potência reativa na carga.

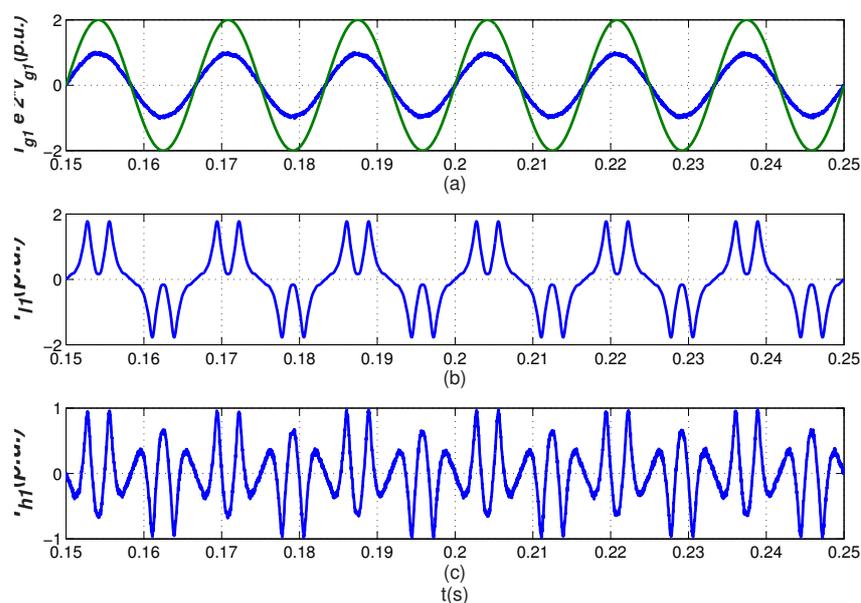


Figura 4.16: (a) Corrente da rede em fase com a tensão da rede, (b) Corrente da carga não linear e (c) Corrente do filtro paralelo da fase 1.

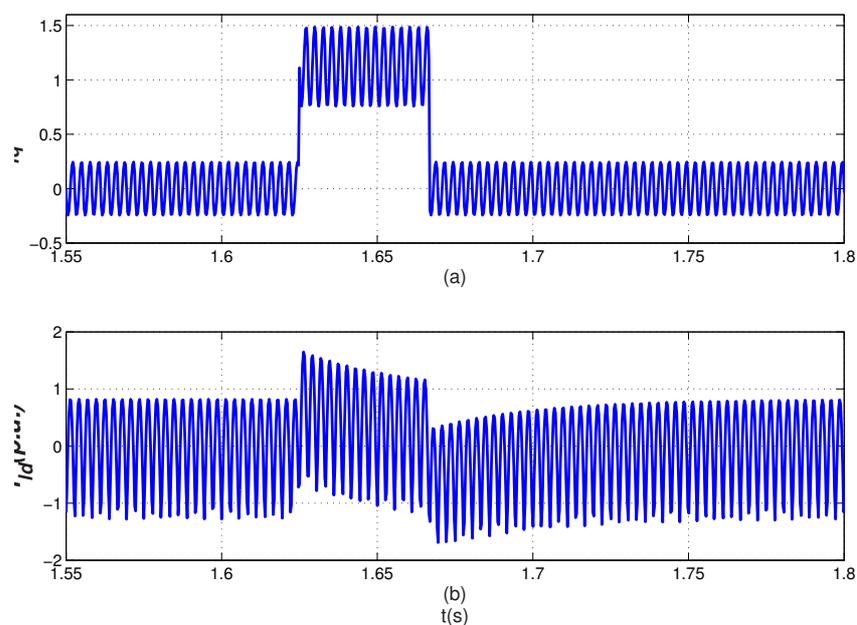


Figura 4.17: Corrente de referência do filtro pelo método dq com transitório de carga: (a) i_q^* e (b) i_d^* .

A fig. 4.18 apresenta a corrente da rede em fase com a tensão da rede, a corrente da carga não linear com transitório de carga e a corrente do filtro para compensação da distorção harmônica e do fator de potência.

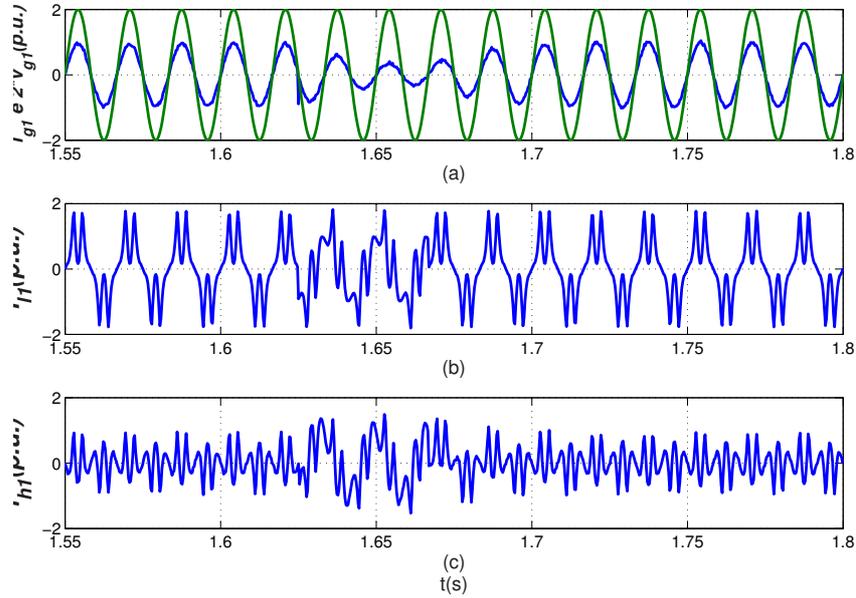


Figura 4.18: (a) Corrente da rede em fase com a tensão da rede, (b) Corrente da carga não linear e (c) Corrente do filtro paralelo da fase 1 com transitório de carga.

4.2 Controle do Filtro com a Medição da Corrente da Rede

Para medição da corrente da rede será utilizado o controlador de dupla sequência, apresentado na fig. 4.19 e na fig. 4.20 pelo bloco *RG*.

O controlador de dupla sequência é baseado em dois controladores no referencial síncrono, um para a sequência positiva e outro para a sequência negativa (fig. 4.19) e é dado por, (Pinheiro, 2001) e (Oliveira, 2001):

$$RG = \frac{k_a s^2 + k_b s + k_c}{(s^2 + \omega_p^2)} \quad (4.16)$$

em que k_a , k_b e k_c são os ganhos do controlador e ω_p é a frequência de operação do controlador.

Os ganhos do controlador de dupla sequência são definidos por (Oliveira, 2001):

$$k_a = k_{px} \quad (4.17)$$

$$k_b = k_{ix} \quad (4.18)$$

$$k_c = \omega_p^2 k_{px} \quad (4.19)$$

O controlador de dupla sequência garante erro nulo na frequência de operação (ω_p) desejada.

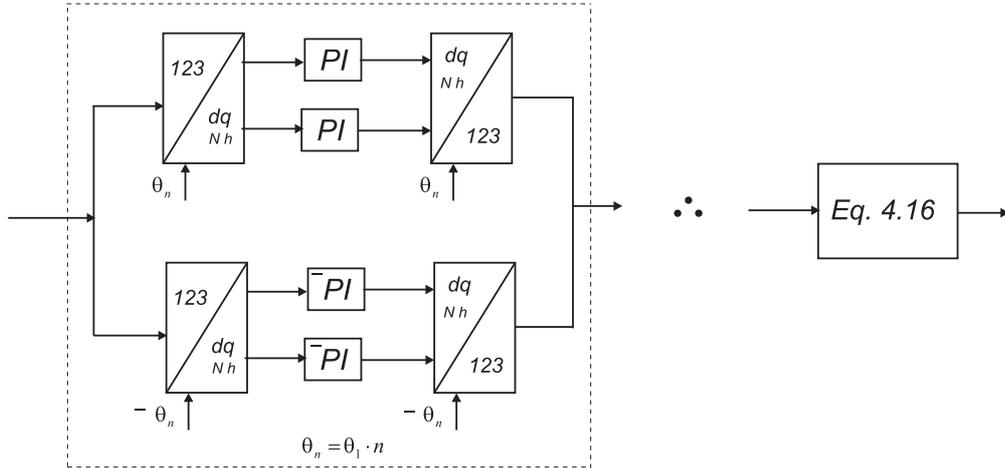


Figura 4.19: Circuito equivalente do controlador de dupla sequência.

Considerando-se a função de transferência em (4.16), obtém-se o modelo discreto no tempo dado por:

$$x_a(t+h) = \cos(\omega_p h)x_a(t) + \frac{\sin(\omega_p h)}{\omega_p}x_b(t) + \left[\frac{\sin(\omega_p h)}{\omega_p}k_b + \frac{1 - \cos(\omega_p h)}{\omega_p^2}k'_c \right] \zeta(t) \quad (4.20)$$

$$x_b(t+h) = -\omega \sin(\omega_p h)x_a(t) + \cos(\omega_p h)\omega x_b(t) + \left[(\cos(\omega_p h) - 1)k_b + \frac{\sin(\omega_p h)}{\omega_p}k'_c \right] \zeta(t) \quad (4.21)$$

$$u(t) = x_a(t) + k_a \zeta(t) \quad (4.22)$$

em que $k'_c = k_c - \omega_p^2 k_a$ e h é o passo de cálculo.

As deduções das equações desse capítulo são apresentadas no apêndice B.

Na fig. 4.20, é apresentado o diagrama de blocos com a medição da corrente da rede com o controlador de dupla sequência.

Para garantir erro nulo com a medição da corrente da rede, coloca-se controladores de dupla sequência na frequência da harmônica desejada com valor de referência igual a zero em paralelo com o controlador na frequência da fundamental.

Na fig. 4.21, é apresentado o resultado de simulação da corrente de referência da rede ($i_{g\alpha}^*$ e $i_{g\beta}^*$).

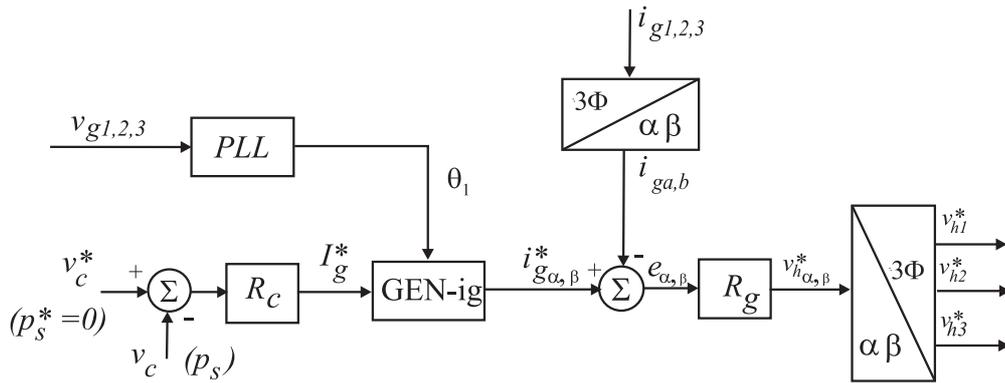


Figura 4.20: Diagrama de blocos com a medição da corrente da rede com o controlador de dupla sequência.

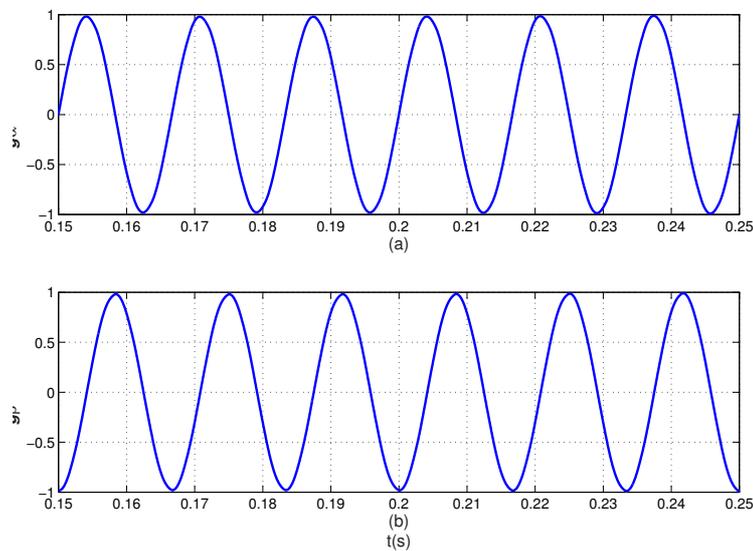


Figura 4.21: Corrente de referência da rede: (a) $i_{g\alpha}^*$ e (b) $i_{g\beta}^*$.

