# Estratégias de Controle e Operação de Filtros Ativos de Potência Paralelos

# Orlei de Oliveira Barbosa

Dissertação de Mestrado submetida à Coordenação dos Cursos de Pós-Gradução em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Campina Grande como parte dos requisitos necessários para obtenção do grau de Mestre em Engenharia Elétrica.

Área de Concentração: Processamento de Energia

Antônio Marcus Nogueira Lima, Dr. Orientador Ricardo Lúcio de Araujo Ribeiro, DSc. Orientador

Campina Grande, Paraíba, Brasil ©Orlei de Oliveira Barbosa, Abril de 2004



B238e	Barbosa, Orlei de Oliveira
2004	Estratégias de controle e operação de filtros ativos de potência paralelos/Orlei de Oliveira
2004	BarbosaCampina Grande: UFCG. 2004.
	119p.: il.
	Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica).
	UFCG/CCT.
	Inclui Bibliografia
	1. Filtros Ativos de Potência 2. Qualidade de
	Energia 3.Métodos de Sincronismo.
	CDU: 621.3.072.8

## ESTRATÉGIAS DE CONTROLE E OPERAÇÃO DE FILTROS ATIVOS DE POTÊNCIA PARALELOS

## ORLEI DE OLIVEIRA BARBOSA

Dissertação Aprovada em 02.04.2004

- NO 200

ANDAL MEN

ALE AVAILAND ALE

A THE CONTRACTOR

No. Station

ANTONIO MARCUS NOGUEIRA LIMA, Dr., UFCG -Orientador

RICARDO LÚCIO DE ARAUJO RIBEIRO, D.Sc., UFPB Orientador

Une lee

CURSINO BRANDÃO JACOBINA, Dr.Ing., UFCG Componente da Banca

ANDRÉS Ø<del>RTIZ SALAZAR,</del> Dr., UFRN Componente da Banca

> CAMPINA GRANDE - PB Abril - 2004

# Dedicatória

Dedico este trabalho,

Ao meu pai, Djalma de Oliveira Barbosa e a minha mãe, Elizabete Monteiro Barbosa, eternas referências de honestidade, ética e dedicação.

Aos meus irmãos, Cide, Junior, Sirley e Sirleia.

Aos amigos, José Alves, Sérgio Murilo, Marta Gerusa, Alfranque Amaral e Arlindo Garcia; a minha namorada, Elma Cordeiro; e aos inúmeros amigos que suportaram pacientemente tantos instantes de mau humor, ausências e preocupações retribuindo com incentivo e compreensão.

A todos que fazem o LEIAM (Laboratório de Eletrônica Industrial e Acionamento de Máquinas) e o LIEC (Laboratório de Instrumentação Eletrônica).

# Agradecimentos

Agradeço aos Professores Antonio Marcus Nogueira Lima e Ricardo Lúcio de Araujo Ribeiro, não apenas pela orientação valiosa, indispensável a realização deste trabalho, mas também pela confiança.

Aos meus grandes amigos, José Alves, Sergio Murilo, Marta Gerusa, Alfranque Amaral e Arlindo Garcia, que, além da amizade prestaram apoio e ensinamentos inestimáveis em todos os momentos da elaboração deste trabalho.

Ao Professor Mauricio Brandão, pelas sugestões, orientações e pelo tratamento sempre cordial.

Aos Professores Cursino Brandão Jacobina, Talvanes Meneses Oliveira e Edison Roberto C. da Silva, pelas discussões sempre úteis.

Aos professores Péricles Rezende Barros, Angelo Perkusich e José Sérgio da Rocha Neto, pela atenção e disponibilidade permanentes.

Aos amigos do laboratório LEIAM (Laboratório de Eletrônica Industrial e Acionamento de Máquinas), Euzeli, Alexandre, Antonio, Alberto e Isaac, pela ajuda, incentivo e palavras de apoio.

A todos os companheiros do LIEC (Laboratório de Instrumentação Eletrônica). Aos funcionários da COPELE.

Aos funcionários do Departamento de Engenharia Elétrica.

Ao CNPq que proporcionou o suporte financeiro, para realização deste trabalho.

iv

# Resumo

A THAN

NEAR AREAS

Esta dissertação de mestrado trata do estudo de Filtros Ativos de Potência Paralelos. O trabalho enfoca os diversos problemas presentes nos sistemas de distribuição elétricos, relacionados com a qualidade de energia. O estudo aborda uma configuração de circuito particular de Filtro Ativo de Potência, Filtros Ativos de Potência (FAP) Paralelos, discorrendo sobre a problemática de controle e dimensionamento na implementação deste tipo de circuito.

Para confecção do trabalho vários tópicos foram abordados.

Inicialmente é apresentado um estudo comparativo de métodos de detecção de fase e um novo algoritmo de detecção, capaz de rejeitar harmônicos de alta ordem, de baixa ordem, variações na frequência da tensão de barramento CA e assimetrias. O algoritmo possui pequena carga computacional quando comparado com os métodos tradicionais presentes na literatura.

Logo em seguida, discorre-se sobre um estudo em regime transitório da configuração FAP paralelos. Tal estudo apresenta um algoritmo de projeto de circuitos FAP paralelos, possibilitando o dimensionamento dos componentes passivos (indutâncias e capacitâncias) e ativos (chaves e diodos) do circuito, através das especificações da carga.

É apresentada então a modelagem do circuito FAP paralelos, que serve como parâmetro de projeto dos controladores de corrente e do controlador do barramento CC.

O trabalho conclui com a apresentação de resultados experimentais do protótipo montado no laboratório, funcionando com o algoritmo de sincronismo proposto. Nesse protótipo é implementado o método de controle dq (domínio do tempo) e FFT (domínio da frequência), compensando harmônicas de corrente e corrigindo fator de potência.

v

# Abstract

This master thesis presents a study of a Shunt Active Power System Filter (FAPS). The work describes the problems variety faced in the electric distribution systems, related with the quality of energy. The study approaches a particular configuration of Active Power System Filter, Shunt Active Power System Filter, discoursing the control problem and project at circuits implementation. The work has as contribution a comparative study of methods of phase detection and presents a new algorithm, capable to reject high order harmonics, low order harmonics, variations in the grid frequency and unbalanced conditions. The algorithm has a small computational load. It is also presented a transient study of configuration Shunt FAPS, that gives a project tools to the passive (inductors and capacitors) and actives (power keys and diodes) circuit components, through the load specifications. The system modelling is presented, that serves as project parameter of the currents controllers and the link dc controller. Finally, it is presented experimental results of the prototype mounted in the laboratory, working with proposed synchronization algorithm. In the prototype the control method dq (time domain) and FFT (frequency domain) are implemented, and experimental results are discussed.

# Conteúdo

1	Intr	oduçā	ο	1
	1.1	Classi	ficação de Filtros Ativos de Potência	2
		1.1.1	Introdução	2
		1.1.2	Faixa de Potência e a Velocidade de Resposta Requerida no Sistema	
			Compensado	<b>2</b>
		1.1.3	Configuração e Conexão ao Sistema de Potência	3
		1.1.4	Objetivos da Compensação	6
		1.1.5	Leis de Controle	8
		1.1.6	Técnica de Estimação da Referência Corrente/Tensão	9
	1.2	Estrat	égia de Controle de um Filtro Ativo de Potência	12
		1.2.1	Condicionamento de Sinal	13
		1.2.2	Derivação dos Sinais de Compensação	13
	1.3	Descri	ção do Problema e dos Capítulos da Dissertação	14
2	Des	crição	do Sistema e Modelagem	17
	2.1	Introd	ução	17
	2.2	Model	o do Filtro	17
	2.3	Model	o do barramento CC	21
	2.4	Conclu	usões	22
3	Anź	ilise Ti	ransitória de Filtros Ativos de Potência Paralelos	23
	3.1	Anális	e no Transitório: Algoritmo de Dimensionamento para Filtros Ativos	
		de Potência Paralelos		
		3.1.1	Coleta de Dados para o Algoritmo de Dimensionamento	23
		3.1.1 3.1.2	Coleta de Dados para o Algoritmo de Dimensionamento Potência do Conversor	23 24
		3.1.1 3.1.2 3.1.3	Coleta de Dados para o Algoritmo de Dimensionamento   Potência do Conversor	23 24 26

ŝ
-
2 34 34
÷.
9
t
14 12
i.
ġ.
la L
i i i N
a V Alf
17 5 5
i.
jet P
iyo 
94 25
laf Natio
ан Кол
ны. 151
Ŋ.
÷

	3.2	Conclusões	37
4	Sist	temas de Detecção de Fase	38
	4.1	Sistemas Convencionais de Detecção de Fase	38
		4.1.1 Introdução	38
		4.1.2 Estudo de Métodos	39
		4.1.3 Resultados de Simulação	47
		4.1.4 Resultados Experimentais	52
	4.2	Nova Formulação de Algoritmo de Sicronização de Fase	70
		4.2.1 Princípios operacionais	70
		4.2.2 Transitórios, Harmônicos e Assimetrias	75
		4.2.3 Projeto do Filtro $H(s)$	78
		4.2.4 Resultados de Simulação	79
		4.2.5 Resultados Experimentais	83
	4.3	Considerações Finais sobre os Métodos de Detecção de Fase	87
		4.3.1 Comparação dos Métodos de Detecção de Fase	87
	4.4	Conclusões	89
5	Pro	ojeto dos Controladores	91
	5.1	Introdução	91
	5.2	Controlador de Corrente	91
		5.2.1 Projeto dos controladores de corrente	92
	5.3	Controlador da tensão de barramento cc	94
		5.3.1 Projeto do controlador de tensão do barramento co	94
	5.4	Conclusões	95
6	$\mathbf{Res}$	sultados Experimentais	96
	6.1	Resultados Experimentais com Método $dq$	96
		6.1.1 Introdução	96
		6.1.2 Resultados Experimentais com Método $dq$ para $l_l = 3mH$	99
		6.1.3 Resultados Experimentais com Método $dq$ para $l_l = 1mH$	102
	6.2	Resultados Experimentais com Método FFT	106
		6.2.1 Resultados Experimentais com Método $FFT$ para $l_l = 3mH$	106
		6.2.2 Resultados Experimentais com Método $FFT$ para $l_l = 1mH$	106
	6.3	Conclusões	113

!

7	Cor	Conclusões e Sugestões para Trabalhos Futuros				
	7.1	Introdução	114			
	7.2	Sugestões para Trabalhos Futuros	115			
	Bib	liografia	116			

· 1997年1月1日日,1997年1月1日日,1997年1月1日,1997年1月1日。 1997年1月1日日,1997年1月1日日,1997年1月1日日,1997年1月1日日,1997年1月1日日,1997年1月1日日

# Lista de Símbolos e Abreviaturas

Abreviatura	Descrição
FAP	Filtro Ativo de Potência
PWM	Modulação por largura de pulso (Pulse Width Modulation)
PI	Controlador Proporcional Integral
$a^s$	variável qualquer "a" no referencial $s$
$i^s_{f_1}, i^s_{f_2}, i^s_{f_3}$	Correntes trifásicas do filtro ativo no referencial estacionário
$i_{l_1}^s, i_{l_2}^s, i_{l_3}^s$	Correntes trifásicas da carga no referencial estacionário
$i^{s}_{1}, i^{s}_{2}, i^{s}_{3}$	Correntes trifásicas da fonte no referencial estacionário
$v^s_{\scriptscriptstyle 1}, v^s_{\scriptscriptstyle 2}, v^s_{\scriptscriptstyle 3}$	Tensões trifásicas da fonte no referencial estacionário
$e^s_{_{f1}}, e^s_{_{f2}}, e^s_{_{f3}}$	Tensões trifásicas do FAP no referencial estacionário
$v_{l_1}^s, v_{l_2}^s, v_{l_3}^s$	Tensões trifásicas do PAC (carga) no referencial estacionário
Α	Matriz de conversão "odq" para componentes de fase
$cos\phi$	Fator de potência
p	potência ativa fornecida pelo gerador
q	potência reativa fornecida pelo gerador
8	potência aparente fornecida pelo gerador
$p_f$	potência ativa fornecida pelo filtro
$q_f$	potência reativa fornecida pelo filtro
$S_f$	potência reativa fornecida pelo filtro
$p_l$	potência ativa fornecida pela carga
$q_l$	potência reativa fornecida pela carga
$s_l$	potência reativa fornecida pela carga
PI	Controlador Proporcional Integral
dq	Referencial de eixos em quadratura
$r_1, r_2, r_3$	resistências de fase do alimentador
$l_1, l_2, l_3$	indutâncias de fase do alimentador

PAC	Ponto de Acoplamento Comum
FAP	Filtro Ativo de Potência
PLL	Do inglês: Phase Locked Loop
RLS-ER	Mínimos Quadrados Recursivo com Reset Eterno
WLSE-ER	Mínimos Quadrados Ponderado (Weighted Least-Square Estimation)
APQC	Condicionador de Energia Universal (Active Power Quality Condicioner)
UPQC	Condicionador Unificado de Energia (Unified Power Quality Condicioner)
STATCOM	Compensador síncrono estático (Static Synchronous Compensator)
FFT	Transformada de Fourier Rápida (Fast Fourier Transform)
DFT	Transformada de Fourier discreta (Discrete Fourier Transform)
VCO	Oscilador controlado em tensão (Voltage Controlled Oscillator)
FPB	Filtro Passa Baixa
FPA	Filtro Passa Alta
THD	Distorção Harmônica total (Total Harmonic Distortion)
VSI	Inversor Fonte de Tensão
CSI	Inversor Fonte de Corrente
DSP	Processador Digital de sinais (Digital Signal Processing)
AD	Conversor Analógico Digital
DA	Conversor Digital Analógico
PPI	Circuito de Comunicação Paralela
TIMER	Circuito Temporizador
FTMF	Função de transferência em Malha fechada

 $\mathbf{x}\mathbf{i}$ 

14.6

10.41

k

į.

 $j_{i} \in$ 

# Lista de Tabelas

, 100 A

3.1	Especificação da carga para procedimento de projeto.	35
3.2	Parâmetros de projeto do capacitor do barramento CC	36
4.1	Comparação entre tempos de Cálculo	88
4.2	Resumo de resultados dos algoritmos de sincronização	89
6.1	Valores dos componentes do protótipo	96

# Lista de Figuras

1.1	Subdivisão de acordo com faixa de potência	3
1.2	Configuração filtro ativo paralelo	4
1.3	Combinação de filtro ativo paralelo e passivo paralelo	4
1.4	Combinação de filtro ativo série e passivo paralelo	5
1.5	Combinação de filtro ativo série e paralelo	5
1.6	Configuração filtro ativo série	5
1.7	Subdivisão de acordo com o objetivo da compensação	6
1.8	Subdivisão de acordo com a técnica de estimação tensão/corrente	9
1.9	Método extrator de harmônicos pq	11
1.10	Método extrator de harmônicos dq	11
1.11	Diagrama unifilar de conexão típica de sistema FAP a uma carga	15
2.1	Esquemático de um sistema de potência no qual inclui-se um filtro ativo de potência paralelo.	18
2.2	Modelo equivalente unifilar de um sistema carga/fonte não-linear com filtro	
	ativo de potência paralelo.	18
3.1	Esquemático de um sistema de potência no qual inclui-se um filtro ativo de	94
2 9	Modele aquivelente de sisteme de petêncie ne que inclui se um filtre ative	24
0.2	da potôncia paralelo	95
ગ્ર	Esiva de potência de EAP companyando dictoraño harmônica o fator de	20
0.0	notência usando Eq. (3.6)	26
34	Faixa de potência do FAP compensando somente distorção harmônica us-	20
0.1	ando Eq. (37)	97
3.5	Circuito equivalente por fase para sistema com FAP paralelo	21 97
3.6	Simulações para seleção de C em função de $\Delta v$ e THD usando Eq. (3.24)	31
3.7	Simulações para seleção de C em função de $\Delta u_c$ e THD usando Eq. (3.24).	<i>3</i> 0
<b>See 1</b>	containing the particular $dc \rightarrow c_0 c$ in the manual Eq. (0.24).	04

÷.,
÷
2
$\langle \cdot \rangle$
e
÷1
2
1
2
ĥ
- G
1
÷.,
1
er ng
:
1
da ta
11
1. 1. j.
tar tar
80
÷.
s
1
· · ·
ч
14
14
< 3
÷.,
19 N
·
1
1.1
1
·
e a
121
- 10 - 10
$\{ f_{i}^{(1)} \}_{i \in \mathbb{N}}$
2
1. (A.
<u>.</u> ÷

3.8	Resultados de simulação para o riple de corrente usando Eq. (3.26)	34
3.9	Resultados de simulação para a máxima derivada de corrente gerada pelo	
	filtro usando Eq. (3.30).	34
4.1	Exemplo de sinal típico a ser determinada a fase.	40
4.2	Diagrama de blocos de PLL por cruzamento por zero	40
4.3	Diagrama do PLL por transformação de coordenadas	41
4.4	Diagrama de blocos de sistema de detecção de fase baseado em filtro passa-	
	baixa	46
4.5	Resultados de simulação da resposta do algoritmo por transformação de	
	coordenadas a sinal com harmônicos de baixa frequência	48
4.6	Resultados de simulação da resposta do algoritmo por transformação de	
	coordenadas a sinal com harmônicos de baixa frequência (fase).	48
4.7	Resultado de simulação da resposta do algoritmo por transformação de co-	
	ordenadas a desbalanceamento em tensão.	49
4.8	Resultado de simulação da resposta do algoritmo por transformação de co-	
	ordenadas a desbalanceamento em tensão (fase)	49
4.9	Resultado de simulação do algoritmo DFT a um sinal com harmônicos de	
	baixa	50
4.10	Resultado de simulação de resposta do algoritmo DFT desbalanceamento	
	em tensão	51
4.11	Resultado de simulação de resposta do algoritmo passa-baixa a sinais com	
	harmônicos de baixa.	51
4.12	Resultado de simulação de resposta do algoritmo FPB em quadratura a	
	desbalanceamento em tensão.	52
4.13	Resultado de simulação de resposta do algoritmo WLSE-ER a um sinal com	
	harmônicos de baixa.(sem reinicialização)	53
4.14	Resultado de simulação de resposta do algoritmo WLSE-ER a um sinal com	
	desbalanceamento em tensão.	53
4.15	Resultados experimentais da resposta do algoritmo por transformação de	
	coordenadas em sistema balanceado (tensões de linha)	54
4.16	Resultados experimentais da resposta do algoritmo por transformação de	
	coordenadas em sistema balanceado (comparação entre o sinal o sinal real e	
	o estimado)	54
4.17	Resultados experimentais da resposta do algoritmo por transformação de	
	coordenadas em sistema balanceado. (fase)	55

4.18	Resultado experimental de comparação entre o sinal $V_{\alpha}$ (extraída a funda-	
	mental) e o sinal estimado pelo algoritmo de transformação de coordenadas	•
	em sistema balanceado.	56
4.19	Resultados experimentais do algoritmo por transformação de coordenadas	
	em sistema desbalanceado (tensões de linha)	56
4.20	Resultados experimentais da resposta do algoritmo por transformação de	
	coordenadas em sistema desbalanceado (comparação entre o sinal real e o	
	estimado)	57
4.21	Resultados experimentais da resposta do algoritmo por transformação de	
	coordenadas em sistema desbalanceado. (fase estimada)	57
4.22	Resultado experimental de comparação entre o sinal $V_{\alpha}$ (extraída a funda-	
	mental) e o sinal estimado pelo algoritmo de transformação de coordenadas	
	em sistema desbalanceado	58
4.23	Resultados experimentais de resposta do algoritmo por transformação de	
	coordenadas a transitório (tensões de linha).	58
4.24	Resultados experimentais do algoritmo por transformação de coordenadas a $\hfill \hfill \hfil$	
	transitório (Comparação do sinal estimado e o real)	59
4.25	Resultados experimentais do algoritmo Blasko em sistema desbalanceado (fase)	59
4.26	Resultados experimentais de comparação entre o sinal $V_{\alpha}$ (extraída a funda-	
	mental) e o sinal estimado pelo algoritmo de tranformação de coordenadas	
	no transitório	60
4.27	Resultados experimentais do algoritmo RLS Sistema balanceado com reini-	
	cialização a um período (tensões de linha)	61
4.28	Resultados experimentais do algoritmo RLS em sistema balanceado com	
	reinicialização a um período (comparação entre o sinal real e o estimado)	61
4.29	Resultados experimentais de comparação entre o sinal $V_{\alpha}$ (extraída a funda-	
	mental) e o sinal estimado pelo algoritmo RLS em sistema balanceado com	
	reinicialização a um período	62
4.30	Resultados experimentais de resposta a transitório do algoritmo RLS com	
	reinicialização a um período (tensões de linha)	62
4.31	Resultados experimentais de resposta a transitório do algoritmo RLS com	
	reinicialização a um período (comparação entre o sinal real e estimado) $$ .	63
4.32	Resultados experimentais de resposta da do algoritmo DFT (tensões de linha)	63
4.33	Resultados experimentais de resposta da do algoritmo DFT (comparação	
	entre o sinal real e o estimado)	64

4.34	Resultados experimentais de comparação entre o sinal $V_{\alpha}$ (extraída a funda-	
	mental) e o sinal estimado pelo algoritmo DFT	64
4.35	Resultados experimentais de resposta a transitório do algoritmo DFT (ten-	
	sões de linha) $\ldots$	65
4.36	Resultados experimentais de resposta a transitório do algoritmo DFT. (com-	
	paração entre o sinal real e o estimado)	65
4.37	Resultados experimentais de resposta do algoritmo FPB em quadratura a	
	sistema balanceado (tensões de linha).	66
4.38	Resultados experimentais de resposta do algoritmo FPB em quadratura a	
	sistema balanceado (comparação entre o sinal real e o estimado)	67
4.39	Resultados experimentais de comparação entre o sinal $V_{\alpha}$ (extraída a funda-	
	mental) e o sinal estimado pelo algoritmo FPB.	67
4.40	Resultados experimentais de resposta a transitório do algoritmo FPB em	
	quadratura (tensões de linha)	68
4.41	Resultados experimentais de resposta a transitório do algoritmo FPB em	
	quadratura (comparação entre o sinal real e o estimado)	68
4.42	Resultados experimentais de resposta do algoritmo WLSE-ER (tensões de	
	linha)	69
4.43	Resultados experimentais de resposta do algoritmo WLSE-ER (comparação $\hfill \hfill $	
	entre o sinal real e o estimado) $\ldots$	69
4.44	Resultados experimentais de comparação entre o sinal estimado e o sinal $v_{\alpha}$	
	(extraída a fundamental) e o sinal estimado pelo algoritmo WLSE-ER. $$ .	70
4.45	Resultados experimentais de resposta a transitório do algoritmo WLES-ER	
	(tensões de linha)	71
4.46	Resultados experimentais de resposta do algoritmo WLSE-ER a transitório	
	(comparação entre o sinal real e o estimado)	71
4.47	Esquemático de um circuito PLL clássico	72
4.48	Diagrama de blocos do esquema PLL proposto	74
4.49	Esquemático do VCO modificado	74
4.50	Esquemático do VCO tradicional	74
4.51	Diagrama de blocos do esquema PLL proposto	77
4.52	Diagrama de blocos de esquema separador de sequências.	78
4.53	Diagrama de Bode para controlador $H(s)$ com $k_b = 3600$ e $k_a = 48$	80
4.54	Resposta ao degrau Lugar das raízes para o filtro H com $k_b=3600$ e $k_a=48$	80

a contra construir a Managaria a construir a construir a Managaria

nandar - Nanadar - Nanadar - Antonio - Antonio - Nanadar - Nanadar - Nanadar - Nanadar - Nanadar - Nanadar - N

4.55	Resultado de simulação da resposta do algoritmo proposto a harmônicas de	
	baixa	81
4.56	Resultado de simulação da resposta do algoritmo proposto a harmônicas de	
	baixa (fase).	81
4.57	Resultado de simulação da resposta do algoritmo proposto a desbalancea-	
	mento em tensão.	82
4.58	Resultado de simulação da resposta do algoritmo proposto a desbalancea-	
	mento em tensão (fase).	82
4.59	Resultados experimentais do algoritmo proposto (tensões de linha)	83
4.60	Resultados experimentais do algoritmo proposto (Comparação entre o sinal	
	real e o estimado)	84
4.61	Resultados experimentais do algoritmo proposto (sinais de fase estimado) .	84
4.62	Resultados experimentais de comparação entre o sinal estimado e o sinal $v_{\alpha}$	
	(extraída a fundamental) e o sinal estimado pelo algoritmo proposto. $\ .$ .	85
4.63	Resultados experimentais do algoritmo proposto a transitório (tensões de	
	linha)	85
4.64	Resultados experimentais do algoritmo proposto no transitório (comparação	
	entre o sinal real e o estimado)	86
4.65	Resultados experimentais do algoritmo proposto no transitório (sinal de fase	
	estímado)	86
4.66	Resultados experimentais de comparação entre o sinal estimado e o sinal	
	$v_{\alpha}$ (extraída a fundamental) e o sinal estimado pelo algoritmo proposto no	
	transitório	87
<b>۲</b> 1	Diagrama de blaces de estratégie de controle	00
к. 9.1	Diagrama de biocos da estrategia de controle	92
0.4 5 9	Diagrama de blogos de sistema de controle de tenção de barramente co	93
J.J	Diagrama de biocos do sistema de controle da tensão do barramento cc	94
6.1	Diagrama em blocos do extrator de harmônicos FFT	97
6.2	Diagrama em blocos do algoritmo de execução do sistema de filtro.	98
6.3	Resultados experimentais adquiridos com osciloscópio $i_{s_1}$ e $i_{l_1}$ (método $dq$	
	$l_l = 3mH$ )	99
6.4	Resultados experimentais $v_c$ (método $dq \ l_{l_1} = 3mH$ )	100
6.5	Resultados experimentais $v_{l_1}, v_{l_2}, v_{l_3}$ com THD $(v_{l_1})$ =8.9% (método $dq~l_l$ =	
	3mH)	100
6.6	FFT de $v_{l_1}$ experimental (método $dq \ l_l = 3mH$ )	101

And the second second

where the first section is a finite set of the section sector section  $\mathcal{T}^{(1)}_{\rm eff}(x)$  with

. Sec

.... VVI 47.