Na fig. 4.22, é apresentada a simulação da compensação da corrente da carga não linear com a medição da corrente da rede.

As correntes de referência com transitório de carga são apresentados na fig. 4.23. Observa-se que com o aumento da potência reativa no transitório de carga a corrente de referência que está em fase com a tensão da rede diminuiu, isso ocorre porque a corrente ativa da carga corresponde a corrente da rede.

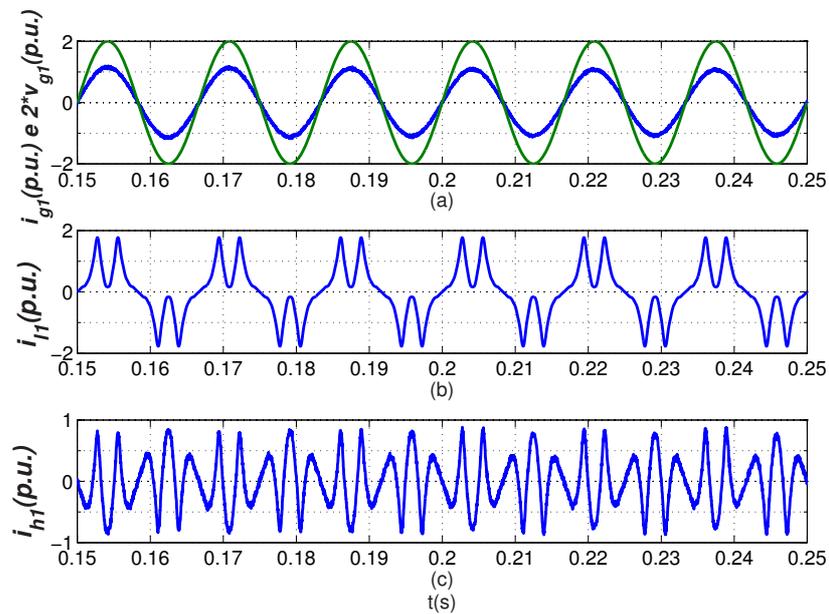


Figura 4.22: (a) Corrente da rede em fase com a tensão da rede, (b) Corrente da carga não linear e (c) Corrente do filtro paralelo da fase 1.

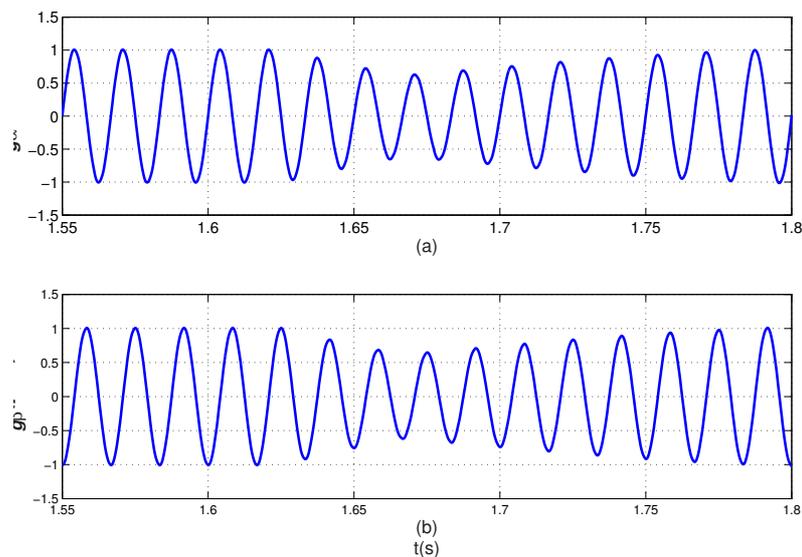


Figura 4.23: Corrente de referência da rede: (a) $i_{g\alpha}^*$ e (b) $i_{g\beta}^*$ com transitório de carga.

Na fig. 4.24(a), é apresentado a corrente da rede em fase com a tensão da rede com o transitório de carga. A corrente de compensação do filtro é apresentada na fig. 4.24(c).

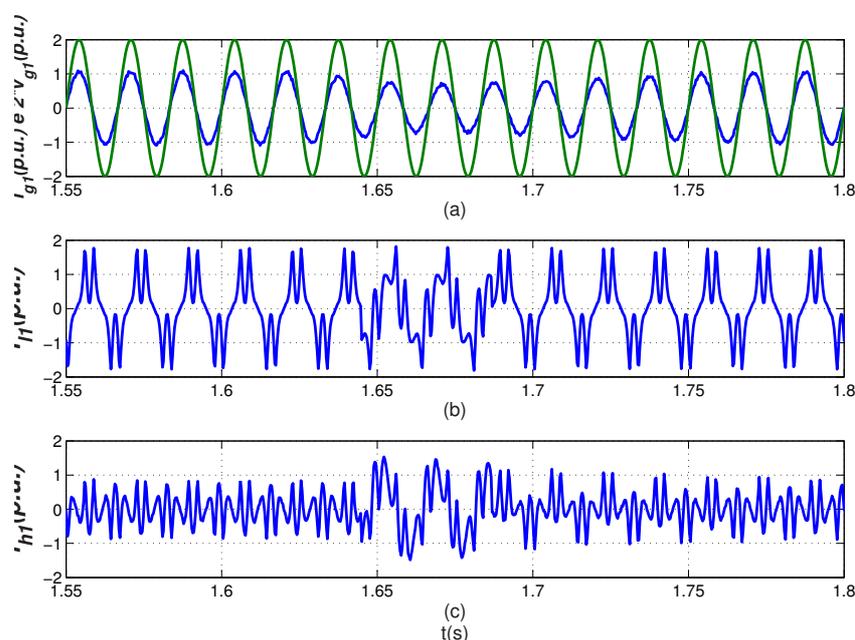


Figura 4.24: (a) Corrente da rede em fase com a tensão da rede, (b) Corrente da carga não linear e (c) Corrente do filtro paralelo da fase 1 com transitório de carga.

4.3 Considerações

Nesse capítulo, foram estudadas as técnicas de controle do filtro paralelo com a medição da corrente da rede ou da carga e do filtro.

Os resultados de simulação foram apresentados para as duas estratégias de controle.

Com o controle utilizando a medição da corrente da carga e do filtro, utilizou-se a teoria da potência instantânea e a teoria dq para detectar as harmônicas.

Para o controle com a medição da corrente da rede, aplicou-se o controlador de dupla sequência. Verificou-se a facilidade de implementação desse método quando comparada com a medição da corrente da carga e do filtro porque não precisa detectar as harmônicas de corrente da carga.

Resultados com transitório de carga, também, foram apresentados para os três métodos. Com esses resultados, vê-se que o objetivo de ter a corrente da rede senoidal e em fase com a

tensão da rede foi alcançado, da mesma forma que realizou-se a compensação das harmônicas sem o transitório de carga.

Com a diminuição do fator de potência e o aumento da quinta harmônica no transitório da carga, a corrente da rede diminui porque i_g corresponde a corrente ativa da carga e a corrente do filtro aumenta porque i_h corresponde a corrente reativa mais a corrente das harmônicas da carga.

5

Resultados Experimentais

Neste capítulo, são apresentados os resultados experimentais obtidos com um protótipo de filtro ativo paralelo trifásico para sistemas a três fios construído no LEIAM.

Os resultados visam medir a eficácia da compensação das harmônicas de corrente com o controle da corrente na rede ou no filtro. Os métodos foram testados com os TAPs da indutância de acoplamento de 2mH e 4mH com capacitância de $4700\mu\text{F}$. Além dos resultados experimentais apresentados, encontra-se no anexo I detalhes sobre a montagem do protótipo.

Para o sistema, utilizou-se um autotransformador com características apresentadas no anexo I e uma carga não linear com retificador trifásico de seis pulsos não controlados e carga RL com THD_i em torno de 27,5%

5.1 Resultado Experimental com o Controle da Corrente na Rede

Para o controle da corrente na rede, utilizou-se o PLL implementado no capítulo 4 (Kaura e Blasko, 1997). O PLL é responsável em manter a corrente de referência em fase com a tensão da rede.

Na fig. 5.1, é apresentado o ângulo da tensão da rede em radianos obtido através do PLL. Para este ensaio o autotransformador foi ajustado para uma tensão eficaz de fase igual a 100V. O ângulo de sincronismo (δ) tem o mesmo período e está em fase com a tensão da rede.

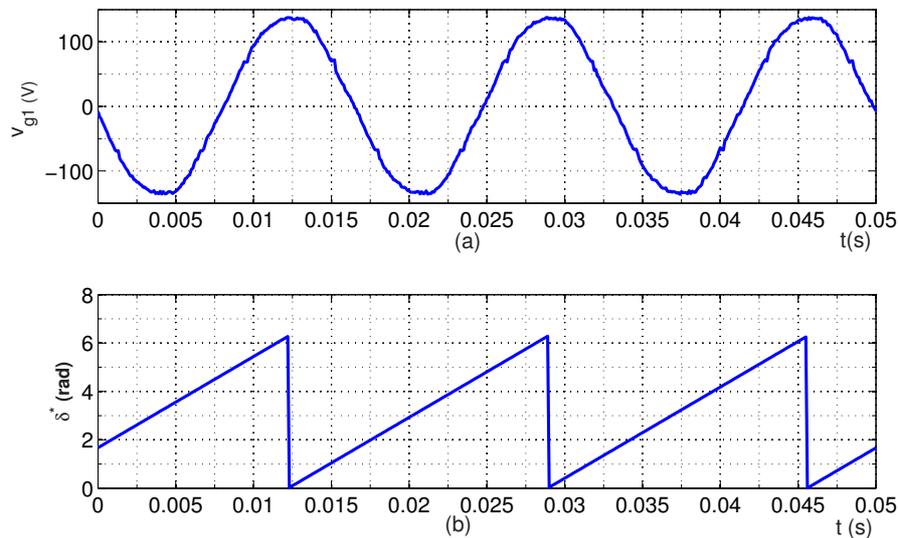
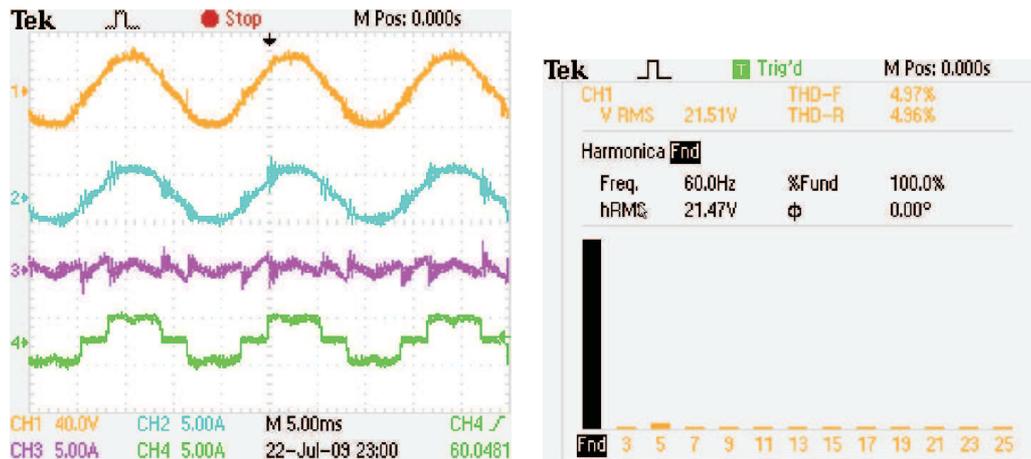


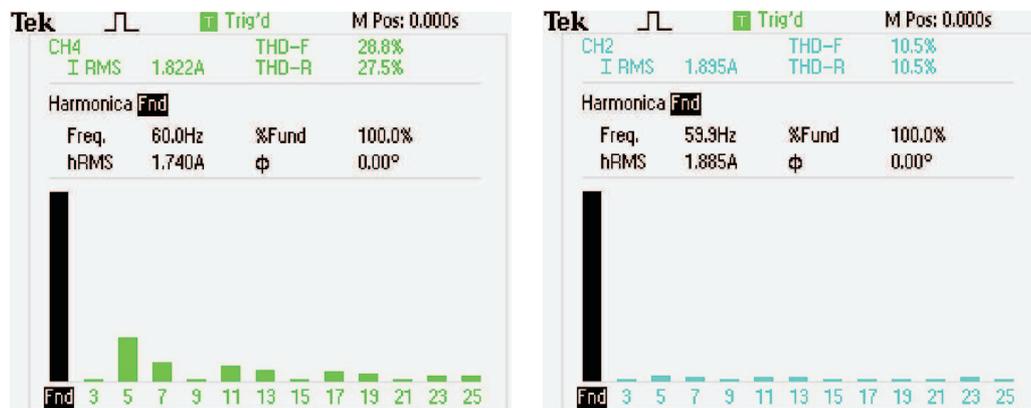
Figura 5.1: (a) Tensão da fase 1 da rede trifásica e (b) Ângulo de fase da rede em radianos.