(1,1,1)

6.7	Resultados experimentais $i_{s_k}$ , $i_{f_k} \in i_{l_k} \mod THD(i_{s_1}) = 11.41\% \in THD(i_{l_1}) =$	
	14.88% (método $dq \ l_l = 3mH$ )	101
6.8	FFT de $i_{s_1}$ e $i_{l_1}$ experimental (método $dq \ l_{l_1} = 3mH$ )	102
6.9	Resultados experimentais adquiridos com osciloscópi o $i_{s_1}$ e $i_{l_1}$ (método $dq$	
	$l_l = 1mH$ )	103
6.10	Resultados experimentais $v_c$ (método $dq \ l_l = 1mH$ )	103
6.11	Resultados experimentais $v_{l_1}, v_{l_2}, v_{l_3}$ com THD $(v_{l_1})=5,68\%$ (método $dq \ l_l =$	
	1mH)	104
6.12	FFT de $v_{l_1}$ experimental (método $dq \ l_l = 1mH$ )	104
6.13	Resultados experimentais $i_{s_k}$ , $i_{f_k} \in i_{l_k} \text{ com } THD(i_{s_1}) = 4,87\% \in THD(i_{l_1}) =$	
	19,83% (método $dq \ l_l = 1mH$ )	105
6.14	FFT de $i_{s_1}$ e $i_{l_1}$ experimental (método $dq \ l_l = 1mH$ )	105
6.15	Resultados experimentais adquiridos com osciloscópi o $i_{s_1}$ e $i_{l_1}$ (método $FFT$	
	$l_l = 3mH$ )	107
6.16	Resultados experimentais $v_c$ (método $FFT \ l_{l_1} = 3mH$ )	107
6.17	Resultados experimentais $v_{l_1}, v_{l_2}, v_{l_3}$ com THD $(v_{l_1})$ =10.3% (método FFT	
	$l_l = 3mH$ )	108
6.18	$FFT$ de $v_{l_1}$ experimental (método $FFT$ $l_l = 3mH$ )	108
6.19	Resultados experimentais $i_{s_k}$ , $i_{f_k} \in i_{l_k} \mod THD(i_{s_1}) = 14.55\% \in THD(i_{l_1}) =$	
	14.93% (método $FFT \ l_l = 3mH$ )	109
6.20	FFT de $i_{s_1}$ e $i_{l_1}$ experimental (método <i>FFT</i> $l_{l_1} = 3mH$ )	109
6.21	Resultados experimentais adquiridos com osciloscópi o $i_{s_1}$ e $i_{l_1}$ (método $FFT$	
	$l_l = 1mH$ )	110
6.22	Resultados experimentais $v_c$ (método $FFT \ l_l = 1mH$ )	110
6.23	Resultados experimentais $v_{l_1}, v_{l_2}, v_{l_3}$ com THD $(v_{l_1}) = 7,52\%$ (método FFT	
	$l_l = 1mH$ )	111
6.24	FFT de $v_{l_1}$ experimental (método $FFT \ l_l = 1mH$ )	111
6.25	Resultados experimentais $i_{s_k}$ , $i_{f_k} \in i_{l_k} \mod THD(i_{s_1}) = 12,53\% \in THD(i_{l_1}) =$	
	20,29% (método $FFT$ $l_l = 1mH$ )	112
6.26	FFT de $i_{s_1}$ e $i_{l_1}$ experimental (método $FFT \ l_l = 1mH$ )	112

alita - mila

ian.

# Capítulo 1

# Introdução

A redução do custo da energia e a otimização de seu uso são objetivos cada vez mais perseguidos pela engenharia. O rápido desenvolvimento tecnológico, propiciado por dispositivos semicondutores cada vez mais modernos, possibilitou o surgimento de sistemas conversores de potência que, aplicados a sistemas monofásicos ou trifásicos, geram distúrbios na rede de distribuição, tais como, poluição de harmônicos (THD), sistemas com fator de potência não nulo, sistemas desbalanceados, etc. Nos sistemas monofásicos, o aumento do uso de equipamentos domésticos de potência (computadores, fax, impressoras *laser*, etc.) tem deteriorado a qualidade de energia do sistema de distribuição [1]. Estas cargas não-lineares geram harmônicos de corrente, que se desbalanceadas, podem causar assimetrias na tensão da rede de distribuição. Este efeito pode ser pior se as cargas variam aleatoriamente. Os sistemas trifásicos possuem um número substancial de equipamentos geradores de harmônicos (fornos a arco, laminadores em aciarias, equipamentos de tração elétrica, etc.) que, além de gerarem perturbações de harmônicos, operam com baixo fator de potência e muitos deles podem causar assimetrias, demandando corrente homopolar.

Convencionalmente, usam-se filtros do tipo LC passivos para reduzir harmônicos e bancos de capacitores para corrigir o fator de potência nas cargas ligadas à rede. No entanto, filtros passivos tem o demérito da compensação fixa, grandes volumes e problemas de ressonância. O aumento da severidade da poluição de harmônicos na rede de distribuição tem atraído a atenção para o desenvolvimento de soluções dinâmicas e ajustáveis ao problema da qualidade de energia. Tais equipamentos são conhecidos como Filtros Ativos de Potência (FAP's), que é um termo genérico aplicado a um grupo de circuitos de eletrônica de potência, incorporando equipamentos conversores de potência e circuitos de armazenamento de energia passivos, tais como indutores e capacitores [2]. A função desses circuitos varia conforme a aplicação. Eles são geralmente usados para compensação de harmônicos (THD), correção de fator de potência, regulação de tensão e compensação de assimetrias.

Conforme [3], os princípios básicos da compensação com Filtros Ativos de Potência foram propostos no início dos anos 70. Na literatura, existe um grande número de estudos em vários aspectos desse tópico. Muitas publicações descrevem o desenvolvimento de técnicas de filtros ativos; algumas focam-se em configurações de circuitos e suas possibilidades de interconexão e outras descrevem estratégias de controle [4, 2].

## 1.1 Classificação de Filtros Ativos de Potência

Apresenta-se nessa seção uma classificação de circuitos Filtros Ativos de Potência baseada em [2]. Todos os tópicos vistos aqui podem ser encontrados com maiores detalhes na referência.

## 1.1.1 Introdução

A função dos circuitos FAP varia conforme a aplicação. Eles são geralmente usados para compensação de harmônicos de corrente em redes de fornecimento em baixa e média tensão e/ou para correção de fator de potência ou controle de tensão em sistemas de alta tensão [5].

Os estudos desenvolvidos podem ser classificados quanto ao(à):

- 1. Tipos de cargas não-lineares;
- 2. Configuração de Filtros Ativos de Potência;
- 3. Técnica de controle empregada;
- 4. Métodos de detecção de harmônicos e reativos;

# 1.1.2 Faixa de Potência e a Velocidade de Resposta Requerida no Sistema Compensado

A faixa de potência do sistema a ser compensado e sua velocidade de resposta desejada tem uma relação direta e um papel fundamental na filosofia de controle aplicada ao filtro. Esta relação determina a solução de compensação a ser implementada.

Quanto à faixa de potência, os sistemas são classificados em aplicações de baixa, média e alta potência (veja Fig. 1.1).

A. ?



Figura 1.1: Subdivisão de acordo com faixa de potência

As aplicações de baixa potência, referem-se a sistemas ou aplicações em áreas residenciais, prédios comerciais, hospitais e uma larga faixa de cargas de motrizes e indústrias de pequeno e médio porte. Nestes casos, a compensação é implementada por filtros ativos dinâmicos, que possuem um tempo de resposta relativamente rápido.

Nas aplicações de média potência, o principal objetivo é eliminar ou reduzir os harmônicos de corrente. Assim, a solução economicamente viável emprega compensadores tais como, circuitos LC controlados a relé, filtros harmônicos sintonizáveis, ou compensadores de reativos. A velocidade de resposta esperada nessa faixa de potência é da ordem de dezenas de milisegundos.

Já nas aplicações de alta potência, a implementação dos filtros é extremamente ineficiente na razão custo/benefício, e tem como causa a falta de chaves de alta potência rápidas o suficiente para acionar tais cargas de forma eficiente. É possível a combinação série-paralelo dessas chaves, mas tal arranjo é de difícil implementação e ineficiente em custo. Felizmente, é baixa a poluição de harmônicos na faixa de alta potência.

Em sistemas de alta potência, o problema moda é a compensação estática de reativos, solucionado normalmente pelo uso de, por exemplo, compensadores síncronos conectados em paralelo e inversores multi-nível em cascata. O tempo de resposta requerido para tais casos é da faixa de dezenas de segundos, que é suficiente para os contactores e as chaves dos circuitos operarem após decisão de chaveamento.

## 1.1.3 Configuração e Conexão ao Sistema de Potência

Nas Figuras de 1.2 a 1.6 vêem-se configurações típicas de sistemas Filtro ativo de potência. Tem-se normalmente uma carga não-linear ligada ao barramento CA, através da impedância de linha Z. A essa carga é ligado um circuito com chaves e elementos de armazenamento (bloco Filtro Ativo de potência) que efetuará a compensação de variáveis de carga, melho-

rando a qualidade de energia no ponto.





A configuração do circuito de potência tem um papel importante na seleção de aplicações.



Figura 1.3: Combinação de filtro ativo paralelo e passivo paralelo

De acordo com a configuração os filtros podem ser classificas em:

- Filtros ativos de potência paralelo (veja Fig. 1.2): Este tipo de filtro constitui uma dos mais importantes e mais largamente usados em processos industriais. Este é conectado ao PAC (ponto de acoplamento comum) e o objetivo é eliminar os harmônicos gerados pela carga, podendo também contribuir para correção de reativos e balanceamento de correntes trifásicas. O FAP deve fornecer a corrente de compensação, associada a componente fundamental da corrente de carga. É possível conectar vários filtros em paralelo para se obter maior capacidade em corrente.
- Filtros ativos Série (veja Fig. 1.6): O Filtro Ativo nessa configuração produz uma forma de onda de tensão a qual é adicionada ou subtraída à tensão de fornecimento,



Figura 1.4: Combinação de filtro ativo série e passivo paralelo



Figura 1.5: Combinação de filtro ativo série e paralelo



Figura 1.6: Configuração filtro ativo série

para manter uma forma de onda puramente senoidal na carga. A configuração do inversor utilizado é a VSI sem malha de realimentação de corrente. São menos comuns nas indústrias do que os filtros paralelos, devido à sua complexidade de implementação, por conta do uso de transformadores com alta capacidade em corrente. Sua principal aplicação é na redução de harmônicos de tensão e balanceamento trifásico.

- Outras combinações de filtros: Em certas aplicações, combinações diferentes de filtros podem oferecer maiores benefícios, tais como:
  - Combinação de Filtros ativos paralelo e série (veja Fig. 1.5): Associação das vantagens de ambas as configurações. A demanda por filtros combinados é limitada por causa da complexidade de controle e os altos custos envolvidos;
  - Combinação de Filtros ativos série e passivo paralelo (veja Fig. 1.4): Para se reduzir a complexidade da combinação dos filtros precedentes, o filtro ativo série é acompanhado por um filtro passivo paralelo para fornecer um caminho para os harmônicos de corrente da carga.
  - Combinação de Filtros ativos paralelo e filtros passivos paralelo (veja Fig. 1.3): Esta combinação representa uma combinação importante de filtros. O Filtro Ativo é projetado para eliminar somente parte das correntes harmônicas de baixa ordem, enquanto que o filtro passivo é projetado para eliminar as de alta.

## 1.1.4 Objetivos da Compensação

Filtros ativos são construídos para compensar distúrbios no barramento CA, gerado por cargas não-lineares. A subdivisão das variáveis compensadas pode ser vista na Fig. 1.7. Essas características são ditadas pelos parâmetros do sistema a ser controlado, que são:



Figura 1.7: Subdivisão de acordo com o objetivo da compensação

- Compensação de potência reativa: A maioria das publicações não inclui a compensação de energia reativa como um problema requerente de filtros ativos. As configurações de filtros ativos raramente tratam o problema de correção do fator de potência propriamente dito pelo fato de existir outros compensadores de reativo mais baratos e lentos, que solucionam o problema.
- Compensação de harmônicos: É mais adequada à aplicação de filtros ativos de potência, subdividido em compensação de harmônicos de corrente ou de tensão, como se segue:
  - Compensação de harmônicos de tensão: A tensão terminal no ponto de acoplamento comum normalmente é mantida dentro dos padrões limites de tensão e THD, não variando fortemente com a carga. Harmônicos de tensão causam problemas em equipamentos sensíveis a tensão, que requerem um fornecimento de energia puramente senoidal, por exemplo: sistemas de proteção, sistemas de armazenamento de energia magnética em supercondutores, etc.
  - Compensação de harmônicos de corrente: A amplitude da corrente e sua forma de onda dita os critérios de projeto dos sistemas de potência. É sempre recomendado que o valor RMS da corrente total seja reduzido tanto quanto possível (para reduzir as perdas devidas ao efeito *Joule* nos cabos), o que implica na redução das harmônicas de corrente. A imposição de padrões de harmônicos irá brevemente obrigar as fábricas e estabelecimentos a controlar a quantidade de harmônicos que injetam no sistema de potência. Existe atualmente as normas IEEE 519 e IEC 61000-3-1 que recomendam os limites de THD aceitáveis.
- Compensação de assimetrias: Este problema existe principalmente em sistemas de distribuição de baixa e média tensão onde as correntes e, conseqüentemente as tensões, nas três fases não são balanceadas e igualmente defasadas de 120°. Subdividem-se em:
  - Balanceamento das tensões: O grau de assimetria do sistema depende da quantidade de corrente desbalanceada e da assimetria da impedância da fonte. Estes fatores podem causar desigualdades nas amplitudes e fases das tensões do PAC. Isto pode ser causado por cargas não-lineares ou por influência de desbalanceamento das impedância de linha. Como solução, adiciona-se a cada fase a correspondente quantidade de tensão instantânea e força-se a tensão a seguir uma referência senoidal balanceada.

144

Å.

「大学を、文明学校の文を、新学工作である」

- Balanceamento das correntes de linha: Como no caso das tensões, a compensação é principalmente direcionada a sistemas trifásicos em aplicações de baixa potência.
- Compensação simultânea: Diferentes combinações dos sistemas acima mencionados, podem ser usadas para melhorar a eficiência dos filtros. Os tipos de compensação mais freqüentes são compensação de:
  - Harmônicos de corrente + compensação de reativos: É a configuração mais comum;
  - Harmônicos de corrente + tensão: O problema da compensação simultânea de correntes e tensões harmônicas é tratado pelo uso de uma combinação série paralela de configurações de filtro ativo.
  - Harmônicos de corrente e tensão + correção de reativos: Este esquema é o último em sofisticação desde que esse controla os harmônicos e a potência reativa. Esta técnica requer o uso de combinações de filtro ativo série paralelo.

## 1.1.5 Leis de Controle

As técnicas de controle de filtro ativo se subdividem em técnicas de controle em malha aberta e malha fechada. O controle em malha fechada pode ser subdividido nas técnicas Tensão de capacitor constante e Corrente de indutor constante.

- Sistema de controle em Malha Aberta: Nesses sistemas, mede-se a corrente de carga e os harmônicos que ela contém e simplesmente injeta-se a quantidade de corrente calculada, não se checando a eficiência da compensação.
- Sistemas de Controle em Malha Fechada: Em oposição aos sistemas em malha aberta, a técnica de controle em malha fechada incorpora um caminho de realimentação que mede a variável controlada e checa a eficiência do controle. Estes sistemas são mais precisos do ponto de vista da compensação de harmônicos e correção de reativos. Quase todas as novas técnicas em uso são desse tipo e se subdividem em:
  - Técnica do capacitor fonte de tensão controlada: Esta técnica que é indicada para configurações de inversores de tensão monofásicos ou trifásicos com um capacitor no barramento CC, se baseia no fato que a tensão do capacitor é a fonte de tensão que controla a forma de onda da corrente, simplesmente conectando o capacitor à linha de alimentação pelas indutâncias de filtro.

 Técnica Indutor Fonte de Corrente Controlada: Esta técnica de controle, por outro lado, é indicada para conversores com indutores no barramento CC.

## 1.1.6 Técnica de Estimação da Referência Corrente/Tensão

Os métodos existentes de cálculo da referência tensão corrente a ser processada pela realimentação de controle constitui uma importante subdivisão das técnicas de controle de filtros ativos. A classificação pode ser vista na Fig. 1.8 e se subdivide em:

- Síntese da referência tensão/corrente (controle por hardware contínuo no tempo)
- Síntese da referência tensão/corrente (cálculo por *software* discreto ou no domínio da frequência)
  - Soluções no domínio do tempo;
  - Soluções no domínio da frequência;
- Outras técnicas;



Figura 1.8: Subdivisão de acordo com a técnica de estimação tensão/corrente

#### Síntese da Referência Tensão/Corrente (Controle Contínuo no Tempo)

Esta técnica usa filtros analógicos para determinar os harmônicos de tensão e corrente no PAC. É bastante usada em razão de sua simplicidade de implementação. No entanto, possui desvantagens pelos erros de fase e de amplitude introduzidos pelos filtros.

Existem duas categorias principais:

- Método do filtro passa alta: O uso do filtro passa alta elimina as componentes de baixa frequência no sinal da corrente de carga. Os componentes resultantes de alta freqüência constituem a referência desejada. Esta técnica de filtragem é considerada equivalente a diferenciação, que faz essa vulnerável a ruídos.
- 2. Método do filtro passa baixa: Apesar de indireto, este método é preferido sobre o anterior em razão de reduzir os efeitos da diferenciação nos componentes filtrados. Filtrar a componente fundamental e estão subtraí-la da corrente de carga leva à desejada referência.

# Cálculo da Referência Corrente/Tensão (cálculo Discreto ou no Domínio da Frequência)

A maioria dos métodos convencionais de cálculo podem ser classificados ou no domínio do tempo ou na frequência.

## Soluções no Domínio do Tempo

As subdivisões seguintes das soluções no domínio do tempo são principalmente usadas para sistemas trifásicos .

- Algoritmo da potência ativa/reativa instantânea (veja Fig. 1.9): Nessa técnica, a potência instantânea na carga é calculada e composta por uma componente CC e uma alternada. Dessas componentes é retirada a parte de harmônicos a ser gerada pelo filtro.
- 2. Algoritmo síncrono (veja Fig. 1.10): Este algoritmo realiza a transformação de park para transformar um sistema de referência trifásico estacionário a um girante sincronamente de eixo direto, em quadratura e de seqüência nula. Este podem ser facilmente analisado, desde que a componente fundamental de frequência for transformada em valores CC. Os componentes ativos e reativos são representados pelos componentes diretos e em quadratura respectivamente. O sistema é muito estável desde que o controlador lida principalmente com valores CC. O cálculo é instantâneo mas incorre em atrasos na filtragem dos componentes CC. Este método é aplicável somente a sistemas trifásicos;

### Soluções no Domínio da Frequência

São aplicáveis em sistemas monofásicos e trifásicos. Eles derivam principalmente da análise de Fourier convencional e incluem as seguintes subdivisões:



Figura 1.9: Método extrator de harmônicos pq.



Figura 1.10: Método extrator de harmônicos dq.

- Fourier convencional e algoritmo FFT: Ao se usar FFT, os harmônicos de corrente podem ser reconstruídos eliminando a componente fundamental do sinal de corrente transformada, só então a transformada inversa é aplicada para se obter o sinal no domínio do tempo. A principal desvantagem desse método é o atraso no tempo inserido pelo cálculo. Esta técnica necessita de amostras de um ciclo completo para gerar as componentes fourier e, portanto, é aplicável para condições de cargas que variam lentamente no tempo.
- 2. Técnicas da multiplicação dos senos: Este método se baseia no processo de multiplicar o sinal corrente por uma onda senoidal na freqüência fundamental da rede e integrar o resultado. Isto resulta numa filtragem de todas harmônicas de alta ordem. Esta técnica é similar a técnica de fourier apresentada acima.
- 3. Técnica da série de Fourier modificada: O princípio por traz dessa técnica é que somente a componente fundamental da corrente é calculada e esta é usada para separar o sinal de harmônicas total da forma de onda de corrente amostrada. A implementação prática dessa técnica se baseia em modificar as equações da série de Fourier para se gerar uma fórmula recursiva com janelas deslizantes. Esta técnica é adaptada para usar dois arranjos diferentes para se guardar os coeficientes do seno e co-seno computados em todo subciclo de cálculo. Os valores computados mais recentes dos coeficiente desejados são atualizados continuamente.

### **Outros Algoritmos**

Existem numerosas técnicas de estimação e otimização e todos os utilitários e bibliotecas para estimação podem ser usadas para fazer essa tarefa. Atualmente novos métodos surgem, tais como redes neurais e técnicas de estimação adaptativas que são precisos e tem melhores respostas, mas tem aplicação limitada, devido ao fato de que a tecnologia de hardware de controle atual não ser suficientes para implementá-las.

# 1.2 Estratégia de Controle de um Filtro Ativo de Potência

A estratégia de controle é o coração do filtro ativo e é implementada em três estágios. No primeiro estágio, o sinal de tensão e de corrente são adquiridos usando-se sensores de efeito hall, CT's, etc. Num segundo estágio, os comandos de tensão e corrente são derivados baseados nos métodos de controle. Em um terceiro estágio, são gerados os sinais de gatilho para os equipamentos em estado sólido do filtro ativo, usando-se técnicas de controle PWM como a histerese modo deslizante ou lógica de *fuzzy*. Nas plataformas de hardware de FAP´s são usados, tipicamente, conversores AD, microcontroladores, DSP's, DA´s, etc.