Na fig. 5.2, apresenta-se o resultado com o controle da corrente, com a medição da corrente na rede e com a indutância de acoplamento de 2mH. Neste resultado a THD_i da rede foi de 10,5% e o THD_v da rede foi de 4,96%. Na fig. 5.2(a) com a indutância de acoplamento igual à 2mH, observa-se a presença das componentes de alta frequência na corrente da rede injetada pelo filtro.



(a) Tensão da rede, corrente da rede, corrente de compensação do filtro e corrente da carga da fase 1.

(b) THD_v da tensão da rede da fase 1.

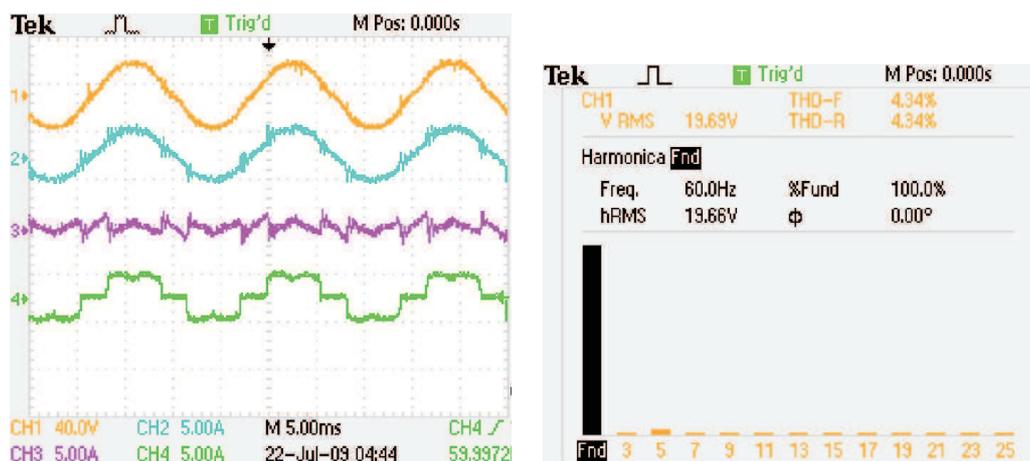


(c) THD_i da corrente da carga da fase 1.

(d) THD_i da corrente da rede da fase 1.

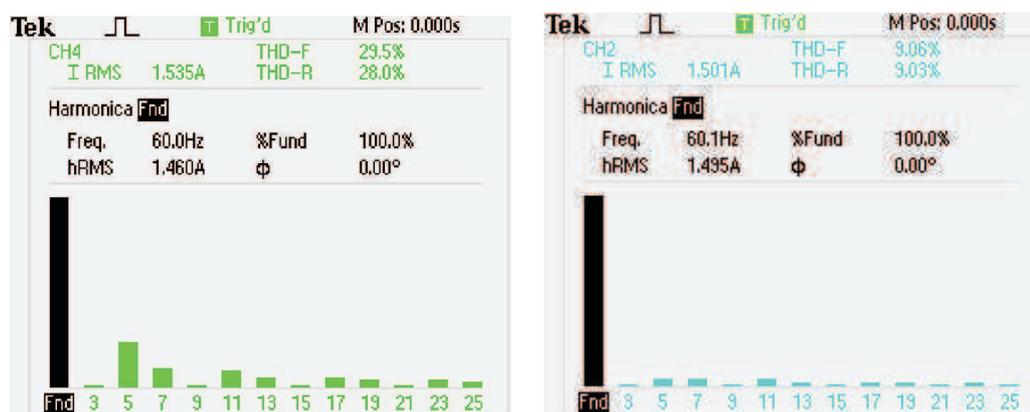
Figura 5.2: Resultado experimental com a medição da corrente na rede com 2mH.

Na fig. 5.3, apresenta-se o resultado com a indutância de acoplamento igual à 4mH com a medição da corrente na rede. Neste resultado, a THD_i de compensação foi de 9,03% e a THD_v da rede foi de 4,34%.



(a) Tensão da rede, corrente da rede, corrente de compensação do filtro e corrente da carga da fase 1.

(b) THD_v da tensão da rede da fase 1.



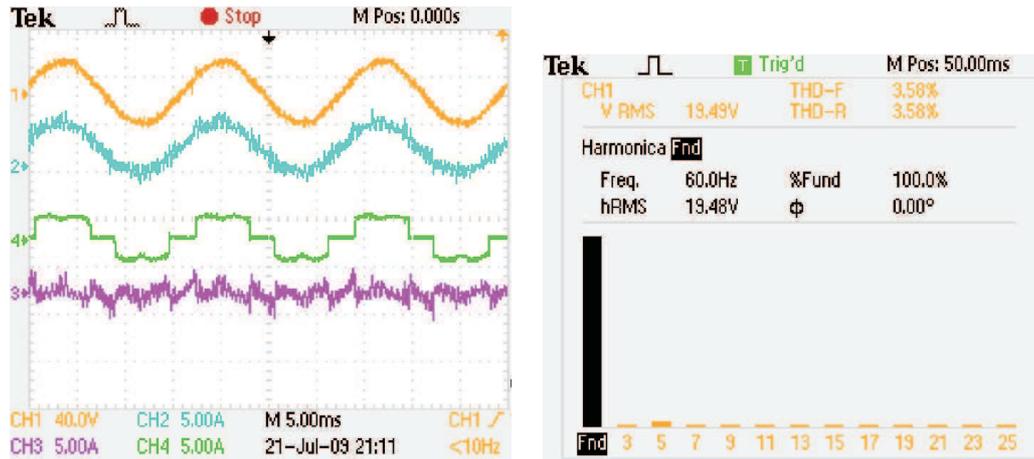
(c) THD_i da corrente da carga da fase 1.

(d) THD_i da corrente da rede da fase 1.

Figura 5.3: Resultado experimental com a medição da corrente na rede com 4mH.

5.2 Resultado Experimental com o Controle da Corrente no Filtro

Na fig. 5.4, tem-se o resultado com o controle da corrente no filtro utilizando a teoria pq com a indutância de acoplamento de 2mH. Neste resultado a THD_i da rede foi de 9,94% e a THD_v da rede foi de 3,85%. Na fig. 5.4(b), observa-se a presença das componentes de alta frequência na corrente da rede injetada pelo filtro.



(a) Tensão da rede, corrente da rede, corrente de compensação do filtro e corrente da carga da fase 1.

(b) THD_v da tensão da rede da fase 1.

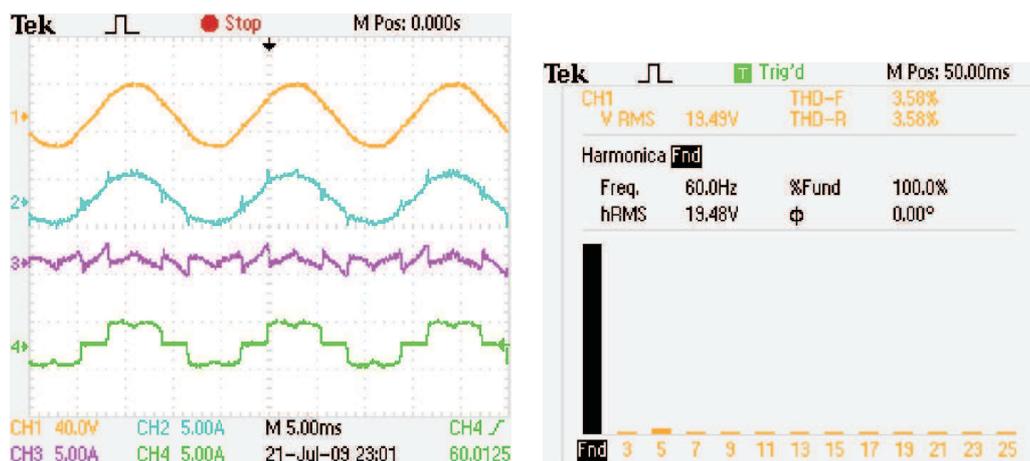


(c) THD_i da corrente da carga da fase 1.

(d) THD_i da corrente da rede da fase 1.

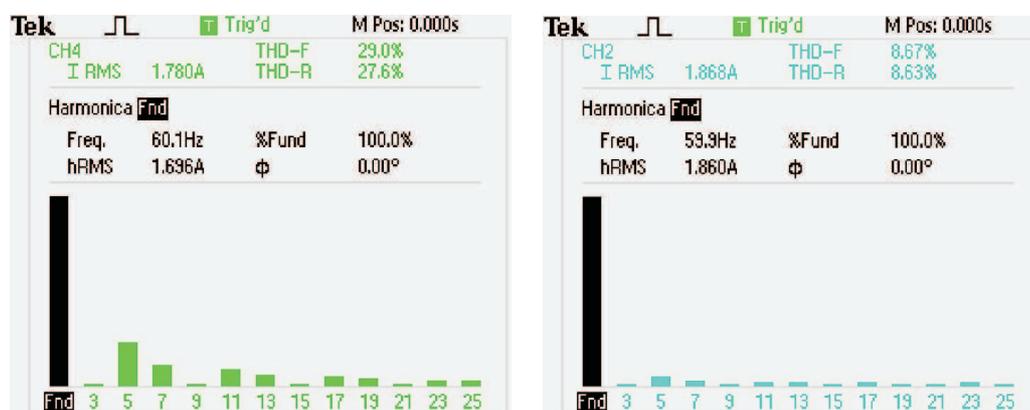
Figura 5.4: Resultado experimental com a medição da corrente na carga e no filtro com 2mH.

Na fig. 5.5, apresenta-se o resultado com a indutância de acoplamento igual à 4mH com a medição da corrente da carga e do filtro utilizando a teoria *pq*. Neste resultado, a THD_i na corrente da rede foi de 8,63% e a THD_v da rede foi de 3,58%. Na fig. 5.5(a) com a indutância de acoplamento igual à 4mH, observa-se a diminuição das componentes de alta frequência na corrente da rede injetada pelo filtro, mas a derivada da corrente gerada pelo filtro é reduzida ocasionando *spikes* na corrente da rede.



(a) Tensão da rede, corrente da rede, corrente de compensação do filtro e corrente da carga da fase 1.

(b) THD_v da tensão da rede da fase 1.



(c) THD_i da corrente da carga da fase 1.

(d) THD_i da corrente da rede da fase 1.

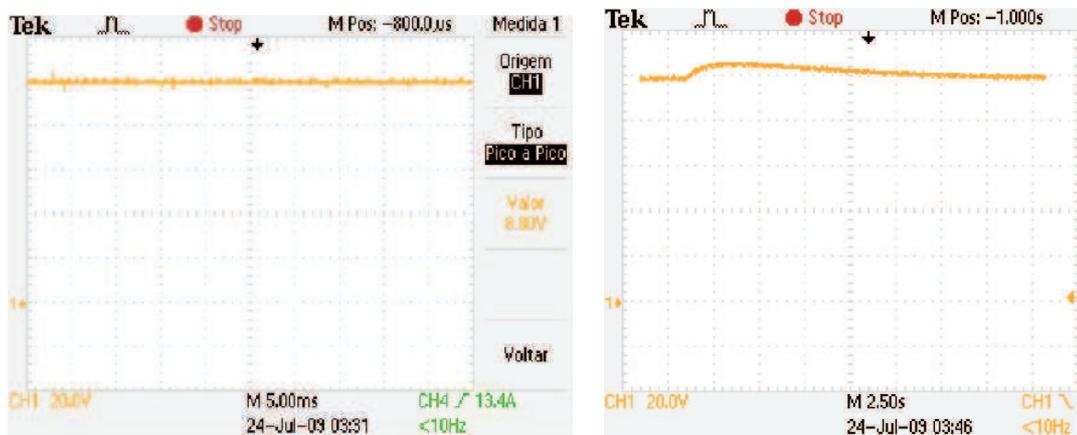
Figura 5.5: Resultado experimental com a medição da corrente na carga e no filtro com 4mH.

5.3 Resultado Experimental da Tensão do Barramento c.c.

Na fig. 5.6(a), apresenta-se o resultado em regime permanente para o controle do barramento c.c. com oscilação de 4% do valor da tensão de referência. A tensão de referência utilizada foi de 100V.

Na fig. 5.6(b), apresenta-se o resultado da tensão do barramento c.c. com um transitório de carga. Com o aumento da carga ocorre um aumento do barramento, mas o controle atua

para manter a tensão do barramento no valor da referência.



(a) Tensão do barramento c.c. em regime permanente.

(b) Tensão do barramento c.c. com transitório de carga.

Figura 5.6: Resultado experimental da tensão do barramento c.c.

5.4 Considerações

As duas estratégias apresentaram resultados de compensação bastante próximos com os TAPs das indutâncias de acoplamento em 2mH e 4mH.

Para a medição da corrente na rede com as indutâncias de acoplamento em 2mH e 4mH as componentes de alta frequência da corrente na rede injetada pelo filtro apresentaram uma pequena diferença.

Para a medição da corrente na carga e no filtro com a teoria pq com as indutâncias de acoplamento em 2mH e 4mH as componentes de alta frequência da corrente na rede apresentaram uma redução com a indutância de 4mH, mas ocorre o aparecimento de *spikes* devido ao aumento da indutância que reduz a derivada máxima do filtro.

Além da compensação das harmônicas com as duas estratégias o fator de potência também foi controlado, de forma que a corrente da carga foi mantida em fase com a tensão da rede.

6

Conclusões e Trabalhos Futuros

Este trabalho apresentou os estudos, teórico e prático, do filtro ativo paralelo trifásico para correção do fator de potência e a compensação das harmônicas da corrente na rede.

Para a realização dos estudos teóricos, foi apresentado no capítulo 2 a modelagem do sistema elétrico trifásico de distribuição a três fios com filtro paralelo utilizando a transformação $\alpha\beta$. Essa modelagem, também, foi importante para determinar os ganhos dos controladores de corrente e especificar a tensão mínima do barramento c.c..

Para a realização dos estudos práticos, foram apresentados no capítulo 3 as equações para o dimensionamento do filtro ativo paralelo trifásico a 3 fios. Em seguida, resultados de simulação para determinar a potência máxima de compensação em função da THD e do fator de deslocamento da carga e critérios para escolha dos elementos passivos, também, foram apresentados. Os detalhes sobre a montagem do protótipo apresentam-se no anexo I.

Os resultados de simulação para compensação das harmônicas foram apresentados no capítulo 4 com as duas estratégias de controle estudadas: (1) medição da corrente na rede e (2) medição da corrente na carga e no filtro. As duas estratégias apresentaram resultados idênticos em regime permanente e com transitório de carga.

Os resultados experimentais com as duas estratégias foram apresentados no capítulo 5 com as indutâncias de acoplamento em 2mH e 4mH.

Para a medição da corrente na rede, utilizou-se o controlador de dupla sequência. A com-

pensação da corrente da rede apresentou pouca diferença com as indutâncias de acoplamento em 2mH e 4mH.

Para a medição da corrente na carga e no filtro, utilizou-se a teoria *pq*. A compensação da corrente na rede apresentou melhor resultado com a indutância de 4mH. Neste resultado, as componentes de alta frequência tiveram uma redução com a indutância de 4mH, mas ocorreu o aparecimento de *spikes* devido ao aumento da indutância que reduziu a derivada máxima do filtro.

Os resultados das estratégias de controle com a medição da corrente na rede ou a medição na carga e no filtro apresentaram resultados bem próximos para o mesmo valor de TAP da indutância de acoplamento.

O resultado experimental foi realizado com a tensão eficaz de fase da rede em torno de 20V porque o autotransformador com o valor nominal de tensão tem um valor de indutância alto. No anexo I, foi realizado um ensaio para determinar a indutância do autotransformador em função do percentual do TAP.

Com os resultados de simulação e experimental, a compensação total das harmônicas na rede e fator de potência não apresentou diferença. No entanto, para sistemas de baixa potência este tipo de compensação torna-se mais interessante com a medição da corrente na rede porque reduz o número de sensores de corrente e é mais simples de implementar.

A estratégia de controle com a medição da corrente na carga e no filtro torna-se mais interessante quando deseja selecionar os harmônicos para compensação.

6.1 Trabalhos Futuros

Como sugestão para trabalhos futuros, tem-se:

- Estudo das estratégias de controle para selecionar as componentes harmônicas da corrente da carga a ser compensada pelo filtro ativo paralelo;
- Uso da estrutura montada no LEIAM para sistemas desequilibrados;
- Comparação das estruturas a 4 braços 4 fios e 3 braços 4 fios para sistemas desequilibrados;

- Comparativo entre conversores VSC e CSC para filtros ativos de potência paralelo;
- Comparativo entre filtro ativo paralelo e filtro híbrido para correção do fator de potência, harmônicas de corrente e análise de custos entre as montagens;
- Estudo sobre a influência da impedância da rede diante o filtro ativo paralelo.

A

Potência em Regime Não-Senoidal

A.1 Potência Média

A potência média em regime não-senoidal pode ser calculada a partir da potência instantânea, $p(t)$, do seguinte modo:

$$P = \frac{1}{T} \int_0^T p(t) dt = \frac{1}{T} \int_0^T v(t)i(t) dt \quad (\text{A.1})$$

Escrevendo $v(t)$ e $i(t)$ em forma de séries de Fourier, tem-se:

$$v(t) = V_0 + \sum_{h=1}^{\infty} v_h(t) \quad (\text{A.2})$$

$$i(t) = I_0 + \sum_{h=1}^{\infty} i_h(t) \quad (\text{A.3})$$

Substituindo (A.2) e (A.3) em (A.1) e sabendo-se que o valor médio para $v(t)$ e $i(t)$ é zero, obtém-se:

$$P = \sum_{h=1}^{\infty} \frac{v_h i_h}{2} \cos \phi \quad (\text{A.4})$$

Com (A.4), conclui-se que a potência média correspondente as ondas de tensão e corrente não-senoidais é igual à soma das potências médias individuais relativas às harmônicos de mesma ordem.

A.2 Potência Aparente

A potência aparente, S , é definida pelo produto da tensão e da corrente eficazes, ou seja:

$$S = V_{rms} I_{rms} \quad (\text{A.5})$$

em que V_{rms} e I_{rms} é dada por:

$$V_{rms} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T \sum_{h=1}^{\infty} v_h(t)^2} = \sqrt{V_{rms1}^2 + \sum_{h=2}^{\infty} V_{rms h}^2} \quad (\text{A.6})$$

$$I_{rms} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T \sum_{h=1}^{\infty} I_h(t)^2} = \sqrt{I_{rms1}^2 + \sum_{h=2}^{\infty} I_{rms h}^2} \quad (\text{A.7})$$

A taxa de distorção harmônica da tensão (THD_v) e da corrente (THD_i) é definida por:

$$THD_v = \frac{\sqrt{\sum_{h=2}^{\infty} V_{rms h}^2}}{V_{rms1}} \quad (\text{A.8})$$

$$THD_i = \frac{\sqrt{\sum_{h=2}^{\infty} I_{rms h}^2}}{I_{rms1}} \quad (\text{A.9})$$

Substituindo (A.8) em (A.6) e (A.9) em (A.7), tem-se:

$$V_{rms} = V_{rms1} \sqrt{1 + THD_v^2} \quad (\text{A.10})$$

$$I_{rms} = I_{rms1} \sqrt{1 + THD_i^2} \quad (\text{A.11})$$

A potência aparente pode ser calculada em função da distorção harmônica da tensão e da corrente, utilizando-se (A.10) e (A.11) em (A.5), obtém-se:

$$S = V_{rms1} I_{rms1} \sqrt{1 + THD_v^2} \sqrt{1 + THD_i^2} \quad (\text{A.12})$$

A.3 Fator de Potência

O fator de potência de uma carga, de forma geral, é definido pela razão entre a potência ativa e a potência aparente associadas à mesma, ou seja:

$$fp = \frac{P}{S} \quad (\text{A.13})$$

No caso de $v(t)$ e $i(t)$ apresentarem apenas a componente fundamental, o fator de potência é igual ao fator de deslocamento, $fp = fd = \cos \phi$. Porém, a presença das harmônicas faz com que o fator de potência seja diferente da defasagem entre as componentes fundamentais da tensão e da corrente na carga, assim, define-se fator de potência real da seguinte forma:

$$fp = \frac{P_h}{V_{rms1} I_{rms1}} \frac{1}{\sqrt{(1 + THD_v^2)} \sqrt{(1 + THD_i^2)}} \quad (\text{A.14})$$

sabendo-se que a potência produzida pelas componentes harmônicas são muito pequenas em relação a potência da componente fundamental, pode-se desprezar a potência harmônica na expressão (A.15), ficando com:

$$fp = \cos \phi \frac{1}{\sqrt{(1 + THD_v^2)} \sqrt{(1 + THD_i^2)}} \quad (\text{A.15})$$

B

Controlador de Dupla Sequência

Neste apêndice, é apresentado a dedução matemática do modelo discreto do controlador de dupla sequência utilizado no controle do filtro ativo com a medição da corrente na rede.

B.1 Modelo Discreto do Controlador de Dupla Sequência

A função de transferência é dada por:

$$RG = \frac{k_a s^2 + k_b s + k_c}{(s^2 + \omega_p^2)} \quad (\text{B.1})$$

em que k_a , k_b e k_c são os ganhos do controlador e ω_p é a frequência de operação do controlador.

A função de transferência dada em (B.1) tem o seguinte modelo de estado contínuo dado por:

$$\frac{dx(t)}{dt} = Ax(t) + B\zeta(t) \quad (\text{B.2})$$

$$u = Cx(t) + D\zeta(t) \quad (\text{B.3})$$

em que $x(t) = \begin{pmatrix} x_a(t) \\ x_b(t) \end{pmatrix}$, $A = \begin{pmatrix} 0 & 1 \\ -\omega_p^2 & 0 \end{pmatrix}$, $B = \begin{pmatrix} k_b \\ k'_c \end{pmatrix}$, $C = (1 \ 0)$, $D = (k_a \ 0)$ e $k'_c = k_c - \omega_p^2 k_a$.

Tendo sua resposta no tempo dado por:

$$\frac{dx_a(t)}{dt} = x_b(t) + k_b \zeta(t) \quad (\text{B.4})$$

$$\frac{dx_b(t)}{dt} = -\omega_p^2 x_a(t) + k'_c \zeta(t) \quad (\text{B.5})$$

$$u(t) = x_a(t) + k_a \zeta(t) \quad (\text{B.6})$$

Considerando o modelo de estado contínuo em (B.2 e B.3), obtém-se o seguinte modelo de estado discreto:

$$x(t+h) = Fx(t) + H\zeta(t) \quad (\text{B.7})$$

$$u = Cx(t) + D\zeta(t) \quad (\text{B.8})$$

com

$$F = I + Ah + \frac{A^2 h^2}{2!} + \frac{A^3 h^3}{3!} + \dots \quad (\text{B.9})$$

$$H = \left(I + \frac{Ah}{2!} + \frac{A^2 h^2}{3!} + \frac{A^3 h^3}{4!} + \dots \right) Bh \quad (\text{B.10})$$

em que h é o passo de cálculo e I é a matriz identidade de ordem 2.