## 1.2.1 Condicionamento de Sinal

Para o propósito de implementação do algoritmo de controle, é requerida uma amostragem simultânea dos sinais de tensão e corrente do sistema. Estes sinais servem para monitorar, medir, controlar e gravar os vários índices de desempenho tais como taxa de distorção harmônica (THD), fator de potência, potência ativa e reativa, etc. Os sinais típicos a serem medidos são as tensões de linha no PAC, tensão no barramento CC do FAP, etc. Os sinais de correntes são as correntes de carga, corrente de fornecimento, corrente de compensação e corrente no barramento CC, etc. Na aquisição desses sinais, normalmente não se usa nenhum filtro, de maneira a evitar atrasos na malha direta de controle.

## 1.2.2 Derivação dos Sinais de Compensação

O processamento dos sinais de corrente e tensão para a compensação é uma importante parte da estratégia de controle de FAP's e afeta sua resposta em regime transitório, tão como em regime permanente. As estratégias de controle que geram os comandos dos componentes são baseadas em técnicas no domínio da frequência ou técnicas no domínio do tempo.

#### Compensação no Domínio da Frequência

Estratégias de controle no domínio da frequência são baseadas na análise de Fourier dos sinais de tensão ou corrente distorcida para se extrair os comandos de compensação [6]. Usando a transformada de Fourier, os componentes harmônicos a serem compensados são separados do sinal poluído com harmônicos e combinados para gerar os comandos de compensação. Os equipamentos de chaveamento de frequência do FAP's são mantidos geralmente em frequências maiores que duas vezes a mais alta frequência de harmônicos a ser compensada para uma efetiva compensação. A aplicação em tempo real da transformada de Fourier (solução de um conjunto de equações não lineares) implica numa grande carga computacional e resulta em um tempo de resposta lento.

#### Compensação no Domínio do Tempo

Métodos de controle de FAP no domínio do tempo são baseados na amostragem simultânea dos sinais de tensão e de corrente poluídos com harmônicos. Existe um grande número de métodos de controle no domínio do tempo, os mais conhecidos são a teoria da potência instantânea pq [3] ou método da referência sincrona dq.

A teoria da potência ativa e reativa instantânea pq [3] tem sido largamente usada e é baseada na transformação  $\alpha\beta$  da potência aparente instantânea na carga. As componentes ativa e reativa podem ser calculadas em termos dos sinais de tensão e corrente (veja Fig. 1.9). Das potências ativa e reativa instantânea, as componentes harmônicas da potência ativa e reativa são extraídas usando-se filtros passa-alta ou passa-baixa. Das potências harmônicas ativas e reativas, usando-se transformação reversa  $\alpha\beta$ , os comandos de compensação em termos ou de corrente ou de tensão são extraídos. No método da referência síncrona dq [7] (veja Fig. 1.10), os sinais de tensão e corrente são transformados sincronamente numa referência girante, nos quais os valores fundamentais se tornam valores CC, e então os comandos de compensação de harmônicos são extraídos. A tensão do barramento CC realimentado é projetada para se auto-compensar, nos filtros de potência alimentados em tensão.

Feita essa breve classificação das diversas técnicas de controle da eficiência energética. Cabe agora delimitar o escopo de nosso trabalho que é o de lidar com a configuração de Filtro Ativo de potência paralelo. A seção seguinte descreve o problema de projeto e implementação de um sistema FAP paralelo, descrevendo os vários tópico abordados na dissertação.

# 1.3 Descrição do Problema e dos Capítulos da Dissertação

Vê-se na Fig. 1.11 o diagrama de unifilar de um sistema fonte/carga tendo um circuito Filtro Ativo de Potência Paralelo com armazenamento capacitivo, como elemento de compensação.

Nessa configuração, tem-se normalmente uma carga não-linear com correntes que possui componentes harmônicas, assimétrica e/ou com FP não nulo. Essa carga é conectada ao PAC do sistema, gera uma alta THD, desbalanceamento e uma alta corrente reativa na linha. O circuito Filtro Ativo é conectado ao PAC com o objetivo ou de compensar harmônicos de corrente, ou corrigir reativos ou compensar a tensão no PAC. Esse procedi-

mento é realizado tanto para cargas identificadas, onde o projeto e implementação do filtro é específico, quanto para cargas não identificadas, onde se torna necessária uma acurada definição de figuras de mérito e de limites de potência (atuação) para o circuíto do Filtro.



Figura 1.11: Diagrama unifilar de conexão típica de sistema FAP a uma carga.

Definido o princípio de operação, a problemática de projeto e implementação de um sistema filtro ativo paralelo pode ser sumarizada nos seguintes ítens:

- Como a corrente a ser gerada pelo filtro é adicionada a corrente de linha para compor a corrente de carga, é necessário que estas estejam em sincronismo. Dessa forma, torna-se necessário um acurado sistema de detecção da fase do sistema FAP, que possa fornecer a fase da corrente fundamental de carga. Esse algoritmo deve ser rápido o bastante para detecção de transitórios na linha, deve rejeitar harmônicas de alta frequência, presentes em distúrbios como *flicker*, *notches*, etc, harmônicos de baixa, como também os efeitos de desbalanceamento e variação de freqüência, visto que esses refletirão nas correntes geradas pelo sistema FAP paralelo.
- No projeto do filtro é importante medir-se os limites economicamente viáveis de compensação. Dessa forma, deve-se estudar que fatores devem ser compensados e até que ponto, a potência projetada no filtro, torna economicamente viável a compensação. Esses limites são definidos por uma análise de regime permanente do circuito FAP paralelos, presente em [8].
- No projeto do filtro, tendo as especificações da carga a ser compensada, dimensionase os componentes do circuito FAP paralelos, tendo em vista seu comportamento dinâmico.

• Na compensação de harmônicos, extrai-se as componentes harmônicas da corrente de carga, definindo o perfil de corrente a ser gerado pelo sistema FAP paralelo.

As principais contribuições desse trabalho são:

- Proposta de um novo método de detecção de fase e estudo comparativo com os métodos tradicionais;
- Estudo no transitório de operação da configuração FAP paralelo, servindo como algoritmo de projeto desses circuitos;
- Montagem de um protótipo de Filtro Ativo de Potência Paralelo em laboratório e discussão de resultados experimentais.

A dissertação está organizada em 7 capítulos, descritos a seguir:

- No Capítulo 1, faz-se uma introdução geral sobre as contribuições do trabalho e o problema abordado na dissertação.
- No Capítulo 2, tem-se a modelagem do sistema Filtro Ativo de Potência Paralelos.
- No Capítulo 3, apresenta-se o estudo no transitório para a configuração FAP paralelo, que serve como algoritmo de dimensionamento dos componentes do circuito, dadas as especificações da carga.
- No Capítulo 4, faz-se um estudo comparativo de métodos de detecção de fase, o mesmo capítulo apresenta a descrição de um novo algoritmo proposto de detecção de fase.
- No Capítulo 5, apresenta-se o cálculo do controlador de corrente do sistema FAP paralelo, tanto dos controladores da malha de corrente quanto do barramento CC.
- No Capítulo 6, apresenta-se resultados experimentais do protótipo Filtro Ativo de Potência Paralelo, montado no laboratório. Foram realizados teste com os métodos FFT (domínio da frequência) e dq domínio do tempo.
- No Capítulo 7, é apresentada as conclusões do trabalho e sugestões para trabalhos futuros.

# Capítulo 2

# Descrição do Sistema e Modelagem

## 2.1 Introdução

Como visto no capítulo anterior, o escopo do nosso trabalho é estudar e implementar um circuito Filtro ativo de potência paralelo. Para esse feito, esse capítulo introduz uma modelagem de um sistema de distribuição com um filtro ativo paralelo anexado, essa modelagem serve tanto como ferramenta de simulação como de modelo para o cálculo dos controladores da estratégia de controle.

# 2.2 Modelo do Filtro

Na Fig. 2.1 é apresentado um esquemático de um sistema de potência no qual inclui-se um Filtro Ativo de potência paralelo. O sistema é composto por um barramento CA, alimentando um retificador trifásico como carga não-linear, ao conjunto é anexado um inversor fonte de tensão (VSI) com capacitores como elementos de armazenamento. Ao conjunto fonte de tensão VSI, capacitores de barramento CC e indutâncias  $l_{f_k}$  dá-se o nome de circuito Filtro Ativo de potência paralelo. O barramento CA é composto de fontes de tensão balanceadas ( $e_{s_1}$ ,  $e_{s_2}$  e  $e_{s_3}$ ) com suas respectivas impedâncias internas ( $r_{s_k} e l_{s_k}$ , k = 1, 2, 3). O a fonte do conversor de potência do Filtro Ativo é conectado ao PAC pelas indutâncias de filtro ( $l_{f_1}$ ,  $l_{f_2} e l_{f_3}$ ). Na Fig. 2.2 mostra-se um modelo unifilar equivalente do Filtro Ativo Paralelo. Nesse modelo, os efeitos da carga não-linear são introduzidos pelas fontes de tensão  $u_{l_k}$ , considerando-se que a carga não-linear pode ser modelada como uma fonte de corrente trifásica  $i_{l_k}$ . A fonte de tensão do Filtro é modelada pelas tensões  $v_{f_k}$  e as indutâncias  $l_{t_k}$  e  $r_{t_k}$  levam em conta os valores da parâmetros das indutância e resistência de linha, carga e filtro.


Figura 2.1: Esquemático de um sistema de potência no qual inclui-se um filtro ativo de potência paralelo.



Figura 2.2: Modelo equivalente unifilar de um sistema carga/fonte não-linear com filtro ativo de potência paralelo.

Aplicando-se as leis de Kirchoff ao circuito da Fig. 2.2, obtém-se:

$$\begin{cases} v_{f_1} - e_{s_1} - v_{n_0} + u_{l_1} = r_{l_1} i_{s_1} + l_{t_1} \frac{di_{s_1}}{dt} \\ v_{f_2} - e_{s_2} - v_{n_0} + u_{l_2} = r_{t_2} i_{s_2} + l_{t_2} \frac{di_{s_2}}{dt} \\ v_{f_3} - e_{s_3} - v_{n_0} + u_{l_3} = r_{t_3} i_{s_3} + l_{t_3} \frac{di_{s_3}}{dt} \end{cases}$$
(2.1)

onde  $u_{l_1} = r_s i_{l_k} + l_s \frac{di_{l_k}}{dt}$ ,  $r_{t_k} = r_{s_k} + r_{f_k}$ ,  $l_{i_k} = l_{s_k} + l_{f_k}$  e  $v_{n_0}$  é a diferença de tensão entre o ponto n e o ponto 0.

Desprezando-se  $v_{n_0}$ , visto que o neutro não está conectado no sistema . O seu modelo dinâmico pode ser descrito como:

$$e_{s_{12}} = e_{s_1} - e_{s_2} \tag{2.2}$$

$$= v_{f_{12}} + u_{l_{12}} = r_{t_1}i_{s_1} - r_{t_2}i_{s_2} + l_{t_1}\frac{di_{s_1}}{dt} - l_{t_2}\frac{di_{s_2}}{dt}$$
(2.3)

$$e_{s_{31}} = e_{s_3} - e_{s_1} \tag{2.4}$$

$$= v_{f_{31}} + u_{l_{31}} = r_{t_3}i_{s_3} - r_{t_1}i_{s_1} + l_{t_3}\frac{di_{s_3}}{dt} - l_{t_1}\frac{di_{s_1}}{dt}$$
(2.5)

com:

 $i_{s_3} = -i_{s_1} - i_{s_2}$ 

$$e_{s_{31}} = -r_{t_3}(i_{s_1} + i_{s_2}) - r_{t_1}i_{s_1} - l_{t_3}\left(\frac{di_{s_1}}{dt} + \frac{di_{s_2}}{dt}\right) - l_{t_1}\frac{di_{s_1}}{dt}$$
(2.6)

$$= -(r_{t_3} + r_{t_1})i_{s_1} - r_{t_3}i_{s_2} - (l_{t_3} + l_{t_1})\frac{di_{s_1}}{dt} - l_{t_3}\frac{di_{s_2}}{dt}$$
(2.7)

Utilizando-se a notação matricial, obtém-se que:

$$\begin{bmatrix} e_{s_{12}} \\ e_{s_{31}} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} v_{f_{12}} \\ v_{f_{31}} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} u_{l_{12}} \\ u_{l_{31}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_{t_1} & -r_{t_2} \\ -(r_{t_3} + r_{t_1}) & r_{t_3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s_1} \\ i_{s_2} \end{bmatrix} +$$
(2.8)

$$+ \begin{bmatrix} l_{t_1} & -l_{t_2} \\ -(l_{t_3}+l_{t_1}) & l_{t_3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \frac{di_{g_1}}{dt} \\ \frac{di_{g_2}}{dt} \end{bmatrix}$$
(2.9)

ou, melhor:

$$\mathbf{E}_{S} - \mathbf{V}_{f} + \mathbf{U}_{l} = \mathbf{R}_{ST}\mathbf{I}_{S} + \mathbf{L}_{ST}\frac{d\mathbf{I}_{S}}{dt}$$
(2.10)

Capítulo 2. Descrição do Sistema e Modelagem

onde 
$$\mathbf{E}_{S} = \begin{bmatrix} e_{s_{12}} \\ e_{s_{31}} \end{bmatrix}$$
,  $\mathbf{V}_{f} = \begin{bmatrix} v_{f_{12}} \\ v_{f_{31}} \end{bmatrix}$ ,  $\mathbf{U}_{l} = \begin{bmatrix} u_{l_{12}} \\ u_{l_{31}} \end{bmatrix}$ ,  $\mathbf{R}_{ST} = \begin{bmatrix} r_{t_{1}} & -r_{t_{2}} \\ -(r_{t_{3}}+r_{t_{1}}) & r_{t_{3}} \end{bmatrix}$ ,  $\mathbf{I}_{S} = \begin{bmatrix} i_{s_{1}} \\ i_{s_{2}} \end{bmatrix}$  e  $\mathbf{L}_{ST} = \begin{bmatrix} l_{t_{1}} & -l_{t_{2}} \\ -(l_{t_{3}}+l_{t_{1}}) & l_{t_{3}} \end{bmatrix}$ 

Os componentes trifásicos presentes na Eq. 2.10 pode ser transformada em uma componente dq ortogonal, o que é obtido de uma transformação conservativa 123-dq::

$$X_{odq} = AX_{123}$$

$$A = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & 1 & 0\\ \frac{1}{\sqrt{2}} & -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2}\\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix}$$
(2.11)

Obtém-se então:

$$\mathbf{E}_{S_{odq}} - \mathbf{V}_{f_{odq}} + \mathbf{U}_{l_{odq}} = \mathbf{R}_{odq} \mathbf{I}_{Sodq} + \mathbf{L}_{odq} \frac{d\mathbf{I}_{S_{odq}}}{dt}$$
(2.12)

onde:

$$\mathbf{R}_{odq} = \begin{bmatrix} \frac{r_{t_1} + r_{t_2} + r_{t_3}}{2} & \frac{2r_{t_1} - r_{t_2} - r_{t_3}}{3\sqrt{2}} & \frac{r_{t_2} - r_{t_3}}{\sqrt{6}} \\ \frac{2r_{t_1} - r_{t_2} - r_{t_3}}{3\sqrt{2}} & \frac{4r_{t_1} + r_{t_2} + r_{t_3}}{6} & \frac{\sqrt{3}(r_{t_2} - r_{t_3})}{6} \\ \frac{r_{t_2} - r_{t_3}}{\sqrt{6}} & \frac{r_{t_2} + r_{t_3}}{4} & \frac{r_{t_2} + r_{t_3}}{2} \end{bmatrix}$$

e:

$$\mathbf{L}_{odq} = \begin{bmatrix} \frac{l_{t_1} + l_{t_2} + l_{t_3}}{2} & \frac{2l_{t_1} - l_{t_2} - l_{t_3}}{3\sqrt{2}} & \frac{l_{t_2} - l_{t_3}}{\sqrt{6}} \\ \frac{2l_{t_1} - l_{t_2} - l_{t_3}}{3\sqrt{2}} & \frac{4l_{t_1} + l_{t_2} + l_{t_3}}{6} & \frac{\sqrt{3}(l_{t_2} - l_{t_3})}{6} \\ \frac{l_{t_2} - l_{t_3}}{\sqrt{6}} & \frac{l_{t_2} + l_{t_3}}{4} & \frac{l_{t_2} + l_{t_3}}{2} \end{bmatrix}$$

A Eq. (2.12) pode ser representada por:

$$\mathbf{v}_{fdq}^{'e} = \mathbf{R}_{dq} i_{l_k} + \mathbf{L}_{dq} \frac{d\mathbf{i}_{sqd}}{dt}$$
(2.13)

onde  $\mathbf{v}_{fdq}^{'e} = \mathbf{e}_{sdq}^{e} - \mathbf{v}_{fdq}^{e} + \mathbf{u}_{ldq}^{e}, \mathbf{e}_{sdq}^{e} = \begin{bmatrix} e_{sd}^{e} & e_{sq}^{e} \end{bmatrix}^{T}, \mathbf{v}_{fdq}^{e} = \begin{bmatrix} v_{fd}^{e} & v_{fq}^{e} \end{bmatrix}^{T},$   $\mathbf{u}_{ldq}^{e} = \begin{bmatrix} u_{fd}^{e} & u_{fq}^{e} \end{bmatrix}^{T}, \, \mathbf{i}_{sdq}^{e} = \begin{bmatrix} i_{sd}^{e} & i_{sq}^{e} \end{bmatrix}^{T}, \, \mathbf{R}_{dq} = \begin{bmatrix} r_{t_{d}} & r_{t_{dq}} \\ r_{t_{dq}} & r_{t_{q}} \end{bmatrix},$  $\mathbf{L}_{dq} = \begin{bmatrix} l_{t_{d}} & l_{t_{dq}} \\ l_{t_{dq}} & l_{t_{q}} \end{bmatrix}.$  Capítulo 2. Descrição do Sistema e Modelagem

A função de transferência pode ser obtida aplicando-se a transformada de Laplace em Eq. (2.13) em:

$$I_{sd}^{e}(s) = \frac{sl_{tq} + r_{tq}}{\Delta_{s}(s)} V_{fd}^{e'}(s) - \frac{sl_{tdq} + r_{tdq}}{\Delta_{s}(s)} V_{fq}^{e'}(s)$$
(2.14)

$$I_{sq}^{e}(s) = \frac{sl_{td} + r_{td}}{\Delta_{s}(s)} V_{fq}^{e'}(s) - \frac{sl_{tdq} + r_{tdq}}{\Delta_{s}(s)} V_{fd}^{e'}(s)$$
(2.15)

onde  $V_{fd}^{e'}(s) = \pounds \left( \mathbf{e}_{sd}^{e}(t) - \mathbf{v}_{fd}^{e}(t) + \mathbf{u}_{ld}^{e}(t) \right),$   $V_{fq}^{e'}(s) = \pounds \left( \mathbf{e}_{sq}^{e}(t) - \mathbf{v}_{fq}^{e}(t) + \mathbf{u}_{lq}^{e}(t) \right),$   $I_{sd}^{e}(s) = \pounds (i_{sd}^{e}(t)), I_{sq}^{e}(s) = \pounds (i_{sq}^{e}(t)),$  $\Delta_{s}(s) = \left( l_{td}l_{tq} - l_{tdq}^{2} \right) s2 + (r_{td}l_{tq} + r_{tq}l_{td} - 2r_{tdq}l_{tdq}) s + (r_{td}r_{tq} - r_{tdq}^{2}), \text{ onde } \pounds (x_{dq}(t)) \notin$ 

transformada de Laplace.

Se  $r_{td} \neq r_{tq}$ , o modelo será assimétrico e apresentará acoplamento entre os eixos dq, se  $r_{td} = r_{tq}$  o modelo será balanceado e dado por:

$$I_{sd}^{e}(s) = \frac{1}{sl_{td} + r_{td}} V_{fd}^{e'}(s)$$
(2.16)

$$I_{sq}^{e}(s) = \frac{1}{sl_{tq} + r_{tq}} V_{fq}^{e'}(s)$$
(2.17)

### 2.3 Modelo do barramento CC

Em funcionamento normal, para um sistema FAP paralelo que não fornece potência ativa, os capacitores do barramento CC são alimentados pela própria corrente de Filtro (veja Fig. 2.1). Essa característica está inserida no modelo unifilar da Fig. 2.2) ao se considerar a fonte  $v_{f_k}$ . O modelo do barramento CC para esse sistema pode ser obtido a partir do cálculo da corrente  $i_C$ , dada por:

$$i_C = f_1 i_{f_1} + f_2 i_{f_2} + f_3 i_{f_3} \tag{2.18}$$

onde  $f_{sk}$  é a função de chaveamento determinada pela estratégia PWM ao pólo k do inversor. No sistema de referência dq a Eq. (2.18) pode ser dada por:

 $i_{C_{dq}} = f_d i_{fd} + f_q i_{fq}$ 

O modelo de controle para o barramento CC é dado por:

$$C\frac{dv_c}{dt} = f_d i_{fd} + f_q i_{fq}$$

Aplicando-se a transformada de Laplace obtém-se o seguinte:

$$V_c(s) = \frac{f_d i_{fd}(s)}{sC} + \frac{f_q i_{fq}(s)}{sC}$$

## 2.4 Conclusões

Este capítulo da dissertação serve como ferramenta tanto para a parte de simulação do sistema como para o cálculo do controlador de corrente de filtro e tensão do barramento CC do filtro. Os resultados aqui obtidos serão validados pelos resultados apresentados no capítulo resultados experimentais.

## Capítulo 3

# Análise Transitória de Filtros Ativos de Potência Paralelos

## 3.1 Análise no Transitório: Algoritmo de Dimensionamento para Filtros Ativos de Potência Paralelos

#### 3.1.1 Coleta de Dados para o Algoritmo de Dimensionamento

Suponha o sistema fonte/carga não-linear presente na Fig. 3.1. Sendo  $e_{s_k} = V_s cos(\omega_s t)$ ,  $i_{l_k} = I_l cos(\omega_s t - \phi_{l_k})$ , onde  $V_s$  é a tensão máxima da fonte de alimentação,  $I_l$  a corrente máxima de carga,  $\omega_s$  a frequência da fonte de alimentação e  $\phi_{l_k}$  a defasagem entre tensão corrente na carga. O Filtro Ativo de Potência Paralelo deve ser capaz de realizar uma eficiente compensação do conteúdo principal de harmônicos e do fator de potência introduzido por cargas não-lineares. Dessa forma, para o projeto do conversor de potência do filtro, é necessário determinar-se parâmetros da carga tais como:

- Tensão de alimentação da carga  $(V_s)$ ;
- Corrente de fase da carga  $(I_l)$ ;
- Distorção total de harmônicos na corrente de carga  $THD_{(l)}$ ;
- Máxima derivada da corrente de carga  $di_{l(max)}/dt$ .

A derivada máxima de corrente depende da indutância do lado CA  $(l_s)$  da carga e é um parâmetro crítico para o projeto de sistemas FAP paralelo. De modo a realizar a compensação o FAP deve ser capaz de gerar uma derivada de corrente maior do que o exigido pela carga  $(d_{i_f}/dt \gg d_{i_l}/dt)$ .



Figura 3.1: Esquemático de um sistema de potência no qual inclui-se um filtro ativo de potência paralelo.

#### 3.1.2 Potência do Conversor

Soluções para se determinar a potência do conversor usado no FAP foram introduzidas em [9, 10]. Um procedimento de projeto mais extensivo foi apresentado em [11, 12], cujo detalhamento é apresentado a seguir:

Por definição, a potência do FAP pode ser expressa como (veja Fig. 3.2):

$$\frac{S_{FAP}}{S_{load}} = \frac{\sqrt{Q_{load(1)}^2 + \tilde{P}_{load(1)}^2}}{\sqrt{Q_{load(1)}^2 + P_{load(1)}^2 + \tilde{P}_{load(1)}^2}}$$
(3.1)

onde  $S_{FAP}$  é a potência aparente do filtro,  $S_{load}$  é a potência aparente da carga,

$$P_{load(1)} = 3V_s I_{l(1)} \cos \phi_{l(1)} \tag{3.2}$$

$$Q_{load(1)} = 3V_s I_{l(1)} sen\phi_{l(1)}$$
(3.3)

onde  $\phi_{l(1)}$  é a defasagem entre a tensão e a corrente,  $P_{load(1)}$  é a potência ativa da carga e  $Q_{load(1)}$  é a potência reativa da carga.



Figura 3.2: Modelo equivalente do sistema de potência no qual inclui-se um filtro ativo de potência paralelo.

$$\tilde{P}_{load} = 3V_s \sqrt{\sum_{k=2}^{\infty} I_{l(k)}^2}$$
(3.4)

onde  $\tilde{P}_{load(1)}$  é a potência ativa de harmônicos da carga.

Por definição, a distorção harmônica total é dada por:

$$THD_{(1)} = \frac{\sqrt{\sum_{k=2}^{\infty} I_{l(k)}^2}}{I_{l(1)}}$$
(3.5)

e substituindo  $P_{load(1)}$ ,  $Q_{load(1)}$  e  $\tilde{P}_{load}$  na Equação (3.1) a potência do conversor para o FAP pode ser expressa como

$$\frac{S_{FAP}}{S_{load}} = \frac{\sqrt{sen(\phi_{(1)})^2 + THD_{(l)}^2}}{\sqrt{1 + THD_{(l)}^2}}$$
(3.6)

A Eq. (3.6) mostra que a valor da potência do conversor pode ser determinada como função da carga aparente  $(S_{load})$ , da distorção harmônica  $(THD_{(l)})$  e do fator de potência  $(\cos(\phi_{(1)}))$ .

Se só for requerida a compensação de harmônicos, o valor da potência do FAP pode ser determinado fazendo-se  $Q_{load(1)} = 0$  o que resulta em

$$\frac{S_{FAP}}{S_{load}} = \frac{THD_{(l)}}{\sqrt{1 + THD_{(l)}^2}}$$
(3.7)

A Fig. 3.3 apresenta o valor da potência do FAP em pu para o sistema compensando distorção harmônica e fator de potência em função da distorção da carga  $(THD_{(l)})$ . O mesmo resultado é apresentado na Fig. 3.4 para o caso que somente a distorção harmônica é compensada. As curvas mostram quando a correção do fator de potência é combinada com compensação de harmônicos, a faixa de potência do conversor do FAP deve ser substancialmente aumentada.

A análise de potência feita acima mostra que a o valor da potência gerada pelo filtro pode ser determinada pelo fator de potência da carga e a distorção harmônica da carga.



Figura 3.3: Faixa de potência do FAP compensando distorção harmônica e fator de potência usando Eq. (3.6).

## 3.1.3 Procedimento de Dimensionamento dos Componentes Passivos

O projeto dos componentes passivos é baseado na análise de uma fase do circuito equivalente para o filtro ativo apresentado na Fig. 3.5.

O primeiro passo para o procedimento de projeto dos componentes passivos é a definição da frequência de chaveamento das chaves. Esta frequência deve ser escolhida alta o bastante para eliminar harmônicos acima da harmônica de mais alta ordem apresentada nas especificações da carga. Na prática, deve ser escolhida duas vezes a harmônica de mais alta



Figura 3.4: Faixa de potência do FAP compensando somente distorção harmônica usando Eq. (3.7).



Figura 3.5: Circuito equivalente por fase para sistema com FAP paralelo.

ordem, o que nos leva a:

$$f_{sw} \ge 2 \left( k_h f_s \right) \tag{3.8}$$

onde  $f_{sw}$  é a frequência de chaveamento das chaves do conversor,  $k_h$  é a harmônica de mais alta ordem a ser compensada e  $f_s$  é a frequência da linha de alimentação. Após definir a frequência de chaveamento, o próximo passo é definir a valor da tensão do barramento CC. Estes valores de referência são usados como primeira aproximação, que podem ser mudados por procedimentos de cálculo iterativo. Para começar com um nível inicial, a tensão do barramento CC escolhida de acordo com o capacitor escolhido para o barramento. Após esse passo, os indutores do filtro podem ser determinados. Este procedimento pode ser repetido até os parâmetros do projeto serem atingidos e se chegar aos requerimentos de compensação.

#### Dimensionamento do Capacitor do Barramento CC

O procedimento de projeto do capacitor de barramento CC pode ser desenvolvido pelo cálculo instantâneo do balanceamento de potência do circuito equivalente da Fig. 3.5. Nessa figura, a potência real suprida pela alimentação pode ser representada por

$$p_s(t) = \frac{1}{2} V_s I_s - \frac{1}{2} V_s I_s \cos(2\omega_s t) = \bar{p}_s(t) + \tilde{p}_s(t)$$
(3.9)

onde  $\bar{p}_s(t)$  é a componente CC e  $\tilde{p}_s(t)$  é a componente CA. A potência instantânea consumida pela carga é

$$p_l(t) = \bar{p}_l(t) + \tilde{p}_l(t)$$
(3.10)

onde  $\bar{p}_l(t)$  é a componente CC que pode ser representada por

$$\bar{p}_l(t) = \frac{V_l I_{l(1)} \cos \phi_{(1)}}{2} \tag{3.11}$$

 $\tilde{p}_l(t)$  é a componente CA pode ser aproximada por

$$\tilde{p}_{l}(t) = \frac{-V_{s}I_{l(1)}}{2}\cos\left(2\omega_{s}t + \phi_{(1)}\right) + \sum \frac{-V_{s}I_{l(1)}}{2}\left\{\cos\left((n-1)\omega_{s}t + \phi_{(n)}\right) + \cos\left((n+1)\omega_{s}t + \phi_{(n)}\right)\right\} (3.12)$$

A potência que é injetada no sistema pelo conversor é expressa por

Capítulo 3. Análise Transitória de Filtros Ativos de Potência Paralelos

$$p_{conv}(t) = p_s(t) - p_l(t) = \bar{p}_{conv}(t) + \tilde{p}_{conv}(t), \qquad (3.13)$$

onde  $\bar{p}_{conv}(t)$  e  $\tilde{p}_{conv}(t)$  são as componentes CC e CA de  $p_{conv}(t)$  respectivamente. Considerando que as perdas do conversor podem ser aproximadas por um termo constante  $p_{loss}(t)$ , o valor de  $p_{conv}(t)$  pode ser dado como

$$\bar{p}_{conv}(t) = \frac{1}{2} \left( V_s I_l - V_s I_{l(1)} \cos \phi_{(1)} \right)$$
(3.14)

portanto, a troca de energia com o capacitor do barramento CC em um ciclo pode ser dada por

$$\frac{1}{2}C\Delta v_c^2 = \left(p_{conv}(t) - p_{loss}(t)\right)\Delta t \tag{3.15}$$

e a oscilação de tensão do barramento CC pode ser expressa como

$$\Delta v_c^2 = \sqrt{\left(\frac{V_s I_l - V_s I_{l(1)} \cos \phi_{(1)} - 2p_{loss}}{C}\right) \Delta t}$$
(3.16)

A componente CA  $\tilde{p}_s(t)$  e  $\tilde{p}_l(t)$  resulta numa flutuação do barramento CC. Disso, a tensão do barramento CC pode ser representado por

$$v_c(t) = \bar{v}_c(t) + \tilde{v}_c(t) \tag{3.17}$$

onde  $\bar{v}_c(t)$  é a tensão média da tensão do barramento CC e  $\tilde{v}_c(t)$  é a flutuação da tensão do barramento CC.

A corrente do capacitor do barramento CC pode ser expressa por

$$i_c(t) = \overline{i}_c(t) + \overline{i}_c(t) + \overline{i}_c(t)$$
(3.18)

onde  $\bar{\imath}_c(t)$  é a componente CC,  $\tilde{\imath}_c(t)$  é a componente de mais baixa ordem devido a corrente de carga e  $\check{\imath}_c$  é a harmônica de mais alta ordem devido à frequência de chaveamento do conversor de potência.

Para simplificar a análise da flutuação da tensão de barramento CC, algumas hipóteses são tomadas:

- A oscilação de  $v_c(t)$  relacionada a  $\check{i}_c(t)$  pode ser negligenciada em razão da frequência de chaveamento ser mais alta do que as componentes harmônicas de carga;
- A energia armazenada nos indutores de filtro de entrada pode ser desprezada;

29

#### Capítulo 3. Análise Transitória de Filtros Ativos de Potência Paralelos

• A conversão de potência ocorre sem perdas.

Isto implica que  $\bar{p}_{conv}(t) = 0$  e  $\check{i}_c(t) = 0$ , isto é, a tensão média de barramento CC pode ser mantida constante. Então a Eq. (3.13) pode ser reescrita como

$$p_{conv}(t) = \tilde{p}_s(t) - \tilde{p}_l(t) = \tilde{p}_{conv}(t), \qquad (3.19)$$

 $p_{conv}(t)$  pode ser também representada como

$$p_{conv}(t) = \sum_{n=1}^{\infty} p_{l(n)} \cos\left(n\omega_s t + \phi_{(n)}\right)$$
(3.20)

Portanto, de acordo com o balanceamento de potência do sistema, a potência de entrada pode ser representada por

$$v_c(t)i_c(t) = p_{conv}(t) \tag{3.21}$$

Como  $\bar{\imath}_c(t)$  é zero e  $\check{\imath}_c(t)$  pode ser negligenciado, as componentes harmônicas de mais baixa ordem drenada pelo barramento CC pode ser determinada por

$$\tilde{\imath}_c(t) = \frac{\tilde{p}_{conv}(t)}{\bar{v}_c} \tag{3.22}$$

e a oscilação da tensão do barramento CC pode ser representada por

$$\tilde{v}_c(t) = \frac{1}{C} \int_0^t \tilde{\imath}_c(t) dt \approx \frac{1}{C\bar{v}_c} \sum_{n=1}^\infty \frac{p_{l(n)}}{n\omega_s} \cos\left(n\omega_s t + \phi_{(n)}\right)$$
(3.23)

Para propósito de projeto, a Eq. (3.23) pode ser aproximada como

$$\Delta v_c = \frac{\tilde{p}_{conv}}{\bar{v}_c n \omega_s C} \tag{3.24}$$

Baseado na análise realizada acima, os seguintes parâmetros devem ser tomados em conta para procedimento de projeto do capacitor do barramento CC.

- A oscilação de tensão do barramento CC deve ser regulada a um nível aceitável, para se obter uma compensação precisa;
- A oscilação em tensão do barramento CC depende da ordem e magnitude da componente CA, p<sub>conv</sub>(t), da tensão e da capacitância do barramento;
- Se a correção do fator de potência é requerida em conjunto com a de harmônicos, uma maior capacitância será necessária e

• A capacitância do capacitor do barramento CC depende da potência do *FAP* e o tipo de carga.

31

As Figuras 3.6 e 3.7 apresentam resultados de simulações de valores do capacitor de barramento CC em função de vários  $\Delta v_c(\%)$  e distorção harmônica total (THD(%)). Nesses resultados são considerados,  $v_c=850$ V e  $S_{load} = 100 kVa$ .



Figura 3.6: Simulações para seleção de C em função de  $\Delta v_c$  e THD usando Eq. (3.24).

#### Dimensionamento dos Indutores do Filtro de Entrada

O dimensionamento dos indutores de entrada deve lidar com dois problemas:

- Limitar as componentes de alta frequência injetadas pela corrente de filtro, a amplitude na frequência de chaveamento é normalmente limitada a 5% da corrente;
- A derivada da corrente gerada pelo filtro ativo deve ser maior do que a máxima derivada da corrente de carga  $(di_f/dt \gg di_l/dt)$ .

Da análise do circuito equivalente da Fig. 3.5 segue-se as simplificações:

• A tensão da potência de barramento e a tensão de saída do conversor do filtro são constantes durante o período de chaveamento e



Figura 3.7: Simulações para seleção de C em função de  $\Delta v_c$  e THD usando Eq. (3.24).

• O inversor de tensão (PWM) do filtro introduz um atraso médio de  $\tau_f = \tau_{sw}/2$  no sistema.

Usando as simplificações acima, a oscilação da corrente de filtro pode ser determinada como

$$\Delta i_f(t) = \frac{1}{2l_f} \int_0^{t_{s_w}/2} \left( v_f(t) - v_s(t) \right) dt \tag{3.25}$$

onde  $v_f(t) = q_{sw}(t)\frac{\bar{v}_c}{2}$  e  $q_{sw}(t)$  é a função de chaveamento que define o ciclo de trabalho das chaves de potência  $q_1$  e  $q_4$ . Resolvendo a Eq. (3.25) para o pior caso, a oscilação da corrente de filtro pode ser dada por

$$\Delta i_f \cong \frac{\pi \left( \bar{v}_c - 2\hat{v}_s \right)}{2w_{sw} l_f \hat{i}_f} \tag{3.26}$$

ou pode ser também expressa como

$$\Delta i_f(\%) \cong \frac{\pi \left(\bar{v}_c - 2\hat{v}_s\right)}{2w_{sw} l_f \hat{i}_f} \times 100 \tag{3.27}$$

onde  $\hat{v}_s$  o valor de crista da tensão de alimentação e  $\hat{i}_f$  é o valor máximo da corrente de filtro. Para o procedimento de projeto o valor dessa corrente pode ser considerada igual ao valor máximo da corrente de carga.

As Eq. (3.26) e (3.27) correspondem ao primeiro critério de projeto dos indutores de filtro de entrada. O segundo critério que determina a derivada de corrente que o filtro deve gerar pode ser obtido de maneira similar. A derivada de corrente pode ser expressa como:

$$\frac{\bar{v}_c}{2} - l_f \left(\frac{di_l}{dt}\right)_{(\max)} \ge \hat{v}_s \tag{3.28}$$

A Eq. (3.28) pode ser reescrita de duas diferentes formas:

$$\bar{v}_c \ge 2\left(l_f\left(\frac{di_l}{dt}\right)_{(\max)} + \hat{v}_s\right) \tag{3.29}$$

ou

$$\left(\frac{di_l}{dt}\right)_{(\max)} \cong \frac{1}{l_f} \left(\frac{\bar{v}_c}{2} - \hat{v}_s\right) \tag{3.30}$$

A Eq. (3.29) fornece o valor crítico da tensão do barramento CC em função da indutância de entrada do filtro, da derivada de corrente máxima de carga e do valor de pico da tensão de linha. A máxima derivada de corrente gerada pelo filtro pode ser encontrada da Eq. (3.30).

As Eq. (3.26) a (3.28) permitem o cálculo do valor mínimo de  $l_f$  e  $\bar{v}_c$  independentemente. No entanto, a seleção de  $l_f$  e  $v_c$  requer um compromisso. Para cancelar os harmônicos, o conversor deve gerar um alto  $di_f/dt$ , o que requer um pequeno filtro de indutância. Por outro lado, diminuir a indutância aumenta a oscilação de corrente e como resultado o lado do fornecimento exibe uma corrente com uma distorção harmônica mais alta (*THD*). O mesmo efeito é observado para a tensão do barramento CC. Altos  $di_f/dt$  podem ser obtidos aumentando-se a tensão  $\bar{v}_c$ , o que retorna em um aumento da oscilação de corrente gerada pelo filtro.

A Fig. 3.8 apresenta resultados de simulação para o cálculo do *riple* de corrente do filtro  $\Delta i_f(\%)$  em função do *riple* do barramento CC e da indutância de entrada. Nesse resultado é considerado  $\hat{v}_s$ =325V e  $\hat{i}_s$ =282.84. Na Fig. 3.9 é mostrado resultados de simulação para a derivada máxima de corrente gerada pelo filtro para as condições da Fig. 3.8.

#### 3.1.4 Exemplo de Projeto

Descreve-se nesse ponto um exemplo de projeto de um sistema FAP paralelo aplicado a uma ponte retificadora de diodos alimentando uma carga altamente indutiva. O procedimento é realizado em 6 passos baseado nas equações dadas nas seções anteriores.

Os passos do algoritmo de projeto são:



Figura 3.8: Resultados de simulação para o riple de corrente usando Eq. (3.26).



Figura 3.9: Resultados de simulação para a máxima derivada de corrente gerada pelo filtro usando Eq. (3.30).

Potência da carga	$S_{load} = 200 kVA$
Tensão de alimentação	$V_s = 230V$
Fator de potência	$FP = 0.78_{(ind)}$
Distorção harmônica total	THD = 46%
Máximo $[di/dt]$ da carga	250kA/s

Tabela 3.1: Especificação da carga para procedimento de projeto.

1. Especifica-se a carga;

- Se for somente compensação de harmônicos, a potência do filtro pode ser determinada pela Eq. (3.7), se for requerida a compensação tanto de harmônicos quanto de fator de potência a potência do filtro é definida pela Eq. (3.6)
- 3. Seleciona-se a máxima tensão para as chaves do conversor;
- 4. Seleciona-se a frequência de chaveamento do conversor de potência:
- 5. Calcula-se o capacitor do barramento CC pela Eq. (3.24).
- 6. Usando a Eq. (3.27), calcula-se o valor da indutância de entrada do filtro;
- 7. Determina-se a derivada máxima de corrente no Filtro usando-se Eq. 3.30;
- 8. Se os requisitos de projeto foram atendidos ,fim do projeto, caso contrário, volta-se ao item 5;

Apresenta-se agora um exemplo numérico, seguindo os passos acima descritos, de projeto de um sistema FAP paralelo. O projeto é feito para um sistema hipotético.

1-Especificações de carga: Nesse passo, a principal característica da carga para ser compensada deve ser especificada pelos seguintes parâmetros na Tabela 3.1.

2- Valores de potência: O valor da potência a ser instalada no Filtro deve ser determinada dependendo dos requerimentos de compensação (somente a compensação de harmônicos ou compensação de harmônicos e de fator de potência).

 $\star$  Se for somente compensação de harmônicos, a faixa de potência do filtro pode ser determinada pela Eq. (3.7).

$$S_{FAP} = \frac{THD_{(l)}}{\sqrt{1 + THD_{(l)}^2}} = 200 \times \frac{0.46}{\sqrt{1.216}} = 83.42kVAR \tag{3.31}$$

Tabela 3.2: Parâmetros de projeto do capacitor do barramento CC		
Tensão no barramento CC	$\bar{v}_c = 850V$	
Oscilação da tensão no barramento CC	$\Delta v_c = 10\%$	
Oscilação de frequência da tensão no barramento CC	$n\omega_s=314.15 rad/s$	

 $\star$  Se for requerida a compensação tanto de harmônicos quanto de fator de potência a potência do filtro é definida pela Eq. (3.6).

$$S_{FAP} = \frac{\sqrt{sen(\phi_{(l)})^2 + THD_{(l)}^2}}{\sqrt{1 + THD_{(l)}^2}} = 200 \times \frac{\sqrt{1.009}}{\sqrt{1.2116}} = 182.53kVAR$$
(3.32)

Das Eq. (3.31) e (3.32), a faixa de potência que o filtro deve ter está dentro dos limites

$$83.42kVAR < S_{FAP} < 182.53kVAR \tag{3.33}$$

O que implica numa corrente de Filtro na faixa

$$\frac{83.42}{3 \times 230} \le I_C \le \frac{182.53}{3 \times 230}$$

$$120 \le I_C \le 264$$

3- Seleção da máxima tensão para as chaves do conversor: Nesse exemplo, a seleção da tensão máxima para as chaves do conversor é  $V_{CES} = 1200V$ 

Esta solução limita a máxima tensão do barramento CC a 900V de maneira as chaves operarem em sua faixa de segurança.

4- Seleção da frequência de chaveamento do conversor de potência: Este parâmetro pode ser definido usando o critério introduzido na Eq. (3.8).

Considerando que a ordem de harmônicos máxima para ser compensado é  $k_h = 50$  a frequência máxima de chaveamento é  $f_{sw} \ge 6kHz$ . Baseado nisso, a frequência de chaveamento escolhida é 10kHz.

5- Seleção do capacitor do barramento CC: O parâmetro escolhido para ser considerado nesse passo de projeto são apresentados na Tabela 3.2.

O capacitor do barramento CC é definido pela Eq. (3.24).

\* Se somente a compensação de harmônicos é requerida, o capacitor do barramento CC pode ser determinado usando-se a Eq. (3.24) aplicado ao limite inferior da Eq. (3.33) como

$$C = \frac{\tilde{p}_{l(h)}}{\Delta v_c(\%) v_c^2 n \omega_s} \times 100 = \frac{834200/3}{10 \times 850^2 \times 314.15} \times 100 = 1.2mF$$
(3.34)

\* Para o caso em que ambos, compensação de harmônicos e correção de fator de potência for necessária, a capacitor de barramento CC é

$$C = \frac{\tilde{p}_{l(h)}}{\Delta v_c(\%) v_c^2 n \omega_s} \times 100 = \frac{182190/3}{10 \times 850^2 \times 314.15} \times 100 = 2.6 mF$$
(3.35)

baseado nos resultados nas Eq. (3.34) e (3.35) chega-se a

$$1.2mF \le C \le 2.6mF$$

6- Seleção do indutor de entrada: Como demonstrado antes, a seleção do indutor de entrada é feita levando-se em conta o compromisso entre a oscilação máxima da corrente de entrada e a derivada de corrente máxima gerada pelo filtro.

A oscilação máxima de corrente é normalmente fixada em  $\Delta i \leq 5\%$ .

 $\star$  Usando a Eq. (3.27), o valor da indutância de entrada é definido como

$$l_{f} \geq \frac{\pi(\bar{v}_{c} - 2\hat{v}_{s})}{2w_{sw}\hat{i}_{f}\Delta l_{f}(\%)} \times 100 \rightarrow l_{f} \geq \frac{\pi(850 - 650)}{2 \times 62831 \times 256 \times 5}$$

$$l_{f} \geq \frac{62800}{1.6 \times 10^{8}} = 0.392mH \qquad (3.36)$$

 $\star$  A derivada máxima definida com a indutância de entrada obtida na Eq. 3.36 pode ser determinada usando-se Eq. 3.30 como se segue

$$\left(\frac{di_f}{dt}\right)_{(\max)} = \frac{1}{l_f} \left(\frac{\bar{v}_c}{2} - \hat{v}_s\right) = \frac{1}{0.392 \times 10^{-3}} \left(425 - 325\right) = 255kA/s$$

Se o  $di_{f_k}/dt$  conseguido não satisfaz as necessidades de compensação para a carga, o procedimento de projeto deve ser repetido aumentando-se a tensão do barramento CC.

### 3.2 Conclusões

Este capítulo da dissertação serve como instrumento de projeto de circuitos de Filtros Ativos de potência paralelo. Os resultados aqui obtidos são validados no capítulo de resultados experimentais.

## Capítulo 4

## Sistemas de Detecção de Fase

### 4.1 Sistemas Convencionais de Detecção de Fase

#### 4.1.1 Introdução

A informação do ângulo de fase é um fator crítico na operação de uma vasta categoria de equipamentos de potência. Nesses equipamentos, a informação do ângulo de tensão é usada para sincronizar o acionamento das chaves de potência, cálculo do fluxo de potência ativa e reativa ou para transformação de variáveis para a referência síncrona [13].

Na literatura, os trabalhos em sincronização podem ser classificados em:

- Algoritmos de estimação de fase para sistema de potência: onde relacionam-se diretamente com a proteção e controle do sistema de distribuição [14, 15, 16, 17, 18, 19, 20, 21, 22, 23, 24];
- Algoritmos de estimação de fase em processamento de sinais, onde a preocupação é a medição da frequência instantânea (FI) [25, 26] e;
- Sistemas compostos por conversores de potência interligados com a rede trifásica, tais como: filtros ativos de potência, dispositivos reguladores de tensão, etc [27, 28, 29, 30, 31, 32, 33, 34, 13, 35, 36, 37].

Para estimativa da fase, no caso particular dos sistemas compostos por conversores de potência ligados com a rede trifásica, classicamente são usados circuitos PLL's. Surge então a aplicação de algoritmos detectores de passagem por zero como uma solução para sistemas microprocessados [32]. O algoritmo de passagem por zero é inicialmente aplicado em [36] e tem-se sua aplicabilidade estudada em [32]. Todavia, a sua utilização em sistemas poluídos

por harmônicos resulta numa operação imprecisa, decorrente dos falsos cruzamentos por zero [28]. Surge então a necessidade de algoritmos capazes de detectar a fase em sistemas trifásicos poluídos com harmônicos. É então que em [29] propõem um algoritmo de sincronização trifásico que rejeita harmônicos de baixa e alta ordem. O algoritmo proposto em [29], apresenta baixo desempenho para sinais desbalanceados [35]. Em [35] propõe-se uma nova estrutura de algoritmo, resolvendo o problema do desbalanceamento pela inserção de um extrator de sequência positiva. O problema do desbalanceamento também é tratado em [34], onde se propõe o método dos mínimos quadrados ponderado como algoritmo de sincronização trifásico, capaz de lidar com desbalanceamento.