Resolvendo as matrizes F e H e usando algumas manipulações matemáticas a resposta discreta é dada por:

$$x_a(t+h) = \cos(\omega_p h) x_a(t) + \frac{\sin(\omega_p h)}{\omega_p} x_b(t) + \left[\frac{\sin(\omega_p h)}{\omega_p} k_b + \frac{1 - \cos(\omega_p h)}{\omega_p^2} k'_c \right] \zeta(t) \quad (\text{B.11})$$

$$x_b(t+h) = -\omega \sin(\omega_p h) x_a(t) + \omega \cos(\omega_p h) x_b(t) + \left[(\cos(\omega_p h) - 1) k_b + \frac{\sin(\omega_p h)}{\omega_p} k'_c \right] \zeta(t) \quad (\text{B.12})$$

$$u(t) = x_a(t) + k_a \zeta(t) \quad (\text{B.13})$$

C

Sistema de Detecção de Fase

Neste apêndice, são apresentados a dedução matemática do diagrama de blocos utilizado para o sistema de detecção de fase e o código implementado no TMS320F2812 para os resultados experimentais.

C.1 Laço de Sincronização de Fase - PLL

A informação do ângulo de fase da tensão da rede é usualmente extraída usando um PLL (*Phase Locked Loop*). A descrição desse PLL foi apresentado no capítulo 4 e apresentado na fig. C.1.

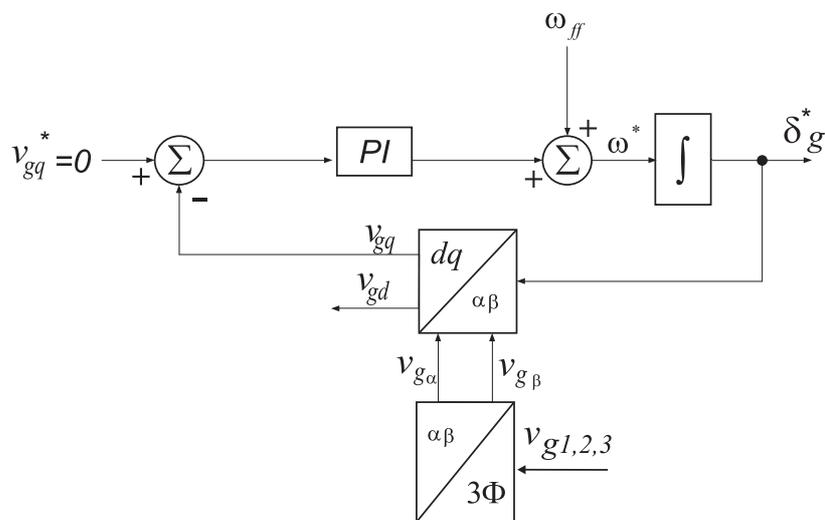


Figura C.1: PLL de blasko.

De acordo com a fig. C.1 e considerando o sistema trifásico equilibrado, tem-se:

$$\begin{bmatrix} v_{g1} \\ v_{g2} \\ v_{g3} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V \cos(\delta_g) \\ V \cos(\delta_g - \frac{2\pi}{3}) \\ V \cos(\delta_g - \frac{4\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (\text{C.1})$$

Utilizando a transformação 123/ $\alpha\beta$, tem-se:

$$\begin{bmatrix} v_{g\alpha} \\ v_{g\beta} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{g1} \\ v_{g2} \\ v_{g3} \end{bmatrix} \quad (\text{C.2})$$

Substituindo (C.1) em (C.2), chega à:

$$\begin{bmatrix} v_{g\alpha} \\ v_{g\beta} \end{bmatrix} = V \sqrt{\frac{3}{2}} \begin{bmatrix} \cos(\delta) \\ \text{sen}(\delta) \end{bmatrix} \quad (\text{C.3})$$

Fazendo o uso da transformação $\alpha\beta/dq$, obtém-se:

$$\begin{bmatrix} v_{gd} \\ v_{gq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\delta^*) & \text{sen}(\delta^*) \\ -\text{sen}(\delta^*) & \cos(\delta^*) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{g\alpha} \\ v_{g\beta} \end{bmatrix} \quad (\text{C.4})$$

em que δ^* é a fase de referência obtido da malha fechada e δ o ângulo da tensão da rede.

Substituindo (C.3) em (C.4), obtém-se:

$$\begin{bmatrix} v_{gd} \\ v_{gq} \end{bmatrix} = V \sqrt{\frac{3}{2}} \begin{bmatrix} \cos(\delta^* - \delta) \\ \text{sen}(\delta^* - \delta) \end{bmatrix} \quad (\text{C.5})$$

para δ igual à δ^* tem-se v_{gd} igual à $V \sqrt{\frac{3}{2}}$ e v_{gq} igual à 0. Desta forma, apenas a malha de controle no eixo q é necessário com a referência igual à zero.

A seguir, é apresentado o código para o PLL utilizado no DSP TMS320F2812.

```

/*
-----
*/ /*                               PLL Blasko                               */ /*
-----
*/

//////////////////////////////////PLL BLASKO//////////////////////////////////
vga = vg1*a - vg2*c - vg3*c; // Trans. Vg123 para Vgab
vgb = vg2*b - vg3*b;
//
cost = IQcos(theta);
sent = IQsin(theta);
//
vgd = vga*cost + vgb*sent; //Trans. Vgab para Vgdq
vgq = -vga*sent + vgb*cost;
//BLOCO PI
ell = (vgq - Ude);
xll = xll + (kill*ell)*h;

```


Referências Bibliográficas

- Akagi, H. (1992) Trends in active power line conditioners, *Industrial Electronics and Control. and Instrumentation and Automation. Power Electronics and Motion Control.*, **1**:19 – 24.
- Akagi, H. (1996) New trends in active filters for power conditioning, *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, **32**:1312 – 1322.
- Akagi, H. (2005) Active harmonic filters, *Proceedings of the IEEE*, **93**:2128 – 2141.
- Akagi, H. e Kim, H. (1999) The theory of instantaneous power in three - phase four - wire systems: A comprehensive approach, *IEEE Trans. on Power Electronics*, **35**:431–439.
- Akagi, H.; Kanazawa, Y. e Nabae, A. (1984) Instantaneous reactive power compensators comprising swithing devices without energy storage componentes, *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, **20**:625 – 630.
- Akagi, H.; Nabae, A. e Atoh, S. (1986) Control strategy of active power filters using multiple voltage-source pwm converters, *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, **22**:625 – 630.
- Akagi, H.; Watanabe, H. E. e Aredes, M. (2007) *Instantaneous Power Theory and Applications to Power Conditioning*, John Wiley Sons, New Jersey, 1^o edic..
- Alves, M. e Ribeiro, T. (1999) Voltage sag: An overview of iec and ieee standards and application criteria, *Transmission and Distribution Conference, 1999 IEEE*, **2**:585–589.
- ANEEL (2008) *Procedimentos de Distribuição de Energia Elétrica no Sistema Elétrico Nacional - PRODIST (Módulo 8 - Qualidade da Energia Elétrica)*, 1^o edic..
- Asiminoaei, L.; Boldea, I.; Blaabjerg, F. e Hansen, S. (2007) Detection is key - harmonic detection methods for active power filter applications, *IEEE Industry Applications Magazine*, **13**:22 – 33.
- Bhattacharya, S.; Divan, D. e Banerjee, B. (1991) Synchronous frame harmonic isolator using active series filter, *EPE91 Conf. Record*, **3**:30 – 35.

- Bhattacharya, S.; Cheng, P. T. e Divan, D. M. (1997) Hybrid solutions for improving passive filter performance in high power applications, *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, **33**:732–747.
- Bhattacharya, S.; Frank, S. T. M.; Divan, D. M. e Banerjee, B. (1998) Active system implementation, *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, **4**:47–63.
- Camargo, R. F. e Pinheiro, H. (2006) Three-phase four-wire shunt active filter to reduce voltage and current distortions in distribution systems, *IEEE Industrial Electronics, IECON*, pp. 1884–1889.
- Dugan, R. C.; McGranaghan, M.; Santoso, S. e Beaty, H. W. (2003) *Electrical Power Systems Quality*, McGraw–Hill, New York, 2^o edic..
- El-Habrouk, M.; Darwish, M. K. e Mehta, P. (2000) Active power filters: A review, *IEE Proc. Electr. Power Appl.*, **147**:403–413.
- Fujita, H. e Akagi, H. (1998) The unified power quality conditioner: The integration of series and shunt-active filters, *IEEE Trans. Ind. Eletronics*, **13**:315 – 322.
- Gonzalez., D. A. e Mccall, J. C. (1987) Design of filters to reduce harmonic distortion in industrial power systems, *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, **23**:504 – 511.
- Grady, W. M.; Samotyj, M. J. e Noyola, A. H. (1990) Survey of active power line conditioning methodologies, *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, **5**:1536–1542.
- Haddad, K.; Thomas, T.; ; Joós, G. e Jaafari, A. (1997) Dynamic performance of three phase four wire active filters, *Applied Power Electronics Conference and Exposition, IEEE*, **1**:206 – 212.
- Herrera, R. S. e Salmerón, P. (2007) Instantaneous reactive power theory: A comparative evaluation of different formulations, *IEEE Trans. on Power Delivery*, **22**:595 – 604.
- IEC-61000 – 3 – 2 (1998) International Standard – Iec 61000 – 3 – 2, Geneve – Swizerland.
- IEC-61000 – 3 – 4 (1998) International Standard – Iec 61000 – 3 – 4, Geneve – Swizerland.
- IEEE-1159 (1995) Recommended Practice for Monitoring Electric Power Quality – IEEE Std 1159 – 1995.
- IEEE-519 (1993) Recommended Practices and Requirements for Harmonic Control in Electrical Power Systems – IEEE Std 519 – 1992.

- Jacobina, C.; Correa, M.; Pinheiro, R.; Lima, A. e da Silva, E. (2001) Improved fault tolerance of active power filter system, Proc. IEEE PESC'01, **3**:1635–1640.
- Jacobina, C. B. (2005) Sistemas de Acionamento Estático de Máquina Elétrica, COBEP 2005, Recife – Pernambuco – Brasil.
- Jacobina, C. B.; Oliveira, A. C.; N.Rocha; Matias, R. R.; Santos, W. R. N. e Correa, M. B. R. (2009) Three-phase series active power filter without isolation transformer and active dc source, Applied Power Electronics Conference and Exposition, **24**:403–413.
- Kaura, V. e Blasko, V. (1997) Operation of a phase locked loop system under distorted utility conditions, IEEE Trans. Ind. Applic., **33**:58 – 63.
- Kim, H.; Blaabjerg, F.; Bak-Jensen, B. e Choi, J. (2002) Instantaneous power compensation in three - phase systems by using p-q-r theory, IEEE Trans. on Power Electronics, **17**:701 – 710.
- Lascu, C.; Asiminoaei, L.; Boldea, I. e Blaabjerg, F. (2007) High performance current controller for selective harmonic compensation in active power filters, IEEE Transactions on, **22**:1826 – 1835.
- Lin, T. e Domijan, A. (2005) On power quality indices and real time measurement, Power Delivery, IEEE Transactions on, **20**:2552–2562.
- Luor, T.-S. (2000) Influence of load characteristics on the applications of passive and active harmonic filters, IEEE Trans. Ind. Applicat., **1**:128–133.
- Marques, G.; Pires, V.; Malinowski, M. e Kazmierkowski, M. (2007) An improved synchronous reference frame method for active filters, EUROCON, 2007. The International Conference on "Computer as a Tool", **2**:2564–2569.
- Martinho, E. (2009) Distúrbios da Energia Elétrica, Érica, Brasil, 1^ª edic..
- Martins, J. S.; Couto, C. e Afonso, J. L. (2003) Qualidade da energia elétrica, 3^º Congresso Luso-Moçambicano de Engenharia - CLME'2003, pp. 219–231.
- Massoud, A. M.; Finney, S. e Williams, B. (2004) Review of harmonic current extraction techniques for an active power filter, Harmonics and Quality of Power - International Conference on, pp. 154 – 159.