Na literatura, o problema da detecção de fase também é tratado por vários outros autores. Em [38] propõe-se um algoritmo de estimação baseado em algoritmos integrativos, propondo-o com uma nova técnica de controle de Filtro Ativo de potência, sendo tais algoritmos também estudados em [31], para sincronização de sistemas monofásicos. Em [37] apresenta-se um estudo do algoritmo proposto em [29] e de uma solução por hardware (uso do CI PLL CD4046). Em [33] é apresentada uma estrutura de medição de fase trifásica baseada na filtragem e compensação das tensões em quadratura do sistema. E, em [39, 40, 16] propõe-se o uso do algoritmo RLS para estimativa de fase em sistemas de potência.

Como contribuição nesse ramo de estudo, apresenta-se nesse capítulo uma nova formulação de algoritmo de detecção de fase baseada nos circuitos PLL clássicos estudados em [41, 42]. Dentre as características dessa nova formulação está sua rejeição a harmônicos, lido com variação de frequência e com sistemas desbalanceados; demandando pequeno tempo de processamento.

#### 4.1.2 Estudo de Métodos

#### Detecção de Passagem por Zero

A maneira mais simples de se determinar a fase de um sinal é detectar seu instante de passagem por zero e comparar esse resultado com um sinal de referência. A detecção de passagem por zero da tensão da rede procura obter sua componente de frequência fundamental  $f_l$ . O método consiste em se contar o tempo entre dois cruzamentos por zero do sinal a ser medida a fase. Uma das soluções por hardware mais usadas de PLL, que pode ser vista na Fig. 4.2, é construída com componentes eletrônicos discretos e é baseada em um detector de fase, um filtro passa baixa e um oscilador controlado a tensão (VCO) [43]. Essa topologia pode ser classificada como estrutura de detecção de passagem por zero na qual a detecção de fase e frequência é baseada nos pontos de cruzamento por zero do sinal de entrada. A onda quadrada gerada das amostras do sinal é usada como uma das entradas do detector de fase, implementada via uma porta XOR (ou exclusivo). A saída do detector de fase é filtrada através de um filtro passa-baixa de maneira a gerar um sinal DC, que agirá como referência em tensão ao VCO. A frequência de centro do VCO e o número de bits do contador são relacionados com a resolução desejada de fase do sinal de saída do PLL.



Figura 4.1: Exemplo de sinal típico a ser determinada a fase.



Figura 4.2: Diagrama de blocos de PLL por cruzamento por zero.



tecção de passagem por zero. Distúrbios como *spikes* e afundamento de tensão podem gerar falsos pulsos de sincronismo e uma detecção de fase imprecisa. Para eliminar as influências dos espúrios na detecção da fase do sinal tensão, ao se usar essa técnica, muitas idéias foram sugeridas [38, 28, 44, 45]. Essas idéias vão desde a filtragem do sinal tensão ao uso de interpolação preditiva para minimizar a influência das distorções. Outra possibilidade sugerida em [28], consiste em desabilitar a sincronização, exceto durante curtos intervalos de tempo, quando o cruzamento por zero da tensão é esperado. Se o pulso de sincronização aparece durante esse intervalo, o algoritmo de sincronização é executado e a sincronização desabilitada até o próximo intervalo. Se o pulso de sincronização não for detectado, um procedimento de sincronização artificial é executado no fim do intervalo de janela de sincronismo.

#### Métodos com Transformação de Coordenadas

A configuração básica do sistema PLL proposto em [29, 13] é mostrado na Fig. 4.3. As tensões de linha  $U_{as}$ ,  $U_{bs}$  e  $U_{cs}$  são obtidas da rede e transformadas nas tensões  $U_{de}$  e  $U_{qe}$  usando as transformações  $123/\alpha\beta \in \alpha\beta/dq$ .



Figura 4.3: Diagrama do PLL por transformação de coordenadas.

As tensões de linha  $U_{as}$ ,  $U_{bs}$  e  $U_{cs}$ , quando transformadas para a sistema de coordenadas síncrona, resultam nas tensões em quadratura  $U_{de}$  e  $U_{qe}$  (em um sistema de controle vetorial dois controladores independentes seriam necessários para controlar essas tensões). No PLL apresentado, uma única malha de controle é necessária sobre  $U_{de}$ .

Considere um sistema trifásico equilibrado:

Capítulo 4. Sistemas de Detecção de Fase

$$\begin{bmatrix} U_{as} \\ U_{bs} \\ U_{cs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} U\cos\left(\theta\right) \\ U\cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ U\cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \end{bmatrix}$$
(4.1)

A transformação  $123/\alpha\beta$  do sistema leva a:

$$\begin{bmatrix} U_{qs} \\ U_{ds} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} U_{as} \\ (U_{cs} - U_{bs}) / \sqrt{3} \end{bmatrix}$$
(4.2)

E a transformação  $\alpha\beta/dq$  nos dá:

$$\begin{bmatrix} U_{qe} \\ U_{de} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta^*) & -sen(\theta^*) \\ sen(\theta^*) & \cos(\theta^*) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_{qs} \\ U_{ds} \end{bmatrix}$$
(4.3)

onde  $\theta^*$  é a fase de referência vindo do circuito e  $\theta$  a fase a ser medida.

Na Fig. 4.3, o bloco  $123/\alpha\beta$  se refere à Equação (4.2), o bloco  $\alpha\beta/dq$  se refere à Eq. (4.3).

Substituindo a Eq. (4.1) e (4.2) na Eq. (4.3), as tensões  $U_{ge} \in U_{de}$  são dadas por:

$$\begin{bmatrix} U_{qe} \\ U_{de} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} U\cos\left(\theta^* - \theta\right) \\ Usen\left(\theta^* - \theta\right) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} U\cos\left(\Delta\theta\right) \\ Usen\left(\Delta\theta\right) \end{bmatrix}$$
(4.4)

Se o erro  $\Delta \theta$  entre o ângulo da tensão e a saída do PLL for nulo,  $U_{qe} = U$  e  $U_{de} = 0$ . Desta forma, a sintonia da fase  $\theta$  com  $\theta_{est}$  pode ser obtida controlando-se a tensão no referencial zero e nenhuma informação sobre o valor de U é necessária.

A estrutura de PLL é capaz de lidar com três tipos de distorções comuns no sinal de tensão da rede: ruídos de alta frequência, variação de tensão (*dips* de tensão) e variação de fase [29, 13].

Os afundamentos de tensão (*notches*) geram harmônicos que entram no sistema PLL através das tensões  $U_{as}$ ,  $U_{bs}$  e  $U_{cs}$ . Esses harmônicos não afetam a capacidade de sintonia do PLL, mas geram oscilações na saída do sistema. Essas oscilações podem ser eliminadas utilizando-se filtros na malha direta ou na malha de realimentação do sistema. Todavia, essa solução introduz atraso no ângulo de fase estimado  $\theta_{est}$ .

A variação de amplitude introduz um ganho na malha direta, qualquer dip ou desbalanceamento na tensão causará uma perda de ganho U (valor máximo da tensão de linha) para o sistema de controle. Uma forma de se eliminar esse efeito é se normalizar U.

#### Algoritmo RLS-ER para Estimação de Fase em Sistemas de Potência

O modelo do sinal da tensão de linha da rede y(t) pode ser escrito na forma vetorial como segue

$$y(t) = \phi(t)^T \theta + \varepsilon(t) \tag{4.5}$$

para t = 1, 2, 3, ..., N

onde  $\phi(t) \in \theta$  são dadas respectivamente por

$$\phi(t) = \begin{bmatrix} sen (\omega_0 t \Delta t) \\ \cos (\omega_0 t \Delta t) \\ sen (3\omega_0 t \Delta t) \\ \cos (3\omega_0 t \Delta t) \\ \vdots \\ sen (n\omega_0 t \Delta t) \\ \cos (n\omega_0 t \Delta t) \end{bmatrix} \qquad \theta = \begin{bmatrix} A_1 \\ B_1 \\ A_2 \\ B_2 \\ \vdots \\ A_n \\ B_n \end{bmatrix}$$
(4.6)

O algoritmo RLS recursivo atualiza (estima)  $\theta$  calculando

$$\hat{\theta}(t) = \hat{\theta}(t-1) + \frac{P(t-1)\phi(t)}{1+\phi(t)^T P(t-1)\phi(t)}\xi(t)$$
(4.7)

$$P(t) = P(t-1) - \frac{P(t-1)\phi(t)\phi(t)^T P(t-1)}{1 + \phi(t)^T P(t-1)\phi(t)}$$
(4.8)

onde  $\phi(t)$  é a matriz de regressores,  $\theta$  a matriz de parâmetros e P(t) é a matriz covariância dos parâmetros, sendo  $\xi(t)$  o vetor erro dado por

$$\xi(t) = y(t) - \phi(t)^T \hat{\theta}(t-1).$$
(4.9)

O algoritmo RLS tem uma alta velocidade de convergência, mas o ganho do algoritmo reduz drasticamente quando o posto de P(t) se torna pequeno depois de umas poucas iterações. Para se evitar esse tipo de problema aplicam-se técnicas de reinicialização da matriz covariância, que consiste em reinicializar o posto de P(t) [46]. No algoritmo RLS-ER (Mínimos quadrados recursivo com reinicialização da matriz covariância eterno) a reinicialização é feita sem nenhum teste da matriz P(t) e sim a tempo pré-fixados.

O algoritmo RLS-ER pode ser sumarizado nos passos:

1. Inicializa  $P(0) \in \theta(0)$  com valores iniciais;

<sup>2.</sup> Atualiza  $\phi(t)$ ;

#### Capítulo 4. Sistemas de Detecção de Fase

- 3. Calcula-se a inovação  $\xi(t) = y(t) \phi(t)^T \hat{\theta}(t-1);$
- 4. Atualiza a matriz covariância como:

$$P(t) = P(t-1) - \frac{P(t-1)\phi(t)\phi(t)^T P(t-1)}{1+\phi(t)^T P(t-1)\phi(t)}$$
(4.10)

5. Atualiza os parâmetros como:

$$\hat{\theta}(t) = \hat{\theta}(t-1) + \frac{P(t-1)\phi(t)}{1+\phi(t)^T P(t-1)\phi(t)} \xi(t)$$
(4.11)

- 6. Se o teste da reinicialização for verdadeiro coloca-se  $P(t) = \sigma^2[I]$  onde [I] é uma matriz identidade nxn e  $\sigma$  um escalar.
- 7. Volta-se ao passo 2;

#### Sincronização por Métodos Integrativos

De forma geral, a fundamental de tensão do sinal de linha pode ser dada por:

$$u_0 = C_0 sen\left(\omega_0 t + \varphi\right) \tag{4.12}$$

onde  $C_0$  é a amplitude do sinal,  $\varphi$  sua fase e  $\omega_0$  frequência.

A Eq. (4.12) pode ser expressa na forma:

$$u_0 = A_1 sen\left(\omega_0 t\right) + B_1 \cos\left(\omega_0 t\right) \tag{4.13}$$

onde, em uma aproximação por séries de Fourier, os coeficientes podem ser dados:

$$A_{1}(t) = \frac{2}{T_{0}} \int_{t-T_{0}}^{t} u_{0} sen\left(\omega_{0} t\right) d\tau$$
(4.14)

$$B_1(t) = \frac{2}{T_0} \int_{t-T_0}^t u_0 \cos(\omega_0 t) \, d\tau \tag{4.15}$$

Fazendo-se os cálculo de  $A_1(t)$  e  $B_1(t)$  com  $\omega$  que é ligeiramente diferente de  $\omega_0$  vê-se que o erro inserido no parâmetro  $C_0$  é praticamente nulo [27, 28].

#### Implementação Prática

Para a implementação prática do algoritmo as Equações (4.14) e (4.15) são substituídas por seus equivalentes discretos

$$u_{01}^{*}(m) = A_{1}^{*}(m)sen\left(2\pi\frac{m}{N}\right) + B_{1}^{*}(m)\cos\left(2\pi\frac{m}{N}\right)$$
(4.16)

 $\operatorname{com}$ 

$$A_{1}^{*}(k) = \frac{2}{N} \sum_{k=m-N+1} u_{0}(k) sen\left(2\pi \frac{k}{N}\right)$$
(4.17)

$$B_1^*(k) = \frac{2}{N} \sum_{k=m-N+1} u_0(k) \cos\left(2\pi \frac{k}{N}\right)$$
(4.18)

No cálculo de Equações (4.17) e (4.18), o valor de N corresponde a frequência fundamental do sinal tensão a ser identificado a fase e tem relação direta com o período de amostragem utilizado. Os valores de  $A_1^*(t)$  e  $B_1^*(t)$  são calculados a cada ciclo.

# Detecção de Fase Baseado na Filtragem Passa-Baixa das Componentes em Quadratura

Nesse método, apresentado em [33], o sinal de ângulo do sinal de fase é obtido pela filtragem passa-baixa das tensões em quadratura do sinal trifásico.

O esquema do algoritmo está presente na Fig. 4.4. O sinal trifásico  $V_a$ ,  $V_b \in V_c$  é transformado em suas componentes  $U\alpha \in U_\beta$  via transformada de  $123/\alpha\beta$ , os blocos 1 e 2 são filtros passa baixa de primeira ordem que são aplicados em cada componente. No bloco 3 é calculado o módulo do vetor tensão por:

$$MOD = \sqrt{U_{\alpha}^2 + U_{\beta}^2} \tag{4.19}$$

O valor das componentes do ângulo filtrado é dado por  $sen(\theta_r) = \frac{U_{\theta}}{MOD} e \cos(\theta_r) = \frac{U_{\alpha}}{MOD}$ . Esses valores são entrada do bloco defasador 4 que tem como saída o valor do seno e do co-seno da fase do sinal já compensado da defasagem imposta pelos filtros.

Com o algoritmo em questão, pela inserção dos filtros em cada componente, consegue-se uma forte rejeição a harmônicos e uma boa resposta dinâmica.

#### Algoritmo de Detecção de fase usando o método WLSE-ER

O sinal de linha trifásico pode ser expresso na forma matricial por:



Figura 4.4: Diagrama de blocos de sistema de detecção de fase baseado em filtro passabaixa.

$$y(i) = H(i)x(t_i) \tag{4.20}$$

onde

$$H(ti) = \begin{bmatrix} \cos(\omega t_i) & -sen(\omega t_i) & \cos(\omega t_i) & sen(\omega t_i) \\ sen(\omega t_i) & \cos(\omega t_i) & -sen(\omega t_i) & \cos(\omega t_i) \end{bmatrix}$$
(4.21)

$$x(i) \equiv \left[ \begin{array}{cc} E_{de}^{p}(t_{i}) & E_{qe}^{p}(t_{i}) & E_{de}^{n}(t_{i}) & E_{qe}^{n}(t_{i}) \end{array} \right]^{T}$$
(4.22)

$$y(i) = \begin{bmatrix} E_{ds}(t_i) \\ E_{ds}(t_i) \end{bmatrix}$$
(4.23)

Com a escolha da função de custo tal que:

$$J[x(i)] = \sum_{k=0}^{i} \lambda^{-k} (y(k) - H(k)x(k))^{T}.$$
  
$$.(y(k) - H(k)x(k)) + \pi_{0}^{-1}x(k)^{T}x(k)$$
(4.24)

onde  $\pi_0 > 0$  é a constante covariância inicial e  $\lambda \in (0, 1)$  é o fator de esquecimento. A solução  $\hat{x}(i)$  que minimiza a função custo J[x(i)] é obtida pelo seguinte algoritmo de mínimos quadrados:

$$\hat{x}(i) = \hat{x}(i-1) + k_{p,i} [y(i) - H(i)\hat{x}(i-1)]$$

$$k_{p,i} = \bar{P}_{i-1}H(i)^T \bar{r}_e(i)^{-1}$$

$$\bar{r}_e(i) = I + H(i)\bar{P}_{i-1}H(i)^T$$

$$\bar{P}_i = \lambda^{-1}\bar{P}_{i-1} - \lambda^{-1}\lambda^{-1}H(i)^T \bar{r}_e(i)^{-1}H(i)\bar{P}_{i-1}$$
(4.25)

onde x(-1) = 0,  $\tilde{P}_{-1} = \pi_0 I \in \mathbb{R}^{4 \times 4}$ . Da Eq.(4.25) obtém-se o ângulo de fase da sequência positiva:

Capítulo 4. Sistemas de Detecção de Fase

$$\hat{\phi}(t_i) = \tan^{-1} \left( \frac{E_{qe}^p(t_i)}{E_{de}^p(t_i)} \right)$$
(4.26)

Dessa forma, o ângulo de fase da tensão de linha é obtida tal que  $\theta(t_i) = \omega t_i + \hat{\phi}(t_i)$ .

Para aumentar a velocidade de convergência é adicionado a técnica de reinicialização da matriz covariância. Se o erro de estimação é maior que um dado valor de controle  $\varepsilon$ , isto é, $||y(i) - H(i)\hat{x}(i-1)|| > \varepsilon$ , então reinicializa-se  $\bar{P}_{-1}$  com a variância inicial  $\pi_0 I$ .

Para se evitar a reinicialização frequente causado pelo ruído em condições normais de operação, o valor  $\varepsilon$  não pode ser muito pequeno. Heuristicamente, escolhe-se  $\varepsilon$  em torno de 20 a 40% da amplitude de pico da tensão de linha nominal. Nota-se também que com WLSE-ER, pode-se aumentar a imunidade a ruído aumentando-se o valor de  $\lambda$ .

#### 4.1.3 Resultados de Simulação

Para os testes de simulação são considerados sinais de baixa ordem os compostos por harmônicas de  $3^a$  a  $11^a$  harmônica e de alta ordem os poluídos com harmônicas acima da  $20^a$ . Nas simulações foi utilizado o método de Euler de integração, com passo de amostragem de  $100\mu$ s. Os programas de simulação foram implementados no Matlab®.

#### Algoritmo por Transformação de Coordenadas

O esquema do PLL sugerido em [29, 13] foi simulado no Matlab® e os resultados de simulação são mostrados nas Figuras 4.5 e 4.7.

Na Fig. 4.5 e Fig. 4.6, é visto o resultado de testes feitos ao algoritmo com sinal com harmônicos de baixa ordem, vê-se pelos resultados que o algoritmo tem um desempenho satisfatório com esse tipo de sinal.

Na Fig. 4.7 e Fig. 4.8, tem-se o teste do algoritmo para um desbalanceamento de tensão. O desbalanceamento em tensão implica numa componente de sequência dupla nas tensões em quadratura. Como o sistema não tem grande rejeição a harmônicos de baixa ordem, os efeitos do desbalanceamento refletem no sinal de fase.

Pelos resultados, vê-se que o sistema PLL é capaz de lidar com os mais comuns tipos de distúrbios nas redes. Pela escolha adequada do controlador PI, pode-se controlar o fator de rejeição a ruído e a velocidade de resposta do circuito, devendo-se primar por um compromisso entre esses dois fatores.

Quanto a sistemas desequilibrados, o desequilíbrio em amplitude influencia a qualidade de sintonia do controlador, isto é visto como uma saída distorcida. Esse problema é apontado em [35].



Figura 4.5: Resultados de simulação da resposta do algoritmo por transformação de coordenadas a sinal com harmônicos de baixa frequência.



Figura 4.6: Resultados de simulação da resposta do algoritmo por transformação de coordenadas a sinal com harmônicos de baixa frequência (fase).



Figura 4.7: Resultado de simulação da resposta do algoritmo por transformação de coordenadas a desbalanceamento em tensão.



Figura 4.8: Resultado de simulação da resposta do algoritmo por transformação de coordenadas a desbalanceamento em tensão (fase).

Outro ponto a ser notado é que, para o circuito em questão, a eliminação de harmônicos de baixa ordem não coaduna com uma boa resposta dinâmica.

Em [35] é proposto uma nova estrutura que vem suplantar as desvantagens da técnica em [29, 13]. A solução mantém a mesma filosofia daquela e se baseia na inserção de um bloco separador de sequência positiva de sistemas desbalanceados e na inserção de um filtro passa baixa na malha direta do sistema.

#### Algoritmos Integrativos

O resultados de simulação do algoritmo podem ser vistos nas Fig.s 4.9 e 4.10.

Na Fig. 4.9 o algoritmo é testado com um sinal com harmônicos de baixa ordem. Na Fig. 4.10 um sinal com desbalanceamento em tensão.



Figura 4.9: Resultado de simulação do algoritmo DFT a um sinal com harmônicos de baixa.

#### Algoritmo de Filtragem das Componentes em Quadratura

Vê-se nas Fig.s 4.11 e 4.12 os resultados do esquema para harmônicos de baixa e desbalanceamento em tensão.

Pelos resultados vê-se que o algoritmo rejeita harmônicos de baixa e, tão como os efeitos de desbalanceamento.



Figura 4.10: Resultado de simulação de resposta do algoritmo DFT desbalanceamento em tensão



Figura 4.11: Resultado de simulação de resposta do algoritmo passa-baixa a sinais com harmônicos de baixa.



Figura 4.12: Resultado de simulação de resposta do algoritmo FPB em quadratura a desbalanceamento em tensão.

#### Algoritmo WLSE-ER

Na Fig. 4.13 o algoritmo é testado com um sinal com harmônicos de baixa ordem. Na Fig. 4.14 é aplicado um sinal com desbalanceamento em tensão.

#### 4.1.4 Resultados Experimentais

Os resultados experimentais foram levantados em uma plataforma de tempo real de aquisição de dados, rodando programa em linguagem C. A plataforma é composta de PC PENTIUN 260Mhz, possuindo uma placa multi-função com conversores AD's, DA's e TIMER's. Para o caso dos testes em regime permanentes, as tensões de linha foram adquiridas diretamente da saída de um varivolt de 2KVA ligado à rede de distribuição. Os testes em transitório foram realizados, acionando-se uma carga de lâmpadas incandescentes (1,5kW) em uma das fases do varivolt. As medidas do tempo de cálculo da rotinas presentes na Tabela 4.1, foram realizadas acionando-se um bit da PPI na entrada da rotina e o zerando na saída, medindo-se o intervalo de tempo com o osciloscópio.



Figura 4.13: Resultado de simulação de resposta do algoritmo WLSE-ER a um sinal com harmônicos de baixa.(sem reinicialização)



Figura 4.14: Resultado de simulação de resposta do algoritmo WLSE-ER a um sinal com desbalanceamento em tensão.


Figura 4.15: Resultados experimentais da resposta do algoritmo por transformação de coordenadas em sistema balanceado (tensões de linha)



Figura 4.16: Resultados experimentais da resposta do algoritmo por transformação de coordenadas em sistema balanceado (comparação entre o sinal o sinal real e o estimado).



Figura 4.17: Resultados experimentais da resposta do algoritmo por transformação de coordenadas em sistema balanceado. (fase)

## Algoritmo por Transformação de Coordenadas

Os resultados experimentais foram obtidos usando-se o algoritmo e podem ser vistos nas Fig.s 4.15 a 4.17 que o algoritmo tem boa rejeição a harmônicos de baixa ordem desde que o sistema seja satisfatoriamente balanceado. O sinal de tensão tem uma forte presença de harmônicos de baixa ordem (principalmente a quinta) que são filtrados pelo algoritmo. Na Fig. 4.18 foi extraída a fundamental do sinal a ser sincronizado e comparado com a saída do algoritmo e pode-se notar a perfeita sintonia em fase.

Quanto ao caso desbalanceado, o sinal de fase apresenta uma componente de sequência dupla. O desbalanceamento em tensão implica nos sinais das Fig.s 4.19 e 4.20. O baixo desempenho desse algoritmo foi apontado em [35] que indica como uma possível solução o uso de um algoritmo separador de sequência na entrada do sistema.