- Matias, R. R. (2007) Compensadores Estáticos de Potência para Sistemas Trifásicos, Dissertação de mestrado, Universidade Federal de Campina Grande, Campina Grande – Paraíba – Brasil.
- Mendalek, N. e Al-Haddad, K. (2000) Modeling and nonlinear control of shunt active power filter in the synchronous reference frame, *Harmonics and Quality of Power 2000. Proceedings. Ninth International Conference on*, **1**:30–35.
- Mendalek, N.; Al-Haddad, K.; Dessaint, L. A. e Fnaiech, F. (2001) Nonlinear control strategy applied to a shunt active power filter, *Proc. IEEE PESC'01*, **3**:1877–1882.
- Morán, L. A.; Godoy, P.; Wallace, R. e Dixon, J. (1993) A new current control strategy for active power filters using three pwm voltage source inverters, *Power Electronics Specialists Conference - IEEE*, pp. 3–9.
- Morán, L. A.; Dixon, J. W. e Wallace, R. R. (1995) A three-phase active power filter operating with fixed switching frequency for reactive power and current harmonic compensation, *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, **42**:402–408.
- Nastran, J.; Cajhen, R.; Seliger, M. e Jereb, P. (1994) Active power filter for nonlinear ac loads, *IEEE Trans. Power Eletronics*, **9**:92–96.
- Oliveira, T. M. (2001) Conversores Estáticos com Controle Digital para Aplicações em Sistemas Monofásicos, Tese de doutorado, Universidade Federal da Paraíba, Campina Grande – Paraíba – Brasil.
- Palce, D. A. (1995) *Power Electronic Converter Harmonics*, McGraw–Hill, New York, 4^o edic..
- Peng, F. Z.; Akagi, H. e Nabae, A. (1988) A novel harmonic power filter, *IEEE/PESC*, pp. 1151–1158.
- Peng, F. Z.; Akagi, H. e Nabae, A. (1990) A new approach to harmonic compensation in power systems, *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, **26**:983–990.
- Peng, F. Z.; Ott, G. W. e Adams, D. J. (1998) Harmonic and reactive power compensation based on the generalized instantaneous reactive power theory for three - phase four - wire systems, *IEEE Trans. on Power Electronics*, **13**:1174–1181.
- Pinheiro, R. F. (2001) Filtros Ativos para Sistema Equilibrados e Desequilibrados, Tese de doutorado, Universidade Federal da Paraíba, Campina Grande – Paraíba – Brasil.

- Pittorino, L.; Horn, A. e Enslin, J. (1996) Power theory evaluation for the control of an active power filter, IEEE AFRICON 4th, **2**:676–681.
- Ribeiro, R. L. A.; Profumo, F.; Jacobina, C. B.; Griva, G.; Silva, E. R. C. D. e Lima, A. M. N. (2002) A nonstandard control strategy for active power filters for unbalanced conditions of the power mains, IEEE Trans. Ind. Applicat., **2**:896–903.
- Rivas, D.; Morán, L. A.; Dixon, J. W. e Espinoza, J. R. (2003) Improving passive filter compensation performance with active techniques, IEEE Trans. Ind. Applicat., **50**:161–170.
- Routimo, M.; Salo, M. e Tuusa, H. (2005) Comparison of voltage-source and current-source shunt active power filters, Power Electronics Specialists Conference–PESC '05. IEEE 36th, pp. 2571 – 2577.
- Singh, B.; Al-Haddad, K. e Chandra, A. (1999) A review of active filters for power quality improvement, IEEE Trans. Ind. Eletronics, **46**:960–971.
- Singh, B.; Al-Haddad, K. e Chandra, A. (2005) Hybrid filters for power quality improvement, IEE Proc. Gener. Transm. Distrib., **152**:960–971.
- de Souza, F. P. (2000) Correção do Fator de Potência para Instalações de Baixa Potência Empregando Filtros Ativos, Tese de doutorado, Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis – Santa Catarina – Brasil.
- Stevenson, W. D. (1982) Elements of system analysis, McGraw–Hill, New York, 4^o edic..
- Stones, J. e Collinson, A. (2001) Power quality, Power Engineering Journal, **15**:58–64.
- Tagasawa, S.; Murase, T.; Nakano, H. e Nabae, A. (1994) Reactive power compensation a novel cross-vector theory, Transactions on ind. App. of the IEE – Japan, **114**:340–341.
- Thomas, T.; Haddad, K.; Joós, G. e Jaafari, A. (1996) Performance evaluation three phase three and four active filter, Conf. Rec. IEEE/IAS, pp. 1016 – 1023.
- Thomas, T.; Haddad, K.; Joós, G. e Jaafari, A. (1998) Design and performance of active power filters, Industry Applications Magazine, IEEE, **4**:38 – 46.
- Ucar, M.; Ozdemir, E. e Kale, M. (2004) An analysis of three-phase four-wire active power filter for harmonic elimination reactive power compensation and load balancing under nonideal mains voltage, IEEE Industrial Electronics, IECON, **4**:3089– 3094.

- Watanabe, E. H. e Aredes, M. (1998) Teoria de potência ativa e reativa instantânea e aplicações - filtros ativos e facts, XII Congresso Bras. de Automática, pp. 81–122.
- Watanabe, E. H.; Stephan, R. M. e Aredes, M. (1993) New concepts of instantaneous active and reactive powers in electrical systems with generic loads, *Power Delivery IEEE Transactions on*, **8**:697–793.
- Xu, Y.; Xiao, X.; Liu, H. e Wang, H. (2005) Parallel operation of hybrid active power filter with passive power filter or capacitors, *IEEE/PES Transmission and Distribution Conference and Exhibition*, pp. 1–6.
- Yunus, H. I. e Bass, R. M. (1996) Comparison of vsi and csi topologies for single-phase active powerfilters, *Power Electronics Specialists Conference–PESC '96 Record. and 27th Annual IEEE*, **2**:1892–1898.



Filtro Ativo de Potência

Neste anexo, é apresentado o protótipo do filtro ativo paralelo desenvolvido no LEIAM. É mostrado como foram montados e dispostos o circuito de potência e o circuito de controle.

I.1 Circuito de Controle

O circuito de controle é composto por sensores de corrente, sensores de tensão, placa para conversão do terminal de saída *flat-cable* para BNC dos sensores de corrente, placa de fácil acesso para os terminais do DSP, placa de isolamento entre os driver's das chaves e o DSP.

I.1.1 Sensor de Corrente

Para a leitura das correntes, foram desenvolvidos seis sensores com fundo de escala de 0 à 2,5A; 0 à 4,17A; 0 à 6,25A; 0 à 12,5A e com tensão de saída ajustada de acordo com o processamento a ser utilizado (microcomputador 0 - 5V, ou DSP 0 - 3V), (fig. I.1). O número total de sensores de corrente depende das seguintes estratégias a serem utilizadas:

- 6 sensores de corrente, se a técnica de controle no domínio do tempo do filtro ativo utilizar a medição da corrente do filtro e da carga;
- 3 sensores de corrente, se a técnica de controle no domínio do tempo do filtro ativo utilizar a medição da corrente da rede.

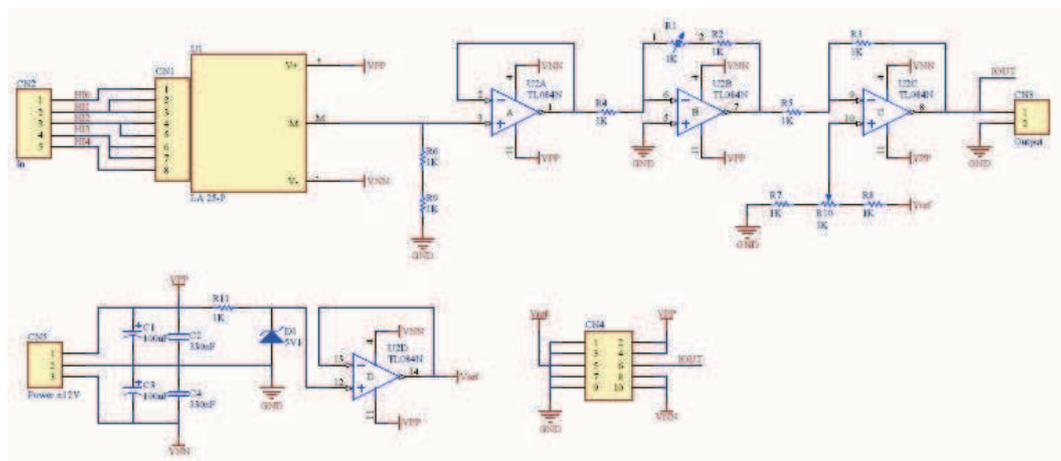


Figura I.1: Diagrama elétrico do sensor de corrente utilizado para o filtro paralelo.

Para que o valor de corrente da entrada apresente um valor proporcionalmente menor para o sinal a ser processado, utilizou-se o transdutor de feito *hall* LEM 25-P, (fig. I.1). O nível de tensão é ajustado pelo amplificador U2B e o *offset* é ajustado pelo amplificador U2C, (fig. I.1).

I.1.2 Sensor de Tensão

Para a leitura das tensões, foram desenvolvidos quatro sensores (três para a leitura da tensão da rede e um para a leitura da tensão no barramento c.c.) com fundo de escala (tabela I.1) e com tensão de saída ajustada de acordo com o processamento a ser utilizado (microcomputador 0 - 5V, ou DSP 0 - 3V) , (fig. I.2). O nível de tensão é ajustado pelo amplificador U3A e o *offset* é ajustado pelo amplificador U3B, (fig. I.2). O sensor de tensão utilizado (fig. I.2) é isolado, ou seja, a referência da tensão a ser medida é diferente da referência da tensão de saída do sinal condicionado. Isso se faz necessário para evitar qualquer tipo de problema decorrente da não isolação. Os componentes responsáveis por garantir a isolação entre o sinal de entrada medido e o sinal de saída condicionado são o amplificador isolado (ISO 122P) e o conversor c.c./c.c. (DCP 011515DBP), (fig. I.2).

Para que haja a isolação é necessário que o amplificador isolado (ISO 122P) tenha duas fontes de tensão isoladas, uma para o lado de alta tensão, e outra para o lado de baixa tensão. Uma das fontes que alimentará o circuito de baixa tensão e o restante dos circuitos do sensor é a fonte principal externa. A segunda fonte de alimentação é responsável por fazer a isolação entre as referências de tensão que é alcançada utilizando-se um conversor de

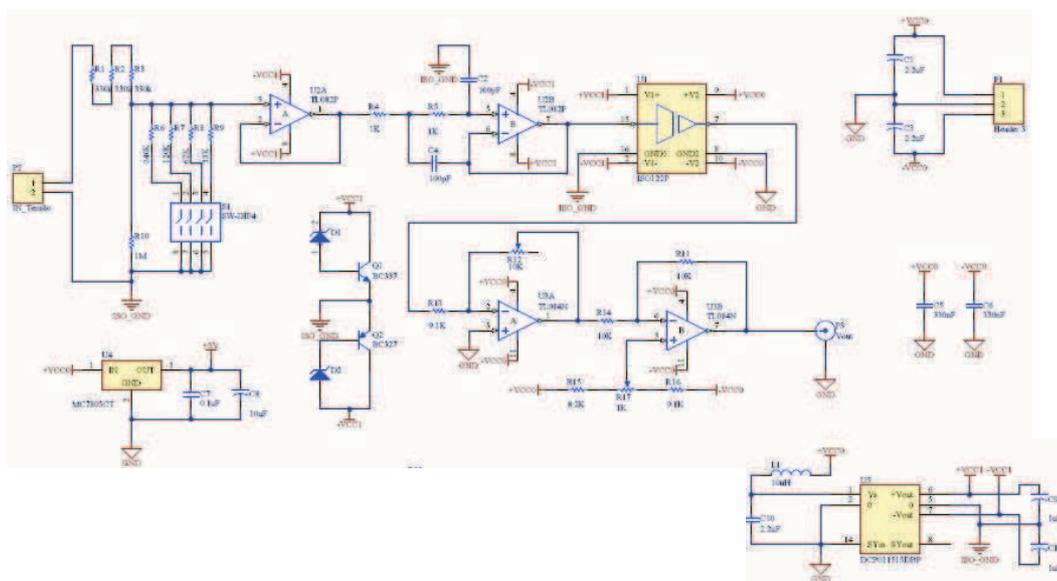


Figura I.2: Diagrama elétrico do sensor de tensão utilizado para o filtro paralelo.

tensão c.c./c.c. isolado (DCP 011515DBP). Este conversor tem tensão de entrada de +15V e saída de $\pm 15V$, potência de 1W e não possui controle na regulação da tensão de saída. Esta regulação é feita pelo circuito composto pelos transistores Q1 e Q2, e pelos diodos zener D1 e D2, (fig. I.2). A chave SW-DIP4 é responsável pelo ajuste do fundo de escala e também pelo divisor de tensão com R1, R2 e R3 para que o valor de entrada apresente um valor proporcionalmente menor para o sinal a ser processado, (fig. I.2). De acordo com a combinação da chave SW-DIP4 (S1, S2, S3 e S4), pode-se ter o seguinte fundo de escala dado na tabela I.1.