Na Fig. 4.22 foi extraída a fundamental do sinal a ser sincronizado e a saída do algoritmo com sinal desbalanceado e pode-se notar a sintonia com a fundamental.

Nas Figuras 4.23 a 4.25 vêem-se os resultados do algoritmo sendo submetido a um transitório de fase. O tempo de resposta do algoritmo é satisfatório levando menos que meio ciclo para acompanhar o transitório.



Figura 4.18: Resultado experimental de comparação entre o sinal  $V_{\alpha}$  (extraída a fundamental) e o sinal estimado pelo algoritmo de transformação de coordenadas em sistema balanceado.



Figura 4.19: Resultados experimentais do algoritmo por transformação de coordenadas em sistema desbalanceado (tensões de linha).





Figura 4.20: Resultados experimentais da resposta do algoritmo por transformação de coordenadas em sistema desbalanceado (comparação entre o sinal real e o estimado).



Figura 4.21: Resultados experimentais da resposta do algoritmo por transformação de coordenadas em sistema desbalanceado. (fase estimada)



Figura 4.22: Resultado experimental de comparação entre o sinal  $V_{\alpha}$  (extraída a fundamental) e o sinal estimado pelo algoritmo de transformação de coordenadas em sistema desbalanceado.



Figura 4.23: Resultados experimentais de resposta do algoritmo por transformação de coordenadas a transitório (tensões de linha).



Figura 4.24: Resultados experimentais do algoritmo por transformação de coordenadas a transitório (Comparação do sinal estimado e o real)



Figura 4.25: Resultados experimentais do algoritmo Blasko em sistema desbalanceado (fase)



Figura 4.26: Resultados experimentais de comparação entre o sinal  $V_{\alpha}$  (extraída a fundamental) e o sinal estimado pelo algoritmo de tranformação de coordenadas no transitório.

#### Algoritmo RLS-ER

Nas Figuras 4.27 a 4.28 vêem-se os resultados do algoritmo RLS com período de reinicialização da matriz covariância de um período (166ms). Na Fig. 4.29 vê-se a comparação da fundamental do sinal a ser extraído a fase e sinal resultado. Vê-se que com o aumento do período de reinicialização aumenta-se a rejeição a harmônicos.

Nas Figuras 4.30 e 4.31 vêem-se os resultados experimentais a transitórios do algoritmo RLS com período de reinicialização da matriz covariância de um período. A velocidade de convergência continua a mesma mas melhora-se a imunidade a spikes de tensão (harmônica de alta).

## Algoritmo Integrativo

Nas Figuras de 4.32 a 4.33 vêem-se os resultados experimentais do algoritmo. Já na Fig. 4.34 tem-se a comparação entre a fundamental de tensão extraída do sinal a ser estimado e o sinal estimado pelo algoritmo. O algoritmo apresenta uma boa sintonia de fase e rejeição a harmônicos.

No caso de resposta a transitório os coeficientes  $A \in B$  só são atualizados a cada período do sinal. Ou seja, um transitório ocorrido na rede só será efetivamente detectado no início



Figura 4.27: Resultados experimentais do algoritmo RLS Sistema balanceado com reinicialização a um período (tensões de linha)



Figura 4.28: Resultados experimentais do algoritmo RLS em sistema balanceado com reinicialização a um período (comparação entre o sinal real e o estimado).



Figura 4.29: Resultados experimentais de comparação entre o sinal  $V_{\alpha}$  (extraída a fundamental) e o sinal estimado pelo algoritmo RLS em sistema balanceado com reinicialização a um período.



Figura 4.30: Resultados experimentais de resposta a transitório do algoritmo RLS com reinicialização a um período (tensões de linha)



Figura 4.31: Resultados experimentais de resposta a transitório do algoritmo RLS com reinicialização a um período (comparação entre o sinal real e estimado)



Figura 4.32: Resultados experimentais de resposta da do algoritmo DFT (tensões de linha)

are statication and the same first the factor of the factor of the same of the same of the same of the same of



Figura 4.33: Resultados experimentais de resposta da do algoritmo DFT (comparação entre o sinal real e o estimado)



Figura 4.34: Resultados experimentais de comparação entre o sinal  $V_{\alpha}$  (extraída a fundamental) e o sinal estimado pelo algoritmo DFT.



Figura 4.35: Resultados experimentais de resposta a transitório do algoritmo DFT (tensões de linha)



Figura 4.36: Resultados experimentais de resposta a transitório do algoritmo DFT. (comparação entre o sinal real e o estimado)

do próximo período (veja Fig.s 4.35 a 4.36).

#### Algoritmo de Filtragem das Componentes em Quadratura



Figura 4.37: Resultados experimentais de resposta do algoritmo FPB em quadratura a sistema balanceado (tensões de linha).

Nas Fig.s de 4.37 a 4.38 vê-se o resultados experimentais do algoritmo. Na Fig. 4.39 é feita a comparação entre a fundamental da tensão a ser sincronizada com o sinal do algoritmo, observa-se também ótima rejeição de harmônicos do algoritmo e a sintonia de fase.

Nas Fig.s 4.40 e 4.41 vê-se os resultados do algoritmo submetido a um transitório de fase e observa-se um tempo de resposta de menos de um quarto de período.

## Algoritmo WERL-ER

Nas Figuras 4.42 e 4.43 vêem-se o resultados experimentais do algoritmo WLES-ER em regime permanente e vê-se pelo resultado a boa sintonia de fase do método. No algoritmo implementado a reinicialização da matriz covariância ocorre a cada 4 ciclos. A reinicialização pelo cálculo do erro absoluto faz com que esse seja muito sensível a ruído. Na Fig. 4.44 é feita a comparação entre a fundamental da tensão extraída do sinal a ser sincronizado e a saída do algoritmo WLES-ER e vê-se a ótima sintonia de fase.



Figura 4.38: Resultados experimentais de resposta do algoritmo FPB em quadratura a sistema balanceado (comparação entre o sinal real e o estimado).



Figura 4.39: Resultados experimentais de comparação entre o sinal  $V_{\alpha}$  (extraída a fundamental) e o sinal estimado pelo algoritmo FPB.



Figura 4.40: Resultados experimentais de resposta a transitório do algoritmo FPB em quadratura (tensões de linha).



Figura 4.41: Resultados experimentais de resposta a transitório do algoritmo FPB em quadratura (comparação entre o sinal real e o estimado).



Figura 4.42: Resultados experimentais de resposta do algoritmo WLSE-ER (tensões de linha)



Figura 4.43: Resultados experimentais de resposta do algoritmo WLSE-ER (comparação entre o sinal real e o estimado)



Figura 4.44: Resultados experimentais de comparação entre o sinal estimado e o sinal  $v_{\alpha}$  (extraída a fundamental) e o sinal estimado pelo algoritmo WLSE-ER.

Já nas Figuras 4.45 a 4.46 o método é submetido a um transitório de fase e vê-se que este possui uma boa resposta dinâmica e rejeição a *spikes*.

# 4.2 Nova Formulação de Algoritmo de Sicronização de Fase

## 4.2.1 Princípios operacionais

Os elementos essenciais que compõem um sistema PLL clássico são um detector de fase de entrada (bloco PD), um filtro de realimentação (bloco H) e o VCO como mostrado na Fig. 4.47.

O requerimento operacional básico para a realimentação é a sintonia da fase de entrada, isto é conseguido com uso de um detector de fase com saída  $(x_p(t))$  proporcional à diferença de fase entre o sinal de entrada e o sinal do VCO. Este sinal erro é então amplificado e filtrado e aplicado ao VCO na malha de realimentação.

Considere um sinal de entrada da forma:

$$x_i(t) = A\cos\left(\omega_i t + \phi_i\right) \tag{4.27}$$

1.4. 1997年1月1日,1997年1月1日)。1997年1月1日,1997年1月



Figura 4.45: Resultados experimentais de resposta a transitório do algoritmo WLES-ER (tensões de linha)



Figura 4.46: Resultados experimentais de resposta do algoritmo WLSE-ER a transitório (comparação entre o sinal real e o estimado)



Figura 4.47: Esquemático de um circuito PLL clássico

Assuma que a saída do bloco VCO seja da forma

$$y_o(t) = -\frac{2}{A}sen\left(\omega_i t + \phi_r\right) \tag{4.28}$$

Onde  $\phi_r$  é a modulação de fase do VCO,  $\phi_i$ ,  $A \in \omega_i$  são respectivamente a fase, amplitude e frequência do sinal de entrada.

A título de simplificação, supõe-se inicialmente que a frequência central do bloco VCO é idêntica à do sinal de entrada.

O detector de fase é um multiplicador ideal, a saída do bloco PD é dado por:

$$x_p(t) = x_i(t)y_o(t) = sen(\phi_i(t) - \phi_r(t)) - sen(2\omega_i(t) + \phi_i(t) + \phi_r(t))$$
(4.29)

Anulando-se o segundo termo da Eq. (4.29) (sequência dupla), por filtragem,  $x_p(t)$  pode ser dado como:

$$x_p(t) = x_i(t)y_o(t) = sen(\phi_i(t) - \phi_r(t)) = sen(\phi_e(t))$$
(4.30)

onde  $\phi_e(t) = \phi_i(t) - \phi_r(t)$ 

Dessa forma, tem-se que

$$x_f(t) = K_2 h_1(t) \odot sen\left(\phi_e(t)\right) \tag{4.31}$$

onde  $\odot$  é o operador convolução,  $K_1$  e  $h_1(t)$  são respectivamente o ganho e a resposta no tempo da função de transferência do bloco H. O sinal  $x_f(t)$  é aplicado ao VCO e resulta num sinal cujo desvio e diretamente proporcional à tensão de controle

$$\frac{d\phi_r}{dt} = K_1 K_2 h_1(t) \odot sen\left(\phi_e(t)\right) \tag{4.32}$$

sendo  $K_2$ o ganho do bloco VCO. Fazendo  $K = K_1 K_2$ a Eq. (4.32) pode ser escrita

#### Capítulo 4. Sistemas de Detecção de Fase

$$\frac{d\phi_r}{dt} = Kh_1(t) \odot sen\left(\phi_e(t)\right) \tag{4.33}$$

Não existe solução analítica para a Eq. não-linear (4.33), no entanto, restringindo  $|\phi_e(t)|$  pequeno, de modo que:  $sen [\phi_e(t)] \cong \phi_e(t)$ . A Eq. (4.33) pode ser escrita como:

$$\frac{d\phi_r}{dt} = Kh_1(t) \odot (\phi_e(t)) \tag{4.34}$$

$$\frac{d\phi_r}{dt} = Kh_1(t) \odot (\phi_i(t) - \phi_r(t))$$
(4.35)

que é sua forma linearizada.

Aplicando-a a transformada de Laplace, tem-se que:

$$s\Phi_{r}(s) = KH_{1}(s) (\Phi_{i}(s) - \Phi_{r}(s))$$

$$(s + KH_{1}(s)) \Phi_{r}(s) = KH_{1}(s)\Phi_{i}$$

$$\frac{\Phi_{r}(s)}{\Phi_{i}(s)} = \frac{KH_{1}(s)}{s + KH_{1}(s)}$$
(4.36)

onde  $H_1(s) = \pounds [h_1(t)]$ 

Na formulação de (4.36), as seguintes hipóteses simplificadoras foram usadas:

- Desconsiderou-se qualquer variação de frequência do sinal de entrada, devendo o esquema sintonizar apenas a fase (PLL);
- Admitiu-se que a frequência do VCO é a mesma do sinal de entrada (que para a nossa aplicação não é um dado de natureza prática visto que a frequência do sinal de tensão da rede varia).

Para eliminar o termo de sequência dupla em (4.29) escolhe-se, nesse trabalho, compensálo somando-se a  $x_p(t)$  o termo  $g(t) = sen(2\omega_i(t) + 2\phi_r(t))$  que, na condição de sintonia, onde  $\phi_i(t) = \phi_r(t)$ , resultará em

$$x_{pe}(t) = x_p + g(t) = sen(\phi_i(t) - \phi_r(t))$$
(4.37)

Uma vantagem direta de se compensar o termo de sequência dupla e não filtrá-lo é que, dessa forma, a dinâmica do filtro que seria inserido não influirá no tempo de resposta do sistema, que será ditado pela escolha do controlador  $H_1(s)$ .

Dessa forma, o esquema PLL será agora o visto na Fig. 4.48.



Figura 4.48: Diagrama de blocos do esquema PLL proposto



Figura 4.49: Esquemático do VCO modificado



Figura 4.50: Esquemático do VCO tradicional

ł

A linearização feita na Eq. (4.35) é necessária visto a escolha do detetor de fase com características senoidais (a razão do uso do detector está na genealogia da técnica, a simplicidade do detector e suas características de largura de faixa e tradução linear da características, exibida pelo multiplicador ideal [41]).

## 4.2.2 Transitórios, Harmônicos e Assimetrias

Com relação a transitórios em sistema de potência relacionados a variação de amplitude (*spikes* de tensão, desbalanceamento, etc.), essa pode ser considerada nas equações modificando-se o sinal de entrada por:

$$x_i(t) = A(t)\cos\left(\omega_i(t) + \phi_i(t)\right) \tag{4.38}$$

resultando em

$$x_f(t) = K_2 h_2(t) \odot \left(\frac{A(t)}{A} \operatorname{sen}\left(\phi_e(t)\right)\right)$$
(4.39)

Portanto, o efeito da variação da amplitude afeta a variação do ganho do controlador, podendo ser contornada, por exemplo, pelo uso de técnicas de controle adaptativo, ou normalizando a amplitude A.

Quanto a presença de harmônicos de baixa e de alta ordem o esquema em questão apresenta um integrador na malha direta, relacionado ao cálculo da saída do bloco VCO. Isso faz com que o sistema tenha um forte fator de filtragem que o faz imune tanto a harmônicos de baixa quanto aos de alta ordem.

Quanto a variação da frequência da rede, suponha um sinal de entrada da forma

$$x_i(t) = A(t)\cos\left(\omega_i(t) + \Delta\omega_i(t) + \phi_i(t)\right) \tag{4.40}$$

supondo o sinal  $y_o(t)$ 

$$y_o(t) = -\frac{2}{A}sen\left(\omega_i(t) + \phi_r(t)\right) \tag{4.41}$$

tem-se que  $x_p(t)$  será dado por

$$x_p(t) = sen(\phi_i(t) + \Delta \omega_i(t) - \phi_r(t)) +$$
(4.42)

$$-sen(2\omega_i(t) + \Delta\omega_i(t) + \phi_i(t) + \phi_r(t)) \tag{4.43}$$

Supondo o termo de sequência dupla compensado,  $x_{pe}(t)$  pode ser aproximado por

$$x_{pe}(t) = sen(\phi_i(t) - \phi_r(t) + \Delta \omega_i(t)) = sen(\phi_{e\omega}(t))$$
(4.44)

que para pequenos valores de  $\phi_{e\omega}(t)$  pode ser dado por

$$x_{pe}(t) = \phi_i(t) - \phi_r(t) + \Delta\omega_i(t) \tag{4.45}$$

dessa forma,

$$\frac{d\phi_r}{dt} = Kh_1(t) \odot (\phi_i(t) - \phi_r(t) + \Delta\omega_i(t))$$
(4.46)

Aplicando a transformada de Laplace:

$$s\Phi_{r}(s) = KH_{1}(s)\left(\Phi_{i}(s) - \Phi_{r}(s) + \frac{\Delta\omega_{i}(s)}{s}\right)$$
  

$$(s + KH_{1}(s))\Phi_{r}(s) = KH_{1}(s)\Phi_{i}(s) + KH_{1}(s)\frac{\Delta\omega_{i}(s)}{s}$$
  

$$\Phi_{r}(s) = \frac{KH_{1}(s)}{s + KH_{1}(s)}\Phi_{i}(s) + \frac{KH_{1}(s)}{s(s + KH_{1}(s))}\Delta\omega_{i}(s)$$
(4.47)

onde  $H_1(s) = \pounds [h_1(t)]$ .

Pela Eq. (4.47) o valor de  $\Phi_r$  compensará alterações em  $\Phi_i$  e, qualquer erro na frequência do VCO  $\Delta \omega_i(t)$ , implicará em uma rampa resultado da integração desse erro para o valor de  $\Phi_r$ .

Como pela Eq. (4.47), em regime permanente, a taxa de subida de  $\Phi_r$  será proporcional à integral de  $\Delta \omega_i$ , uma maneira direta de compensar a diferença da frequência do sinal de entrada e do VCO ( $\Delta \omega_i$ ) seria definir a frequência do VCO como a integral da derivada de  $\Phi_r$ . Logo, para  $\Phi_r = cte$  o que implica  $\Delta \omega_i = 0$ ,  $A = \frac{d\Phi_r}{dt} = 0$ , dessa forma, a compensação em  $\omega_i$  será nula. Suponha agora uma pertubação em  $\omega_i$  gerado por um pequeno  $\Delta \omega_i$  na frequência do sinal,. esse  $\Delta \omega_i$  pela Eq. (4.47) fará com que  $\frac{d\Phi_r}{dt} = \Delta \omega_i$ , logo a frequência do VCO será atualizada pelo fator  $\Delta \omega_i$ , anulando a pertubação.

Tendo-se que  $\int \frac{d\Phi_r}{dt} = \Phi_r$ , o termo a ser corrigido em  $\omega_i$  é o próprio  $\Phi_r$ . Logo, a atualização a ser feita em  $\omega_i(t) = \omega_i(t-1) + k\Phi_r$ , onde a constante k aumenta a velocidade da correção. Sendo assim a defasagem do sinal de entrada será adicionada á frequência do VCO e o sistema seguirá toda variação da frequência de entrada guanto a de fase.

O diagrama de blocos do VCO tradicional é mostrado na Fig. 4.50. Este é um oscilador modulado em frequência, cuja frequência instantânea é uma função linear do sinal de controle  $x_f(t)$  ao redor da frequência central  $\omega_o$ , que pode ser dado por

#### Capítulo 4. Sistemas de Detecção de Fase

$$\frac{d\omega_v}{dt} = \omega_o + K_v x_f(t)$$

onde  $\omega_v = \omega_o t + \varphi_o, \, K_v$ é a sensibilidade do VCO e

$$\frac{d\varphi_o}{dt} = K_v x_f(t)$$

Vê-se na Fig. 4.47 o esquema da estrutura PLL clássico, nessa estrutura, o erro entre a frequência estática e o sinal de entrada do VCO deve ser nulo. Isto implica que a frequência de centro do VCO deve ser o mesma da do sinal de entrada e deve existir também uma efetiva filtragem do sinal de saída do bloco PD. Estes requerimentos não são fáceis de serem obtidos com PLL's clássicos, especialmente em condições de desbalanceamento.

A Fig. 4.48 mostra o esquema PLL modificado. Basicamente, a nova estrutura é obtida do esquema padrão modificando-se a planta de controle e introduzindo uma estratégia adaptativa na estrutura digital do VCO. A modificação do PLL padrão é a introdução de um segundo bloco VCO ( $VCO_c$ ) que compensa o termo de sequência dupla na saída  $x_p(t)$ . Portanto, considerando que a frequência de centro do VCO é  $\omega_o = \omega_i$ , o termo gerado pelo  $VCO_c$  é  $g(t) = cos(2\omega_i + 2\phi_i)$ . Com essa estratégia de compensação, o termo de alta frequência da Eq. (4.43) é eliminado o que modifica os requerimentos para o H. Um outro efeito bem conhecido é a sensibilidade do VCO devido a variação da frequência angular do rede. Isto pode ser conhecido pela introdução de um esquema adaptativo na estrutura principal do VCO. A Fig. 4.49 apresenta a estrutura modificada do VCO. Nesse esquema, quando a variação da frequência da rede muda, isto é,  $\frac{dx_p(t)}{dt} \neq 0$ , o esquema de adaptação da frequência de centro do VCO a  $\omega_o = \omega_o + \Delta\omega_i$ , onde  $\Delta\omega_i = Kc\frac{\Delta\omega_i}{\Delta t}$  no qual  $\Delta t$  é o período de amostragem. Esta modificação modifica a frequência de centro para ser a mesma da frequência de alimentação da rede, garantido a sintonia em fase do PLL proposto.



Figura 4.51: Diagrama de blocos do esquema PLL proposto

$$\begin{bmatrix} U_{qs} \\ U_{ds} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} U_{as} \\ (U_{cs} - U_{bs})/\sqrt{3} \end{bmatrix}$$
(4.48)

Resumindo, pelo esquema proposto o sistema PLL terá a forma da Fig. 4.51 e será composto pelo bloco POS que extrai a componente positiva do sistema de alimentação trifásico, o extrator usado é mostrado na Fig. 4.52 e foi apresentado em [35]. O bloco  $123/\alpha\beta$  é composto por uma transformada de Clark, que é descrita pela Eq. (4.48) . Na Fig. 4.49 vê-se a representação do algoritmo VCO modificado e na Fig. 4.50 o bloco VCO tradicional, o bloco H representa o filtro passa baixa, que no nosso esquema foi escolhido um controlador PI. Por todas suas características, o sistema composto é capaz de lidar com todos os tipos de distúrbios presentes nos tensões em sistemas de potência, quais sejam



Figura 4.52: Diagrama de blocos de esquema separador de sequências.

- harmônicos de baixa ordem (3<sup>a</sup> a 11<sup>a</sup>) e distorções de alta: pela presença da compensação e dos integradores da malha direta;
- desbalanceamento em tensão e fase: Pela presença do bloco separador de sequências;
- variações de frequência: serão corrigidas pela malha de compensação de  $\omega_i$ ;

Quanto a velocidade de resposta a transitório essa será a imposta pela dinâmica de H(s), pois com a compensação do termo de sequência dupla não há necessidade do filtro de malha direta de esquemas tradicionais apresentados em [41, 42].

## **4.2.3** Projeto do Filtro H(s)

A escolha do filtro H(s) vai ditar o tipo de resposta em malha fechada do sistema. Particularmente um controlador do tipo H(s) = 1 resulta em na FTMF:

#### Capítulo 4. Sistemas de Detecção de Fase

$$\frac{\Phi_r(s)}{\Phi_i(s)} = \frac{K}{s+K} = \frac{1}{\frac{1}{K}s+1}$$
(4.49)

Já um controlador do tipo  $H(s) = \frac{1}{s+a}$  irá resultar em uma FTMF:

$$\frac{\Phi_r(s)}{\Phi_i(s)} = \frac{K\left(\frac{1}{s+a}\right)}{s+K\left(\frac{1}{s+a}\right)} = \frac{K}{s^2+as+K}$$
(4.50)

Nesse trabalho, escolheu-se usar o controlador do tipo PI  $H(s) = k_a + \frac{k_b}{s}$ que resulta numa FTMF:

$$\frac{\Phi_r(s)}{\Phi_i(s)} = \frac{K\left(k_a + \frac{k_b}{s}\right)}{s + K\left(k_a + \frac{k_b}{s}\right)} = \frac{K(k_b s + k_a)}{s^2 + Kk_a s + Kk_b}$$
(4.51)

para K = 1, a FTMF será:

$$\frac{\Phi_r(s)}{\Phi_i(s)} = \frac{1}{k_a} \frac{s + k_a k_b}{s^2 + k_a s + k_b}$$
(4.52)

que pode ser colocada na forma:

$$\frac{\Phi_r(s)}{\Phi_i(s)} = k \frac{s+z}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2}$$
(4.53)

com  $k_b = \omega_n^2$ ,  $k_a = 2.\zeta.\omega_n$ ,  $k = \frac{1}{k_a}$  e  $z = k_a k_b$ .

A título de exemplo, escolhe-se os ganhos do controlador:  $k_b = 3600$  e  $k_a = 48$  correspondendo a  $\omega_n = 60$  e  $\zeta = 0.4$  ( $M_p = 25\%$ ). O diagrama de bode e resposta ao degrau do sistema podem ser vistos respectivamente nas Fig.s 4.53 e 4.54.

## 4.2.4 Resultados de Simulação

Nas Fig. 4.55 4.56 tem-se a resposta do algoritmo a sinal poluído com harmônicas de baixa e vê-se a eficiência do mesmo na rejeição desses.

Quanto a efeitos de desbalanceamento o algoritmo é testado com defasagem de tensão na Fig. 4.57 e Fig. 4.58.

Comprova-se pelas Figuras que o algoritmo pode lidar com variações de frequência do sinal, podendo ainda filtrar sinais de alta e de baixa. Já quanto a efeitos de desbalanceamento esses são sentidos na saída.

Uma forma de se eliminar esses efeitos será o uso de um separador de sequências na entrada do sistema, dessa forma, o esquema definitivo do algoritmo proposto é o mostrado na Fig. 4.48. Na seção seguinte, apresenta-se os resultados experimentais do algoritmo proposto e na seção os resultados do separador de sequência.



Figura 4.53: Diagrama de Bode para controlador H(s) com  $k_b = 3600$  e  $k_a = 48$ 



Figura 4.54: Resposta ao degrau Lugar das raízes para o filtro H com  $k_b=3600$ e $k_a=48$ 



Figura 4.55: Resultado de simulação da resposta do algoritmo proposto a harmônicas de baixa.



Figura 4.56: Resultado de simulação da resposta do algoritmo proposto a harmônicas de baixa (fase).



Figura 4.57: Resultado de simulação da resposta do algoritmo proposto a desbalanceamento em tensão.



Figura 4.58: Resultado de simulação da resposta do algoritmo proposto a desbalanceamento em tensão (fase).

## 4.2.5 Resultados Experimentais



As condições dos testes experimentais foram as descritas na seção 4.1.4.

Figura 4.59: Resultados experimentais do algoritmo proposto (tensões de linha)

Nas Figuras 4.59 e 4.61 vê-se os resultados experimentais do algoritmo em regime permanente e vê-se pelo resultado a boa sintonia de fase do método. Na Fig. 4.62 é feita a comparação entre a fundamental da tensão extraída do sinal a ser sincronizado e a saída do algoritmo e vê-se a ótima sintonia de fase, sendo a diferença visível entre os dois sinais é de  $100\mu s$  que é o próprio tempo de amostragem.

Já nas Figuras 4.63 a 4.65 o método é submetido a um transitório de fase e vê-se que este possui uma ótima resposta dinâmica (menos de um quarto de período) e rejeição a distúrbios. De fato, diferentemente do outros métodos testados, os efeitos do transitório são filtrados pelo algoritmo, sendo impossível detectar no instante falta (57ms) qualquer efeito sobre a fase. Na Fig. 4.66 vê-se a comparação entre a fundamental do sinal real e o sinal estimado e vê-se sua perfeita sintonia.

Quanto aos efeito do desbalanceamento, vê-se pela Fig. 4.65 que, diferentemente dos outros métodos testados não é visível no sinal fase com sinais desbalanceados. Uma maneira de garantir a efetiva eliminação dos efeitos do desbalanceamento tanto de fase quanto de frequência, seria utilizar o separador de sequência proposto em [35]. O algoritmo proposto e os efeitos do desbalanceamento são discutidos nos próximos tópicos, onde foram levantados alguns resultados experimentais.



Figura 4.60: Resultados experimentais do algoritmo proposto (Comparação entre o sinal real e o estimado)





and a state of the second s



Figura 4.62: Resultados experimentais de comparação entre o sinal estimado e o sinal  $v_{\alpha}$  (extraída a fundamental) e o sinal estimado pelo algoritmo proposto.



Figura 4.63: Resultados experimentais do algoritmo proposto a transitório (tensões de linha)



Figura 4.64: Resultados experimentais do algoritmo proposto no transitório (comparação entre o sinal real e o estimado)



Figura 4.65: Resultados experimentais do algoritmo proposto no transitório (sinal de fase estimado)



Figura 4.66: Resultados experimentais de comparação entre o sinal estimado e o sinal  $v_{\alpha}$  (extraída a fundamental) e o sinal estimado pelo algoritmo proposto no transitório.

# 4.3 Considerações Finais sobre os Métodos de Detecção de Fase

## 4.3.1 Comparação dos Métodos de Detecção de Fase

Existem vários trabalhos no estudo de soluções para detecção de fase em voltados para aplicações em eletrônica de potência. Estes podem ser classificados em:

- Algoritmo PLL's clássicos [29, 13, 35] ou por transformação de coordenadas;
- Detectores de passagem por zero [38, 44, 37, 32, 45];
- Métodos integrativos [28, 27];

- Aplicação do algoritmo RLS-ER [17, 47, 40];
- Aplicação do algoritmo WLSE-ER [34];
- Filtragem Passa-Baixa do Sinal Tensão [33].

Dentre as diversas técnicas apresentadas é de se notar a existência de um compromisso entre eficiência da técnica e seu volume de cálculo. Neste capítulo fez-se uma comparação

Método	Tempo de Cálculo ( $\mu s$ )		
RLS	8.8		
Tradicional (Blasko)	3.4		
Proposto	2.6		
Svenson	2.5		
DFT	0.8		
Separador de sequências	2.0		
WLES-ER	62.0		

Tabela 4.1: Comparação entre tempos de Cálculo

entre os métodos tradicionais de detecção de fase, analisando-os através de resultados de simulação e de resultados experimentais, extraídos de uma plataforma de aquisição de dados, composta por microcomputador Pentiun 266MHz, dotado de placas de aquisição e controle, com conversores A/D, portas paralelas programáveis, etc.

Os algoritmos estudados foram implementados em uma plataforma de tempo real, em linguagem de programação C. Para comparação entre a complexidade de implementação de cada rotina foi medido o tempo de cálculo de cada uma na plataforma. Esses dados estão presentes na Tabela 4.1:

Dessa forma, a Tabela 4.1 apresenta uma medida do volume de cálculo de cada método.

O algoritmo WLSE-ER requer o maior tempo de cálculo devido às operações matemáticas complexas como as de seno e co-seno da matriz H, como também ao grande número de operações básicas inclusas em seu cálculo.

O algoritmo RLS possui somente operações simples, mas esse número, para o modelo regressor em questão, é elevado. No algoritmo DFT, os valores das tabelas de seno e coseno são calculadas na inicialização do programa e utilizadas em seu interim, isso explica, o seu pequeno tempo de cálculo, visto que, dessa forma, só utiliza operações simples. Nos algoritmos que utilizam algum tipo de filtro esses são implementados usando-se como algoritmo de solução das equações o método de Euler. No algoritmo proposto e no tradicional, as operações de cálculo de seno são realizadas a cada passo de cálculo e no método de filtragem das tensões em quadratura (Svenson) a operação de cálculo de raiz é realizada a cada passo de cálculo.

Quanto às simulações efetuadas, a Tabela 4.2 apresenta um resumo de seus resultados. (\*) Para o caso sem reinicialização,

(\*\*) Usando-se separador de sequência.

÷

Método	Harm. de alta	Harm. de baixa	Desb. tens.	Desb. fase	Desv. frEq.
RLS	sim(*)	sim(*)	não	não	não
Transf. de coord.	sim	sim	não	não	sim
Proposto	sim	sim	sim(**)	sim(**)	$\operatorname{sim}$
FPB	sim	sim	não	não	sim
$\mathbf{DFT}$	$\sin$	$\sin$	não	não	não
WLES-ER	sim(*)	sim(*)	sim	não	não

Tabela 4.2: Resumo de resultados dos algoritmos de sincronização

Como pode ser visto na Tabela 4.2, os algoritmos WELS-ER, RLS-ER e DFT não lidam com a variação de frequência da tensão de linha, visto que essa faz parte de seu modelo interno. De todos os métodos testados, somente o tradicional (por transformada de park) e o WLES-ER lida diretamente com sinais trifásicos, todos os outros são métodos monofásicos utilizados em sistemas trifásicos via transformada de  $123/\alpha\beta$ , logo, nenhum lida com defasagem em fase. A modelagem em [29, 13], também não leva em conta desbalanceamento em fase. Quanto a desbalanceamento em tensão, dos métodos testados, somente o método WLES-ER lida com esse problema, calculando diretamente as componentes negativa e positiva. O método tradicional, não se mostra eficaz em sistemas desbalanceados[35].

## 4.4 Conclusões

Dentre as contribuições desse capítulo está o estudo comparativo de métodos tradicionais de estimação de fase e a proposta de uma nova formulação de algoritmo que tem como vantagens ser um método robusto, com capacidade de rejeição a harmônicos de alta e de baixa ordem, com boa resposta dinâmica, com estimação de frequência e capacidade de manuseio de desbalanceamento tanto em fase quanto em tensão (acoplado a um separador de sequência).

Os testes de transitório na plataforma experimental foram realizados acionando-se uma caga de lâmpadas incandescentes (1.5kW) em uma das fases de maneira a se gerar um desbalanceamento e se medir a resposta de cada algoritmo ao mesmo.

Os resultados experimentais, levam às seguintes conclusões:

- 1. Quanto à resposta em regime permanente, nenhum método se mostrou superior tendo, não obstante, todos uma sintonia de fase satisfatória;
- 2. Salvo o método WLES-ER, nenhum outro método estudado é capaz de lidar com desbalanceamento de fase. Uma forma natural de resolver o problema o uso do extrator de sequência positiva, sendo que o tempo de cada rotina será agora adicionado ao do separador
de sequência;

- 3. Com o algoritmo RLS, no caso do uso da técnica de reinicialização eterno, quanto menor o período de reinicialização menor o fator de filtragem do algoritmo.
- 4. No transitório, a resposta do algoritmo RLS é relativamente superior, mas o mesmo apresenta problemas de que spikes de tensão que repercutem no sinal estimado.
- 5. O algoritmo DFT tem um tempo de cálculo de apenas  $(0.8\mu s)$  que é menor do que seu mais rápido concorrente (algoritmo Svenson  $2.5\mu s$ ), mas como é um algoritmo em batelada, tem o problema de resposta dinâmica, visto que seus coeficientes só são atualizados a cada período (166 ms).
- O algoritmo tradicional, a boas resposta em regime permanente e dinâmica, rejeitando harmônicos de alta e de baixa ordem, mas apresenta baixo desempenho em sistemas desbalanceados [35].
- 7. Em relação aos outros métodos testados, o algoritmo proposto tem sua superioridade confirmada nos testes experimentais, em regime permanente e no transitório. Apresenta uma pequena carga computacional. E, usando-se de algoritmo separador de sequência, lida diretamente com todos os distúrbios presentes no sistema de distribuição;
- 8. Quanto à complexidade de implementação dos algoritmos, todos os métodos possuem pelo menos uma operação complexa e, a escolha de cada um, vai depender fundamentalmente ou da plataforma de hardware, onde será montado o sistema de controle, e/ou do tempo de cálculo da rotina.
- 9. O método WLES-ER tem como vantagens: maior velocidade de convergência e cálculo direto da fase de sequência positiva e negativa (pode lidar naturalmente com sistemas desbalanceados). Tendo como desvantagem sua relativamente grande carga computacional.

# Capítulo 5

# Projeto dos Controladores

### 5.1 Introdução

A Fig. 5.1 apresenta o diagrama de blocos do esquema de controle para o Filtro Ativo de Potência Paralelo. O bloco extrator de harmônicos presente na Figura é o dq e no lugar desse bloco pode-se usar qualquer das diversas alternativas de detecção de harmônicas (método FFT, método pq, método dq, etc.). Utilizou-se nesse trabalho o método dq e FFT. No método dq, apresentado na Figura 1.10, o bloco FPA é um filtro passa-alta usado para extrair os harmônicos da corrente de carga, o bloco  $123/x_{dq}^s$  realiza a transformação da referência trifásica para dq e o bloco  $x_{dq}^s/123$ transforma a referência dq síncrona para a referência trifásica 123.

A amplitude da tensão do barramento CC é definido por um controlador proporcional-integral (PI) com anti-windup pela regulação da corrente  $i_C^*$ . A potência ativa do sistema é determinada por  $\tilde{i}_{fd}^e + i_C^*$ . A potência reativa é controlada pela componente em quadratura  $i_{fa}^{e*}$ .

As Fig. 2.1 e Fig. 5.1 relacionam-se visto que a segunda é o diagrama de controle implementado no sistema da primeira. As correntes  $i_{l_k}$  são as correntes na carga, as correntes  $i_{f_k}$  são as correntes no filtro, a tensão  $v_c$  é a tensão no barramento CC. A tensão aplicada pelo circuito PWM é a determinada no bloco PWM+VSI da Fig. 2.1.

### 5.2 Controlador de Corrente

O controlador de corrente é baseado no modelo de componente dq. As variáveis de controle são  $v_{fd}^{s*}$ e  $v_{fq}^{s*}$ , enquanto,  $e_{sd}^s$ ,  $e_{sq}^s$ ,  $u_{ld}^s$  e  $u_{lq}^s$  são considerados como termos de distúrbios a serem compensados pelo controlador.

Do capítulo de modelagem do sistema de Filtros viu-se que as equações que regem a resposta do filtro podem ser dadas por



Figura 5.1: Diagrama de blocos da estratégia de controle.

$$I_{sd}^{e}(s) = \frac{1}{sl_{td} + r_{td}} V_{fd}^{e'}(s)$$
(5.1)

$$I_{sq}^{e}(s) = \frac{1}{sl_{tq} + r_{tq}} V_{fq}^{e'}(s)$$
(5.2)

#### 5.2.1 Projeto dos controladores de corrente

O controlador de corrente tem como objetivo possibilitar que o sistema possua uma resposta dinâmica superior à máxima frequência ser compensada pelo sistema filtro ativo de potência. Dessa forma, este deve ter um limite de atuação de modo a limitar a interação de ruídos indesejáveis do esquema de controle. A largura da banda de passagem do filtro ativo de potência é definido pelo detector de harmônicos e sensores de corrente. Nesse trabalho, essa banda de passagem é ajustada a  $60Hz \leq f_f \leq 3kHz$ , o que permite a compensação acima da  $50_{th}$  harmônica.

As eq. (5.1) e (5.2) são válidas para um sistema equilibrado, e são totalmente desacopladas. As equações acima são válidas para um sistema balanceado, logo um controlador *PI* padrão é uma escolha adequada [48].

O controlador de corrente é baseado no modelo dq dado pela eq. (5.1) e (5.2), tendo como variáveis de controle  $v_{fd}^e$  e  $v_{fq}^e$ .

No protótipo montado no laboratório tem-se que os parâmetros nas eq. (5.1) e (5.2) valem  $l_{td} = l_{tq} = L = 722,54 \mu H$  e  $r_{td} = r_{tq} = 0, 2\Omega$ , dessa forma, as eq. do protótipo serão:

 $\mathbb{R}^{N}_{+}$ 



Figura 5.2: Diagrama em blocos do controlador de corrente.

$$I_{sd}^{e}(s) = \frac{1}{s0.00072254 + 0.2} V_{fd}^{e'}(s)$$
(5.3)

$$I_{sq}^{e}(s) = \frac{1}{s0.00072254 + 0.2} V_{fq}^{e'}(s)$$
(5.4)

Levando em conta a Eq. (5.4) sua função em malha aberta é dada por

$$G_o(s) = \frac{I_{sd}^e(s)}{V_{fd}^{e'}(s)} = \frac{1}{sL+r}$$

e inserindo um controlador  $P {\cal I}$ na malha direta de realimentação

$$C(s) = \frac{k_p s + k_i}{s}$$

A FTMF será dada por

$$G(s) = \frac{G_o C}{1 + G_o C} = \frac{\frac{1}{sL + r} \frac{k_p s + k_i}{s}}{1 + \frac{1}{sL + r} \frac{k_p s + k_i}{s}}$$
$$G(s) = \frac{G_o C}{1 + G_o C} = \frac{\frac{k_p}{k_i} \left(s + \frac{k_i}{k_p}\right)}{\frac{L}{k_i} s^2 + \left(\frac{r + k_p}{k_i}\right) s + 1}$$
(5.5)

Comparando a Equação (5.5) com a equação de um sistema de segunda ordem

$$G_{2ordem}(s) = \frac{1}{\left(\frac{s}{\omega_n}\right)^2 + 2\zeta\left(\frac{s}{\omega_n}\right) + 1}$$

Pode-se calcular os parâmetros do controlador tendo-se os requisitos da resposta no tempo  $\omega_n$  e  $\zeta$ . Para o nosso sistema escolheu-se uma frequência de corte de 3kHz e um fator de amortecimento de  $\zeta = 0,707$ , isso no leva aos valores

$$k_i = L\omega_n^2 = 99.837, 0$$
  
 $k_p = \frac{2\zeta k_i}{\omega_n} - r = 15, 92$ 

#### 5.3 Controlador da tensão de barramento cc

A Fig. 5.3 mostra o diagrama de blocos do laço de controle da tensão de barramento CC. O bloco  $R_v(s)$  se refere a um controlador *PI* padrão com anti-windup cuja função de transferência é

$$R_v(s) = \frac{k_{pv}s + k_{iv}}{s} \tag{5.6}$$

onde  $k_{pv}$  e  $k_{iv}$  são os ganhos do controlador do barramento CC.

O atraso introduzido pelo laço de controle de corrente é desprezado e sua representação omitida no diagrama. Para obter um comando de corrente livre de *spikes*  $i_C^{*'}(s)$  na saída do regulador de tensão do barramento CC, um filtro passa baixa de primeira ordem é introduzido na medição da tensão do barramento CC, representado pelo bloco  $G_v(s)$  cuja FTMA é

$$G_v(s) = \frac{1}{1 + \tau_v s} \tag{5.7}$$

onde  $\tau_v$  é o atraso introduzido pelo filtro passa-baixa da medição do barramento CC. A função de transferência da tensão do barramento CC em malha aberta é

$$G_{l} = \frac{k_{pv}s + k_{iv}}{Cs^{2}(1 + s\tau_{v})}$$
(5.8)

e sua função de transferência em malha fechada é expressa como

$$\frac{v_C'(s)}{v_c^*(s)} = \frac{k_{pv}s + k_{iv}}{\tau_v C(s^3 + \frac{1}{\tau_v}s^2 + \frac{k_{pv}}{\tau_v C}s + \frac{k_{iv}}{\tau_v C})}$$
(5.9)



Figura 5.3: Diagrama de blocos do sistema de controle da tensão do barramento cc.

#### 5.3.1 Projeto do controlador de tensão do barramento cc

O projeto dos ganhos do controlador de barramento CC é obtido pelo uso da sintonia por Simétrico Ótimo [49]. A função de transferência Simétrica Ótimo obtida pelo uso de um controlador com dois graus de liberdade, adequado para o sistema de controle do barramento CC  $G_l(s)$ , da Equação (5.7) é

$$G_{SO} = \frac{\omega_o^2 (2s + \omega_o)}{s^2 (s + 2\omega_o)}$$
(5.10)

onde  $\omega_o$  é a resposta em frequência de  $G_{SO}$ . É também importante notar que o diagrama de bode dessa função de transferência é simétrica ao redor da frequência  $\omega = \omega_o$ .

Para fazer a função de transferência  $G_l$  (Eq. (5.7)) idêntica ao simétrico ótimo  $G_{SO}$  (Eq. (5.10)) é requerido que

$$\omega_o = \frac{1}{2\tau_v} \tag{5.11}$$

e que os ganhos do controlador sejam

$$k_{pv} = \frac{C}{2\tau_v} \tag{5.12}$$

$$k_{iv} = \frac{k_{pv}}{4\tau_v} \tag{5.13}$$

Este procedimento de projeto objetiva uma resposta da função de transferência em malha fechada com um overshoot de aproximadamente 8.1% e um settling time de 2% a um valor de regime permanente  $t_s = 9.4/\omega_o$ . Tal desempenho é adequado para os requerimentos no transitório para o controle de tensão do barramento CC. Nesse trabalho, o sistema de controle do barramento CC é composto por um banco de capacitores de  $C = 2200\mu F$  e um filtro de medição implementado com frequência de corte de  $\omega_v = 100rad/s$ . Assim os parâmetros do controlador obtido são  $k_{pv} = 0.0175$  and  $k_{iv} = 0.0697$ .

### 5.4 Conclusões

Este capítulo busca se determinar os valores dos parâmetros de sintonia dos controladores de corrente da estratégia de controle, como também os do controlador da tensão de barramento CC. Os resultados experimentais, apresentados em capítulo posterior, vêm validar o projeto executado nesse capítulo.

# Capítulo 6

# **Resultados Experimentais**

## 6.1 Resultados Experimentais com Método dq

#### 6.1.1 Introdução

Os resultados experimentais foram obtidos de uma estrutura de Filtro Ativo Paralelo apresentado na Fig. 2.1. Os valores dos componentes para o protótipo montado é apresentado na Tabela 6.1. O sistema FAP aciona uma carga trifásica retificada RL de 1kW, a tensão no barramento CC foi fixada em 500V e a tensão de pico no PAC ajustada a 60V de pico.

A plataforma de controle é composta de uma placa de aquisição multi-função, funcionando em um PC PENTIUN II 400MHz. A placa de aquisição é composta de CI's TIMER, PPI, AD e DA. O programa de controle em tempo real é implementado em linguagem C. O programa implementado trabalha com um passo de amostragem de  $100\mu$ s e a técnica PWM empregada foi a de pulso centrado.

Os métodos de controle implementados foram o método dq (domínio do tempo) e FFT (domínio da frequência). O detalhamento do método dq pode ser visto na Fig. 1.10. O método FFT é implementado segundo as Eq. 4.17 e Eq. 4.18 e seu diagrama de blocos é apresentado na Fig. 6.1. O bloco FFT extrai a fundamental da corrente de carga, essa fundamental é extraída para se determinar o perfil de corrente a ser gerado pelo Filtro.

Tem-se na Fig. 6.2 o fluxo de execução do algoritmo de controle do FAP. Os passos do algoritmo

Componente	Valor
$l_{l_k} = l_l$	1.0mH
$l_{f_k} = l_f$	2.6mH
C	$2200 \mu F$

Tabela 6.1: Valores dos componentes do protótipo



Figura 6.1: Diagrama em blocos do extrator de harmônicos FFT.

podem ser descritos como segue:

- Todas as variáveis  $(i_{l_1}, i_{l_2}, i_{l_3}, i_{f_1}, i_{f_2}, i_{f_3}, v_{l_1}, v_{l_2}, v_{l_3}, e v_c)$  são medidas comandando-se conversores AD's;
- Com o algoritmo PLL, calcula-se a fase da tensão do sistema;
- Computa-se a malha de controle da tensão do barramento CC, determinando-se as componentes i<sub>dq</sub> necessárias para mantê-la;
- Com as correntes de carga lidas, calcula-se as componentes harmônicas a serem compensadas pelo filtro (método dq ou FFT);
- Computa-se a malha de controle de corrente;
- Calcula-se o valor da tensão PWM a ser aplicada e programa-se os TIMER's da placa multi-função;

O método de inicialização do filtro consiste em carregar a tensão do barramento CC a um valor de referência e, só então, habilitar-se a compensação de harmônicos. No protótipo montado, aplica-se inicialmente um valor de tensão da referência  $v_c$  ( $vc^*$ ) de 100V fazendo-a subir de forma linear a 500V. Somente quando a tensão do barramento CC atinge o valor de referência é que a compensação de harmônicos é habilitada.

Os resultados experimentais visam medir a eficácia da compensação de harmônicos de corrente dos métodos dq e FFT. Quanto ao método dq, o algoritmo implementado usa o método do filtro passa-alta, implementado com um limite superior de compensação, igual à máxima frequência a ser compensada.

Os métodos dq e FFT foram testados com valores da indutância de carga diferentes ( $l_{l_k} = 3mH$  e  $l_{l_k} = 1mH$ ) e comparados.



Figura 6.2: Diagrama em blocos do algoritmo de execução do sistema de filtro.

#### 6.1.2 Resultados Experimentais com Método dq para $l_l = 3mH$

Vê-se nas Figuras 6.9 a 6.8, os resultados experimentais do método dq para um caso de uma indutância de filtro pequena  $l_l = 1mH$ , onde a derivada de corrente a ser compensada pelo filtro é grande, e para o caso de indutância grande  $l_l = 3mH$ , onde a derivada é menor.