I.1.3 Placa para Conversão do Terminal de Saída *Flat-Cable* para BNC dos Sensores de Corrente

A conversão do terminal de saída de *flat-cable* para BNC dos sensores de corrente (fig. I.3) foi necessária para fazer a leitura dos sensores de corrente através das entradas A/D do DSP, já que as entradas A/D do DSP da placa de fácil acesso dos terminais do DSP são conectores BNC, (fig. I.4).

I.1.4 Placa de Fácil Acesso para os Terminais do DSP

Para ter um fácil acesso aos terminais do DSP, desenvolveu-se a placa indicada na fig. I.4. Nesta placa, os terminais dos 16 canais do A/D do DSP são do tipo BNC (1, fig. I.4), os

Tabela I.1: Fundo de escala para medição de tensão

S5	S4	S3	S2	$\pm V_i$ (V)
0	0	0	0	20
0	0	0	1	60
0	0	1	0	100
0	0	1	1	140
0	1	0	0	180
0	1	0	1	220
0	1	1	1	300
1	0	0	0	340
1	0	0	1	380
1	0	1	0	420
1	0	1	1	460
1	1	0	0	500
1	1	0	1	540
1	1	1	0	580
1	1	1	1	620

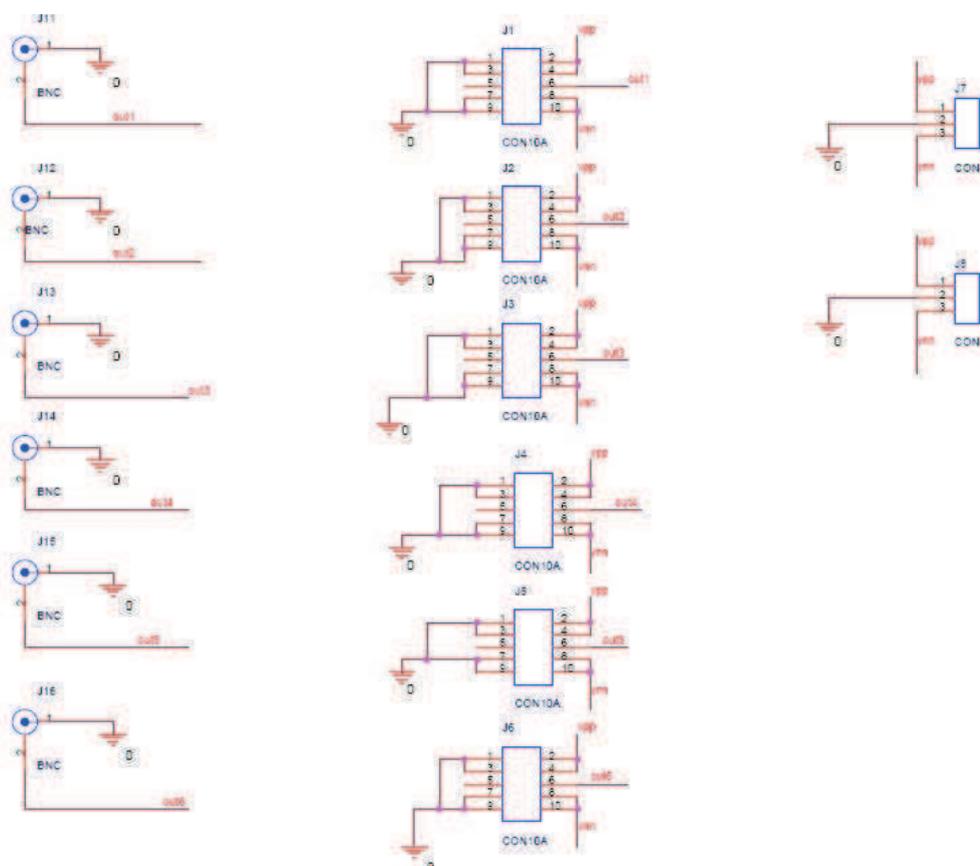


Figura I.3: Diagrama elétrico da placa para conversão do terminal de saída *flat-cable* para BNC dos sensores de corrente.

terminais do PWM e os pinos da serial são do tipo barra de pino podendo ser conectados com *flat-cable*(2, fig. I.4).

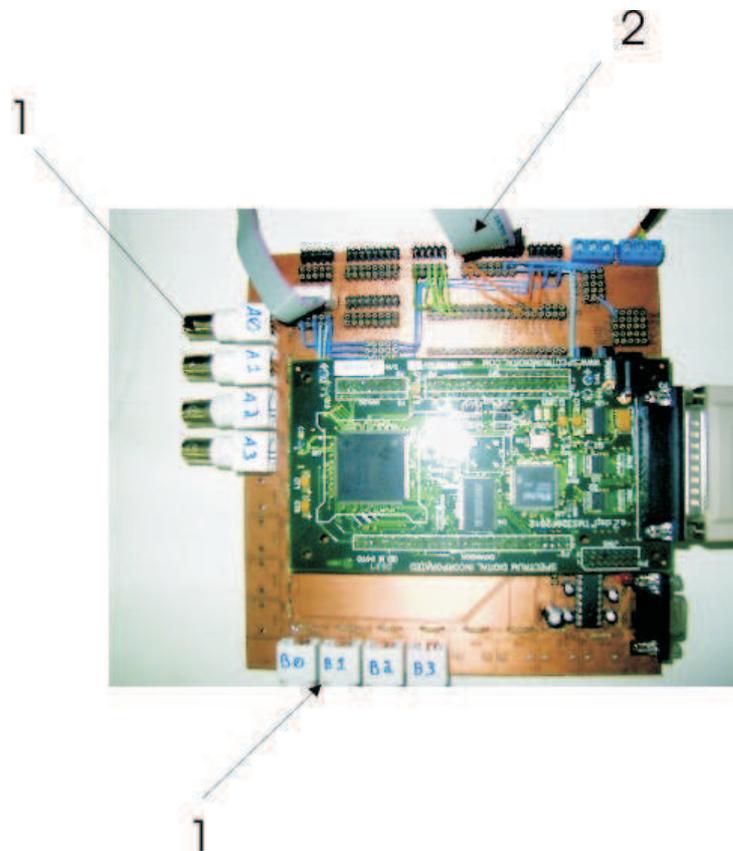


Figura I.4: Fotografia da placa de fácil acesso para os terminais do DSP.

I.1.5 Placa de Isolamento entre os *Driver's* das Chaves e o DSP

Para garantir o isolamento entre os *driver's* (SKHI22A da SEMIKRON) e o DSP e mandar um sinal lógico de 15V para os *driver's* desenvolveu-se uma placa para este propósito, (fig. I.5).

I.2 Processador Digital de Sinais – DSP

O DSP, *Digital Signal Processor*, é responsável por fazer o controle, a aquisição de dados e o monitoramento de todas as variáveis do sistema. O DSP comunica-se com o computador para o armazenamento dos dados coletados. No computador é compilado o programa do controle do filtro ativo de potência paralelo que é realizado pelo DSP.

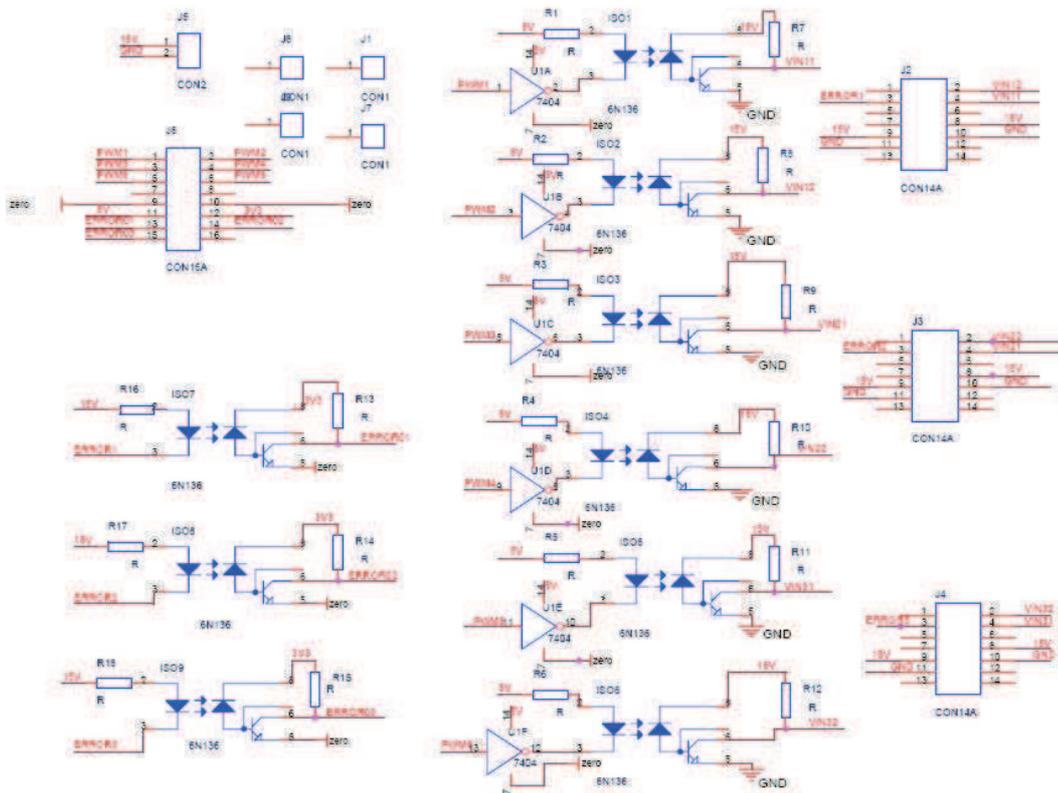


Figura I.5: Diagrama elétrico da placa de isolamento entre os *driver*'s das chaves e o DSP.

Na fig. I.6, é mostrado o DSP com todas as variáveis de entrada e saída necessárias para monitoração e controle do filtro ativo de potência paralelo apresentado neste capítulo.

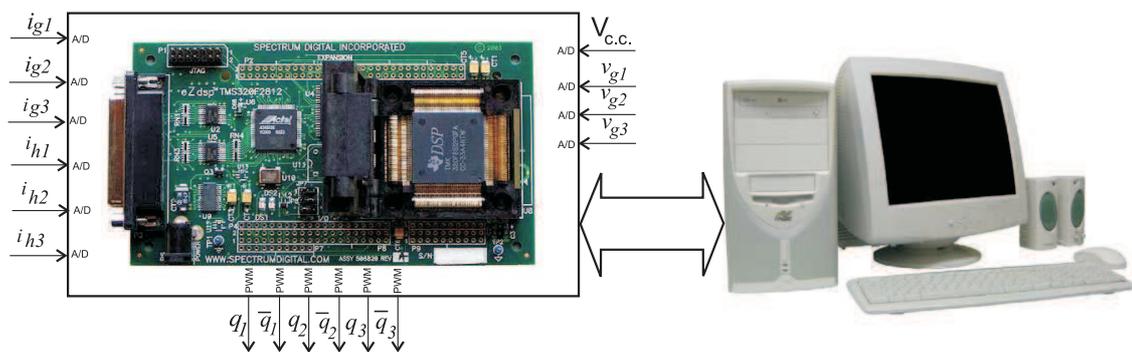


Figura I.6: DSP conectado ao computador

O DSP utilizado é o TMS320F2812 da Texas Instruments™.

I.3 Circuito de Potência

O circuito de potência tem os seguintes elementos:

- Três módulos IGBT´s SKM 50GB123D da SEMIKRON (1200V e 50A);
- Retificador com três módulos (cada módulo com dois Diodos em série) SKKD 46/12 da SEMIKRON (1200V e 45A);
- Barramento com quatro capacitores de $4700\mu\text{F}$ e 450V.

Para o acoplamento do conversor VSC com o PAC foram utilizados os indutores do fabricante MR Severo com as seguintes características:

- Modelo: Autom. com taps
- Tensão de isolamento: 1000V
- Corrente máxima: 25A
- Taps: 0,5/1/1,5/2/3/4mH

Na fig. I.7, é apresentado o indutor de acoplamento para o filtro ativo paralelo.



Figura I.7: Indutor de acoplamento utilizado para o filtro ativo paralelo.

Para verificar se os valores dos Taps estavam de acordo com os valores do fabricante, foram realizados dois ensaios: ensaio de corrente contínua e ensaio de corrente alternada.

Ensaio de Corrente Contínua

Para o ensaio de corrente contínua, calculou-se as resistências dos enrolamentos dos Taps de 1mH, 2mH e 4mH com o uso da lei de Ohm (tabela I.2). Para este ensaio, aplicou-se uma corrente de 10A nos terminais.

$$R = \frac{V_{c.c.}}{I_{c.c.}} \quad (\text{I.1})$$

Tabela I.2: Ensaio de corrente contínua

Indutor	L1 (4mH)	L1 (2mH)	L1 (1mH)
Tensão (mV)	495,200	423,400	378,000
Corrente (A)	10,000	10,000	10,000
Resistência ($m\Omega$)	49,520	42,340	37,800
Indutor	L2 (4mH)	L2 (2mH)	L2 (1mH)
Tensão (mV)	480,100	413,900	371,500
Corrente (A)	10	10	10
Resistência ($m\Omega$)	48,010	41,390	37,150
Indutor	L3 (4mH)	L3 (2mH)	L3 (1mH)
Tensão (mV)	491,000	427,100	378,900
Corrente (A)	10,000	10,000	10,000
Resistência ($m\Omega$)	49,100	42,710	37,890

Ensaio de Corrente Alternada

Para o ensaio de corrente alternada, determinou-se a impedância dos indutores de acoplamento com (I.2). Em seguida, com (I.3), encontrou os valores das indutâncias para os TAPS de 1mH/2mH/3mH. Nas tabelas I.3, I.4 e I.4, encontram-se os valores de tensão, corrente e frequência aplicada nos terminais dos TAPS de 1mH/2mH/3mH.

$$Z = \frac{V}{I} \quad (\text{I.2})$$

$$l = \frac{\sqrt{Z^2 - R^2}}{2\pi f} \quad (\text{I.3})$$

Tabela I.3: Ensaio de corrente alternada - Indutor 1

L1 (4mH)	600Hz	300Hz	60Hz
Tensão (V)	153,000	80,600	17,800
Corrente (A)	12,400	12,400	12,300
Impedância (Ω)	12,339	6,500	1,447
Indutância (mH)	3,274	3,448	3,838
L1 (2mH)	600Hz	300Hz	60Hz
Tensão (V)	78,000	46,000	9,150
Corrente (A)	12,500	12,500	12,500
Impedância (Ω)	6,240	3,248	0,732
Indutância (mH)	1,656	1,721	1,939
L1 (mH)	600Hz	300Hz	60Hz
Tensão (V)	39,100	20,300	4,500
Corrente (A)	12,600	12,600	12,600
Impedância (Ω)	3,103	1,611	0,357
Indutância (mH)	0,823	0,855	0,942

Tabela I.4: Ensaio de corrente alternada - Indutor 2

L2 (4mH)	600Hz	300Hz	60Hz
Tensão (V)	153,000	82,800	18,400
Corrente (A)	11,700	12,200	12,300
Impedância (Ω)	13,079	6,787	1,496
Indutância (mH)	3,471	3,602	3,968
L2 (2mH)	600Hz	300Hz	60Hz
Tensão (V)	79,200	41,500	9,260
Corrente (A)	11,700	12,200	12,300
Impedância (Ω)	6,336	3,320	0,735
Indutância (mH)	1,681	1,762	1,948
L2 (mH)	600Hz	300Hz	60Hz
Tensão (V)	39,700	20,900	4,550
Corrente (A)	12,500	12,500	12,500
Impedância (Ω)	3,176	1,672	0,364
Indutância (mH)	0,843	0,887	0,961

Tabela I.5: Ensaio de corrente alternada - Indutor 3

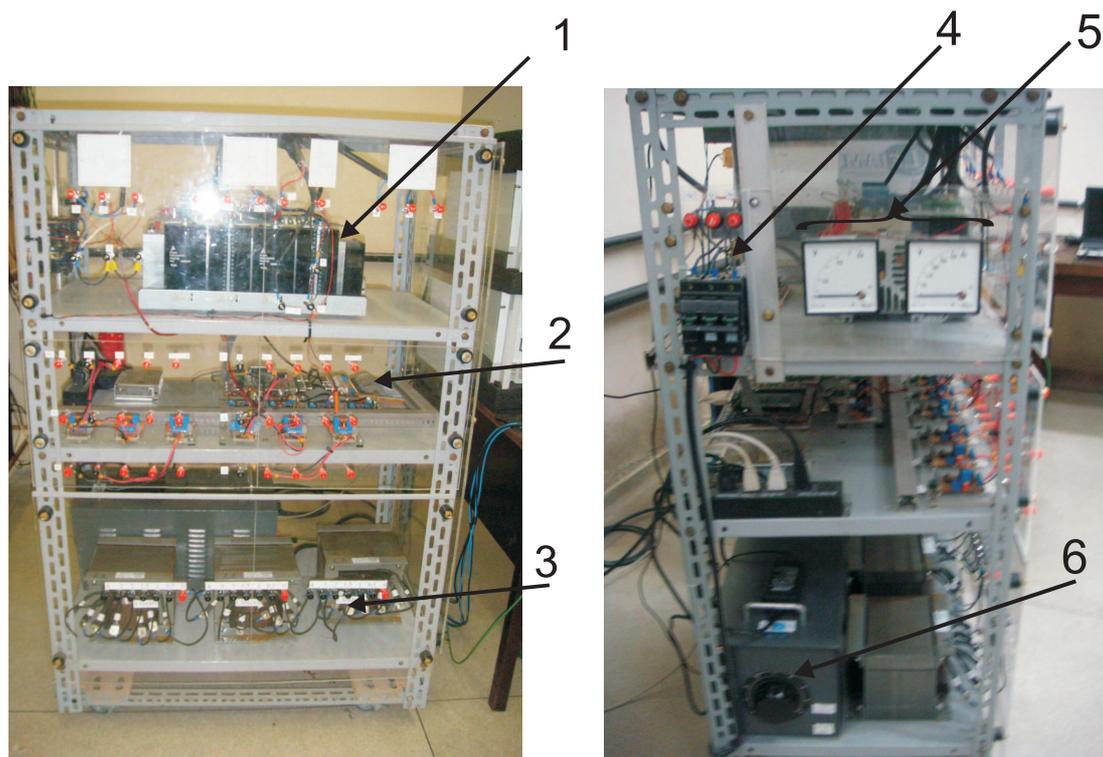
L3 (4mH)	600Hz	300Hz	60Hz
Tensão (V)	153	83,5	18,4
Corrente (A)	11,6	12,2	12,2
Impedância (Ω)	13,190	6,844	1,508
Indutância (mH)	3,501	3,623	4,000
L3 (2mH)Indutor	600Hz	300Hz	60Hz
Tensão (V)	79,3	41,6	9,26
Corrente (A)	12,3	12,4	12,6
Impedância (Ω)	6,440	3,354	0,734
Indutância (mH)	1,709	1,780	1,945
L3 (1mH)	600Hz	300Hz	60Hz
Tensão (V)	39,9	20,7	4,6
Corrente (A)	12,3	12,3	12,4
Impedância (Ω)	3,243	1,683	0,371
Indutância (mH)	0,861	0,893	0,980

Os resultados encontrados foram considerados bons, com os valores dos ensaios próximos dos valores apresentados nos TAPS na frequência de 600Hz um erro em torno de 15% e na frequência de 60Hz um erro em torno de 3%.

I.4 Montagem do Sistema para Ensaios

Na fig. I.8, é observada a plataforma de ensaios que se encontra montada no LEIAM. A montagem é composta por:

1. Conversor VSC;
2. Circuito de aquisição e controle;
3. Indutores de acoplamento;
4. Circuito de proteção para o circuito de força;
5. Voltímetros para leitura das tensões do barramento c.c. e da rede trifásica;
6. Autotransformador.



(a) Vista frontal da montagem.

(b) Vista lateral da montagem.

Figura I.8: Vista frontal e lateral da montagem do filtro ativo paralelo.

Para o autotransformador utilizado como fonte trifásica do sistema apresentado na [fig.I.8\(b\)](#), foi realizado um ensaio para determinar sua impedância em função do percentual da tensão nominal dele ([tabela I.6](#)). Este autotransformador tem as seguintes características:

- Modelo: T-3807;
- Frequência: 60Hz;
- Corrente: 7,5A;
- Potência: 5,455kVA;
- Fabricante: Auje Eletro-eletrônicos

Na [fig.I.9](#), é apresentado o resultado do ensaio da indutância em função do percentual da tensão nominal para o autotransformador.

Tabela I.6: Resultados do ensaio da indutância do autotransformador

V_n (%)	L (mH)
20	0,35
40	0,87
60	1,33
80	1,79
100	2,32

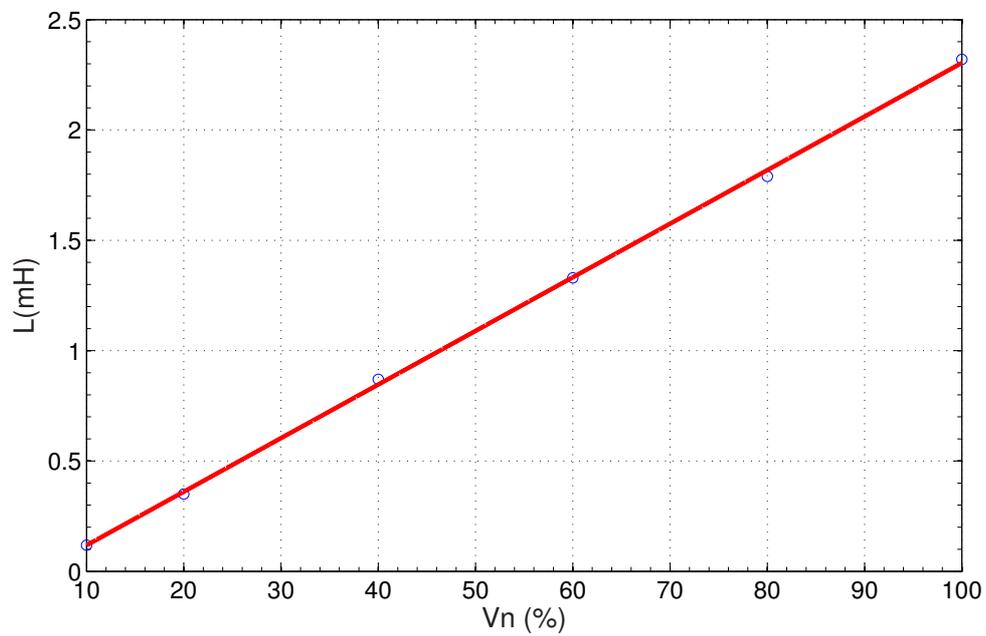


Figura I.9: Indutância em função da tensão do autotransformador trifásico.