Os resultados para  $l_l = 3mH$  são vistos nas Figuras de 6.3 a 6.8 . Na Fig. 6.3 tem-se os dados de corrente de carga e corrente compensada pelo filtro adquiridos com osciloscópio digital. Vê-se que, a parte de pequenos *spikes*, a corrente compensada tem o perfil senoidal que pode ser comprovado pela transformada de Fourier do sinal compensado  $i_{s_1}$  e do sinal de corrente  $i_{l_1}$  (veja Fig. 6.8). A compensação também é verificada calculando-se a THD do sinais. A THD para o sinal sem compensação vale  $THD(i_{l_1}) = 14.88\%$  e, para o sinal compensado, a THD se reduz a  $THD(i_{s_1}) = 11.41\%$ . Na Fig. 6.5 tem-se a forma de onda da tensão de entrada do sistema. Na Fig. 6.6 é calculada a transformada de Fourier de  $v_{l_1}$  que contém uma forte componente de quinta ordem e uma THD de THD $(v_{l_1})=8.9\%$ . Vê-se na Fig. 6.4 o valor da tensão do barramento CC com  $vc_{ref} = 500V$ .

Pelos resultados, vê-se que a baixa compensação 3.5% é devido à baixa THD da corrente de carga  $THD(i_{l_1}) = 14.88\%$ , da mesma ordem da THD do sinal tensão THD $(v_{l_1})=8.9\%$ .



Figura 6.3: Resultados experimentais adquiridos com osciloscópio  $i_{s_1}$  e  $i_{l_1}$  (método dq $l_l = 3mH$ ).



Figura 6.4: Resultados experimentais  $v_c$  (método  $dq l_{l_1} = 3mH$ ).



Figura 6.5: Resultados experimentais  $v_{l_1}, v_{l_2}, v_{l_3}$  com THD $(v_{l_1})$ =8.9% (método  $dq \ l_l = 3mH$ ).







Figura 6.7: Resultados experimentais  $i_{s_k}$ ,  $i_{f_k}$  e  $i_{l_k}$  com  $THD(i_{s_1}) = 11.41\%$  e  $THD(i_{l_1}) = 14.88\%$  (método  $dq \ l_l = 3mH$ ).



Figura 6.8: FFT de  $i_{s_1}$  e  $i_{l_1}$  experimental (método  $dq \ l_{l_1} = 3mH$ ).

#### 6.1.3 Resultados Experimentais com Método dq para $l_l = 1mH$

Tem-se nas figuras de 6.9 a 6.14 os resultados para  $l_l = 1mH$ . Na Fig. 6.9 tem-se os dados de corrente de carga e corrente compensada pelo filtro adquiridos com osciloscópio digital. Como no caso para  $l_l = 3mH$ , vê-se que, a parte de pequenos *spikes*, a corrente compensada tem o perfil senoidal que pode ser comprovada pela transformada de Fourier do sinal compensado  $i_{s_1}$  e do sinal de corrente  $i_{l_1}$  (veja Fig. 6.14). A explicação para a presença desses *spikes* está na limitação da tensão de barramento CC, que deve compensar um alto di/dt da corrente de carga.

A compensação é verificada calculando-se a THD do sinais. A THD para o sinal sem compensação vale  $THD(i_{l_1}) = 19,83\%$  e, para o sinal compensado, vale  $THD(i_{s_1}) = 4,87\%$ . Na Fig. 6.11 tem-se a forma de onda da tensão de entrada do sistema. Na Fig. 6.12 é calculada a transformada de Fourier de  $v_{l_1}$ , que contém uma forte componente de quinta ordem, e uma THD de THD $(v_{l_1}) = 5,68\%$ . Vê-se na Fig. 6.10 o valor da tensão do barramento CC com valor de referência 500V.

Pelos resultados, vê-se que o Filtro compensou a THD do sinal corrente o levando dentro da norma.

建立,如此"高品"之外,在我们又有什么。这种说道,也是不是不能。"我们就是你说,我们也不能不是不是不是不能。""我们就是不是你们,我们就是你们,你能是我们一个我们就能让你。" 第二十二章 我们的,我们就是不是一个我们就是一个我们就能让你,我们就是不是我们的,我们就不能不是不是不是不是不是我们的。""我们就是你一个人,我们就是你一个人们就



Figura 6.9: Resultados experimentais adquiridos com osciloscópi<br/>o $i_{s_1}$ e $i_{l_1}$  (métododq<br/> $l_l=1mH).$ 



Figura 6.10: Resultados experimentais  $v_c$  (método  $dq \ l_l = 1mH$ ).



Figura 6.11: Resultados experimentais  $v_{l_1}, v_{l_2}, v_{l_3}$  com THD $(v_{l_1})=5,68\%$  (método  $dq \ l_l = 1mH$ ).



Figura 6.12: FFT de  $v_{l_1}$  experimental (método  $dq \ l_l = 1mH$ ).

Arristica and an and an



Figura 6.13: Resultados experimentais  $i_{s_k}$ ,  $i_{f_k}$  e  $i_{l_k}$  com  $THD(i_{s_1}) = 4,87\%$  e  $THD(i_{l_1}) = 19,83\%$  (método  $dq \ l_l = 1mH$ ).



Figura 6.14: FFT de  $i_{s_1}$  e  $i_{l_1}$  experimental (método  $dq \ l_l = 1mH$ ).

### 6.2 Resultados Experimentais com Método FFT

#### 6.2.1 Resultados Experimentais com Método FFT para $l_l = 3mH$

Tem-se nas Figuras de 6.21 a 6.20 os resultados experimentais para o algoritmo FFT usado para extrair as componentes harmônicas a serem compensadas pelo Filtro. Como no caso dq, o algoritmo foi testado para os caso com indutância de carga de  $l_l = 3mH$  e  $l_l = 1mH$ .

Na Fig. 6.15 tem-se os dados de corrente de carga e corrente compensada pelo Filtro adquiridos com osciloscópio digital. Vê-se que, a parte de pequenos *spikes*, a corrente compensada tem o perfil senoidal que pode ser comprovada pela transformada de Fourier do sinal compensado  $i_{s_1}$  e do sinal de corrente  $i_{l_1}$  (veja Fig. 6.20).

A compensação é verificada calculando-se a THD do sinais. A THD para o sinal sem compensação vale  $THD(i_{l_1}) = 14.93\%$  e, para o sinal compensado a THD se reduz  $THD(i_{s_1}) = 14.55\%$ . Na Fig. 6.17 tem-se a forma de onda da tensão de entrada do sistema. Na Fig. 6.18 é calculada a transformada de Fourier de  $v_{l_1}$  que contém uma forte componente de quinta ordem, e uma THD de THD $(v_{l_1})=10.1\%$ . Vê-se na Fig. 6.16 o valor da tensão do barramento CC de valor de referência 500V.

Pelos resultados, vê-se que a compensação foi muito pequena. As possíveis razões são uma forte componente harmônica presente na tensão de alimentação THD $(v_{l_1})=10.1\%$  e o fato do algoritmo FFT, na forma que foi implementado, ser um algoritmo em batelada, só atualizando os valores a ser compensado a cada ciclo de cálculo.

#### 6.2.2 Resultados Experimentais com Método FFT para $l_l = 1mH$

Tem-se nas Figuras de 6.21 a 6.26 os resultados do algoritmo FFT para  $l_l = 1mH$ . Na Fig. 6.21 tem-se os dados de corrente de carga e corrente compensada pelo filtro adquiridos com osciloscópio digital. Como no caso para  $l_l = 3mH$ , vê-se que, a parte de pequenos *spikes*, a corrente compensada tem o perfil senoidal que pode ser comprovado pela transformada de Fourier do sinal compensado  $i_{s_1}$  e do sinal de corrente  $i_{l_1}$  (veja Fig. 6.26).

A THD para o sinal sem compensação vale  $THD(i_{l_1}) = 20,29\%$  e, para o sinal compensado, a THD se reduz a  $THD(i_{s_1}) = 12,53\%$ . Na Fig. 6.23 tem-se a forma de onda da tensão de entrada do sistema. Na Fig. 6.24 é calculada a transformada de Fourier de  $v_{l_1}$  que contém uma forte componente de quinta ordem, e uma THD de THD $(v_{l_1})=11.85\%$ . Vê-se na Fig. 6.22 o valor da tensão do barramento CC de valor de referência 500V.

Pelos resultados vê-se que o algoritmo obteve boa compensação, mas seus resultados foram inferiores ao método dq. Uma possível causa dessa diferença está no fato do algoritmo FFT ser implementado em batelada e ter um atraso de calculo intrínseco.



Figura 6.15: Resultados experimentais adquiridos com osciloscópio  $i_{s_1}$  e  $i_{l_1}$  (método FFT  $l_l = 3mH$ ).



Figura 6.16: Resultados experimentais  $v_c$  (método  $FFT \ l_{l_1} = 3mH$ ).



Figura 6.17: Resultados experimentais  $v_{l_1}, v_{l_2}, v_{l_3}$  com THD $(v_{l_1})=10.3\%$  (método FFT  $l_l=3mH$ ).



Figura 6.18: FFT de  $v_{l_1}$  experimental (método FFT  $l_l = 3mH$ ).



Figura 6.19: Resultados experimentais  $i_{s_k}$ ,  $i_{f_k} \in i_{l_k} \operatorname{com} THD(i_{s_1}) = 14.55\% \in THD(i_{l_1}) = 14.93\%$  (método  $FFT \ l_l = 3mH$ ).



Figura 6.20: FFT de  $i_{s_1}$  e  $i_{l_1}$  experimental (método  $FFT \ l_{l_1} = 3mH$ ).



Figura 6.21: Resultados experimentais adquiridos com osciloscópi<br/>o $i_{s_1}$ e $i_{l_1}$  (métodoFFT<br/> $l_l=1mH).$ 



Figura 6.22: Resultados experimentais  $v_c$  (método  $FFT \ l_l = 1mH$ ).



Figura 6.23: Resultados experimentais  $v_{l_1}, v_{l_2}, v_{l_3}$  com THD $(v_{l_1}) = 7,52\%$  (método *FFT*  $l_l = 1mH$ ).



Figura 6.24: FFT de  $v_{l_1}$  experimental (método  $FFT \ l_l = 1mH$ ).



Figura 6.25: Resultados experimentais  $i_{s_k}$ ,  $i_{f_k} \in i_{l_k} \text{ com } THD(i_{s_1}) = 12,53\% \in THD(i_{l_1}) = 20,29\%$  (método  $FFT \ l_l = 1mH$ ).



Figura 6.26: FFT de  $i_{s_1}$  e  $i_{l_1}$  experimental (método FFT  $l_l = 1mH$ ).

### 6.3 Conclusões

As principais conclusões dos resultados experimentais podem ser sumarizados nos seguintes tópicos:

- O sistema de compensação funciona nos dois métodos, apresentando o método dq melhores resultados.
- Quanto à complexidade de implementação, o método dq é implementado por um filtro digital de segunda ordem. O método FFT é implementado com tabelas, calculada na inicialização do sistema e usada no cálculo dos coeficientes de Fourier, atualizados a cada período  $(1/f_0)$ .
- A compensação, para os dois métodos, apresentou um pequeno desempenho para o caso de  $l_{l_k} = 3mH$ , uma possível causa é o fato da THD da corrente de carga ser da mesma ordem da THD da tensão de alimentação(THD de corrente 14% e tensão no barramento CA 10%).
- A compensação, para os dois métodos, apresentou um bom desempenho para o caso de  $l_{l_k} = 1mH$ . Pela distribuição de frequência antes e depois da compensação, vê-se um aumento na potência da fundamental de  $i_s k$  e a redução de seus componentes harmônicas.
- Dos resultados obtidos, pode-se concluir que o sistema montado pode compensar distorção harmônica e fator de potência.

# Capítulo 7

# Conclusões e Sugestões para Trabalhos Futuros

### 7.1 Introdução

Esta dissertação de mestrado tratou do estudo de Filtros Ativos de Potência Paralelos. O trabalho apresentado enfoca os diversos problemas encontrados nos sistemas de distribuição, relacionados com a qualidade de energia. O estudo aborda uma configuração de circuito Filtro Ativo de Potência particular (Filtro Ativo de Potência Paralelo), discorrendo sobre a problemática de controle e dimensionamento dos componentes na implementação dos circuitos.

O estudo de algoritmos de detecção de fase apresentou, como contribuição uma nova formulação de algoritmo PLL, aplicável a sistemas conversores de potência, capaz de rejeitar harmônicos de alta ordem e de baixa ordem; variações na frequência da tensão de barramento CA e assimetrias. O algoritmo possui pequena carga computacional comparado com os métodos presentes na literatura.

Um estudo foi realizado sobre os algoritmos de detecção de fase tradicionais e seus resultados comparados entre si e com o novo algoritmo proposto, tanto por meio de simulações quanto por resultados experimentais.

Foi realizada uma análise transitória da configuração FAP paralelo que possibilita o dimensionamento dos componentes passivos (indutâncias e capacitâncias) e ativos (chaves e diodos) do Filtro, através das especificações da carga.

A modelagem do sistema realizada, serviu como parâmetro de projeto dos controladores de corrente e do barramento CC.

Foi implementado, no laboratório, um protótipo de sistema Filtro Ativo de Potência Paralelo, funcionando com o algoritmo PLL proposto. Nesse protótipo foi implementado o método de controle dq (domínio do tempo) e FFT (domínio da frequência). O método dq apresentou, em valores absolutos, melhores resultados na redução da THD de corrente de carga que o método *FFT*. Os testes foram feitos com o protótipo compensando cargas com indutâncias de carga  $l_l = 3mH \ e \ l_l = 1mH$ . Os valores de redução da *THD* da corrente de carga, foram maiores para o caso de  $L_l = 1mH$ . Esse resultado é devido à forte *THD* da tensão do barramento CA ( $\simeq 10\%$ ).

Concluindo, registra-se que este trabalho procurou, apesar das especificações do tema proposto, contextualizar de forma mais ampla possível o objeto de estudo envolvido (Filtros Ativos de Potência), de maneira a ressaltar a importância que equipamentos voltados para contribuir na melhoria da qualidade da energia tem no contexto da questão energética.

# 7.2 Sugestões para Trabalhos Futuros

Como sugestões para trabalhos futuros cita-se:

- Estudar configuração de controle capaz de compensar THD, FP e tensão no PAC;
- Estudar efeitos da estratégia para sistemas desbalanceados;
- Estudo de configurações e técnicas que visem minimizar o número de sensores;
- Proposição de técnicas que trabalhem sem filtro.

# Bibliografia

- [1] RIBEIRO, R. L. A. et al. A non Standart control strategy for active power filters for unbalanced conditions of power mains. 2000.
- [2] EL-HABROUK, M.; DARWISH, M. K.; MEHTA, P. Active power filters: A review. In: IEE Proc. Electr. Apli. [S.l.: s.n.], 2000. p. 403–412.
- [3] AKAGI, H.; KANAZAWA, Y.; NABAE, A. Instantaneous reactive power compensators comprising switching devices without energy storage components. *IEEE Transactions on Power Applicatios*, IA-20, p. 625–630, 1984.
- [4] SINGH, B.; AL-HADDAD, K. A review of active filters for power quality improvement. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 46, p. 960 -967, 1999.
- [5] RIBEIRO, R. L. A.; PROFUMO, F.; GRIVA, G. Optimization of an active power filter system: Simulation and theorical studies. [S.I.], may 2001.
- [6] GRADY, W. M.; SAMOTYJ, M. J.; NOYOLA, A. H. Survey of active power line conditioning methodologies. *IEEE Transactions on Power Delivery*, v. 5, p. 1536–1542, 1990.
- [7] MORAN, S. A.; BRENNEN, M. B. Active power line conditioner with fundamental negative sequence compensation. In: . [S.l.: s.n.], 1995.
- [8] PINHEIRO, R. F. Filtros ativos para sistemas equilibrados e desequilibrados. Tese (Doutorado)
   COPELE, UFPB, Campina Grande, PB, Dezembro 2001.
- [9] THOMAS, T. et al. Performance evaluation of three-phase three and four wire active filters. In: *IEEE Conference IAS*. London: [s.n.], 1996. v. 2, p. 1016–1023.
- [10] THOMAS, T. et al. Design and perfomance of active filters. IEEE Industry Aplications Magazine, p. 38-46, sept/oct 1996a.
- [11] RIBEIRO, R. L. A.; PROFUMO, F.; GRIVA, G. Optimization of an active power filter system: Design of the power converter for active power filter system. [S.l.], may 2001.

#### BIBLIOGRAFIA

- [12] KRIEVS, O.; GALKINS, I.; RIBEIRO, R. Design procedure for a shunto active power filter. 2002.
- [13] VIKRAM, K.; VLADIMIR, B. Operation of a phase locked loop system under distorted utility conditions. *IEEE Transactions on Industrial Aplications*, v. 33, p. 58–63, 1997.
- [14] GIRGIS, A. A.; MA, H. Identification and tracking of harmonics sources in a power system using a kalman filter. *IEEE Transactions on Power Delivery*, v. 11, p. 1659 –1665, 1996.
- [15] GIRGIS, A. A.; CHANG, W.; MAKRAM, E. B. A digital recursive measurement scheme for on-line tracking of power system harmonics. *IEEE Transactions on Power Delivery*, v. 6, p. 1153-1159, 1991.
- [16] SACHDEV, M. S.; NAGPAL, M. A recursive least error squares algorithm for power system relaying and measurement applications. *IEEE Transactions on Power Delivery*, v. 6, p. 1008 -1015, 1991.
- [17] ALMEIDA, L. A.; LIMA, A. C. de. Covariance management based rls algorithm for phasor estimation in severely noisy systems. *IEEE Transactions on Power Delivery*, v. 13, p. 1067 -1072, 1998.
- [18] AKKE, M. Frequency estimation by demodulation for two complex signals. *IEEE Transac*tions on Power Delivery, v. 12, p. 157–163, 1997.
- [19] BEGOVIC, M. M. et al. Frequency tracking in power networks in the presence of harmonics. IEEE Transactions on Power Delivery, v. 8, p. 480 –486, 1993.
- [20] BEGOVIC, M. M. et al. Fast adaptative schemes for tracking voltage phasor and local frequency in power transmission and distribution systems. *IEEE Transactions on Power Delivery*, v. 7, p. 789 –795, 1992.
- [21] GIRGIS, A. A.; PETERSON, W. Adaptative estimation of power system frequency deviation and its rate of change for calculation sudden power system overloads. *IEEE Transactions on Power Delivery*, v. 5, p. 585 –594, 1990.
- [22] ALL, M. M. T. et. Voltage phasor and local system frequency estimation using newton type algorithm. *IEEE Transactions on Power Delivery*, 1994.
- [23] ECKHARDT, V.; G., P. H.; HOSEMANN. Dinamic measurinf of frequency and frequency oscillations in multiphase power systems. *IEEE Transactions on Power Delivery*, v. 4, p. 95 -101, 1989.
- [24] JORDAAN, J. A.; ZIVANOVIC, R. Nonparametric time-varing phasor estimation in power system by using a non-quadratic criterium. In: . [S.l.: s.n.], 2002. p. 847–852.

لتعد

- [25] BOASHASH, B. Estimating and interpreting the instantaneous frequency of a signal-part 1: Fundamentals. In: Proceedings of IEEE N. 4. [S.l.: s.n.], 1992. v. 80, p. 520-538.
- [26] BOASHASH, B. Estimating and interpreting the instantaneous frequency of a signal-part 2: algorithms and aplication. In: Proceedings of IEEE N. 4. [S.l.: s.n.], 1992. v. 80, p. 540-568.
- [27] NEDELJKOVIC, D. et al. Control of three-phase power filter with direct calculation of load current's active fundamental harmonic. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 46, p. 333–339, 1999.
- [28] NEDELJKOVIC, D. et al. Control of three-phase power filter with direct calculation of load current's active fundamental harmonic. In: *MELECON 98.* 9th Mediterranean: [s.n.], 1998. p. 1228 1232.
- [29] KAURA, V.; VLADIMIR, B. Operation of a phase locked loop system under distorted utility conditions. In: APEC 96. Conference Proceedings 1996. [S.I.: s.n.], 1996. p. 703–708.
- [30] NEDELJKOVIC, D. et al. Symetrization of line current in three-phase four-wire loads. In: . [S.l.: s.n.], 1999. v. 46, p. 849-852.
- [31] OLIVEIRA, T. M. et al. Algoritmo robusto para sincronização de sistemas de acionamento de máquinas. In: . [S.l.: s.n.], 2000.
- [32] CARDENAS, F. V. et al. Phase synchronization and measurement digital systems of ac mains for power converters. In: *Power Electronics Congress*, 1998. CIEP 98. VI IEEE International.
   [S.l.: s.n.], 1998. p. 188-194.
- [33] SVENSSON, J. Synchonisation methods for grid-connected voltage source converters. In: IEE Proceedings Transm. Distrib. N. 3. [S.l.: s.n.], 2001. v. 148, p. 229–235.
- [34] SONG, H.; NAM, H. P. K. An instantaneous phase angle detection algorithm under unbalanced line voltage Condition. 1999.
- [35] LEE, S. J.; KANG, J. K.; SUL, S. K. A new phase detecting method for power conversion systems considering distorted conditions in power system. In: Industry Applications Conference, 1999. Thirty-Fourth IAS Annual Meeting. Conference Record of the 1999 IEEE. [S.l.: s.n.], 1999. v. 4, p. 2167-2172.
- [36] EL-AMAWY, A. A.; MIRBOD, A. An efficient software-controlled pll for low-frequency aplications. IEEE Transactions on Industrial Electronics, v. 35, p. 341-344d, 1988.
- [37] NETO, A. L.; SILVA, S. M.; FILHO, B. J. C. PLL Structures for Utility Connected Systems. 2001.

- [38] NEDELJKOVIC, D. et al. Control of three-phase power filter with direct calculation of load current's active fundamental harmonic. In: *MELECON*. Bari, Italy: [s.n.], 1996.
- [39] ALMEIDA, L. A.; LIMA, A. C. de. Técnicas de adaptação aplicadas a estimação recursiva em proteção digital. In: XI CBA- Congresso Brasileiro de Automática. São Paulo-Sp: [s.n.], 1996. v. 1, p. 471-476.
- [40] SACHDEV, M. S.; BARIBEAU, M. A. A new algorithm for digital impedance relays. IEEE Transactions on Power Apparatus and System, PAS-98, p. 2232 -2240, 1979.
- [41] KAPPLER, J.; FRANKLE, J. T. Phase-Locked and frequency-feedback Systems: Principles and techniques. New York, USA: Academics Press, inc., 1972.
- [42] WOLAVER, D. H. Phase-Locked Loop circuit Design. Englewood Cliffs, New Jersey: Prentice Hall, 1991.
- [43] FAIRCHILD, C. S. CD4046BC Micropower phase locked loop activated sludge Model No 1. product datasheet, Internet site:www.fairchild.com 1998.
- [44] VAINIO, O.; OVASKA, S. J. Noise reduction in zero crossing detection by predictive digital filtering. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 42, p. 58–62, 1995.
- [45] WEIDENBRUG, R.; DAWSON, F. P.; BONERT, R. Control of an alternating aerobic-anoxic activated sludge system. part 1: development of a linearization-based modelling approach. *Control Engineering Practice*, v. 8, p. 271–278, 2000.
- [46] SALGADO, T.; GOODWIN, G.; MIDDLETON, R. Modified least square algorithm incorporating experimental reseting and forgetting. Int. J. Control, v. 47, p. 477-491, 1988.
- [47] LUKETT, R. G.; MUNDAY, P. J.; MURRAY, B. E. A substation based computer for control and protection. In: *IEEE Conference Publication no. 125.* London: [s.n.], 1975.
- [48] SOARES, V.; VERDELHO, P.; MARQUES, G. An instantaneous active and reactive current component method for active filters. *IEEE Trans. Power Electron.*, v. 15, n. 4, p. 660–669, July 2000.
- [49] ASTROM, K.; HAGGLUNG, T. PID Controllers, 2nd Edition. 2nd. ed. [S.I.]: ISA, 1995.