



Universidade Estadual de Campinas
Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação
Departamento de Sistemas e Controle de Energia
DSCE-FEEC-UNICAMP



ANÁLISE E CONTROLE DA ENERGIA ELÉTRICA ATRAVÉS DE TÉCNICAS DE PROCESSAMENTO DIGITAL DE SINAIS

Autor: Fernando Pinhabel Marafão

Orientador: Prof. Dr. Sigmar Maurer Deckmann

*Tese submetida à Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação da
Universidade Estadual de Campinas, para preenchimento dos requisitos exigidos
para obtenção do título de DOUTOR EM ENGENHARIA ELÉTRICA*

Banca Examinadora

Prof. Dr. Sigmar Maurer Deckmann (Presidente)
Prof. Dr. José Policarpo Gonçalves de Abreu - UNIFEI/IEE
Prof. Dr. Pedro Gomes Barbosa - UFJF/DEE
Prof. Dr. Amauri Lopes - UNICAMP/FEEC/DECOM
Prof. Dr. José Antenor Pomilio - UNICAMP/FEEC/DSCE
Prof. Dr. Luiz Carlos Pereira da Silva - UNICAMP/FEEC/DSCE

Campinas, dezembro de 2004.

A DEUS e a JOANNA, por tudo.

Resumo

Este trabalho apresenta uma Metodologia Seletiva de Identificação das parcelas consideradas ideais de tensão e corrente elétricas em um sistema polifásico, bem como das parcelas associadas a distúrbios e fenômenos responsáveis pela deterioração da qualidade de energia.

Tal metodologia é descrita por meio da aplicação de técnicas de processamento digital de sinais, possibilitando a formulação de filtros digitais, detectores de sequência positiva, algoritmos de identificação de frequência, Multiplicadores de Lagrange, etc, as quais podem ser implementados em processadores de aritmética saturada (ponto-fixa).

Através de tal metodologia e das técnicas estudadas, é possível discutir e propor uma abordagem alternativa na definição de uma Teoria de Potência Unificada, adequada a condições de formas de onda não-senoidais e/ou assimétricas, bem como propor estratégias de compensação para condicionadores de energia, tais como os Filtros Ativos de Potência.

O trabalho também apresenta um breve estudo sobre os controladores digitais necessários à implementação prática de um filtro ativo de potência, destacando a proposta de um controlador repetitivo para compensação seletiva de harmônicos dominantes, o qual foi avaliado através da implementação de um protótipo de filtro ativo em paralelo com a rede.

Abstract

Considering the areas of Power Quality and Power Conditioning, this work proposes and discusses the use of a Selective Identification Methodology in order to identify the so-called ideal, as well as the disturbing, voltage and current components in a general polyphase power system.

Such methodology is presented and described by means of discrete-time signal processing techniques, which allows the implementation of useful digital filters, positive sequence detectors, frequency identification algorithms, Lagrange Multipliers, etc. Special attention is directed to the implementation of such techniques in finite word length or fixed-point DSP and microprocessors.

Considering the proposed selective methodology and the related digital algorithms, it is possible to discuss and suggest an alternative approach to define a promising Unified Power Theory, which could be adequate for non-sinusoidal and unbalanced waveform conditions. Moreover, the same methodology can be used to propose several compensation strategies for different power conditioning equipments, such as e.g., Active Power Filters.

This work also presents a brief study concerning the required digital controllers for the experimental implementation of a shunt active filter prototype. Particularly, it has been pointed out the repetitive controller applied to the implementation of a selective harmonic current compensator. The selective compensator allows minimizing the dominant harmonic components in order to reduce the THD levels and to increase the power factor of a specific installation.

Agradecimentos

A todos os colegas do Laboratório de Condicionamento de Energia Elétrica e do Departamento de Sistemas e Controle da Energia da FEEC, pela convivência agradável, pelos momentos de descontração e pelo apoio nos momentos difíceis. Em especial aos amigos Edson, Ricardo, André, Leonardo, Luciana, Karina, Marcio, Rafael, Geomar, J. Carlos, Alexandre, Kenji, Helmo, Sérgio, Marcelo, Thiago, Roney.

Ao professor José Pomilio pelas valiosas colaborações em torno da definição das estratégias de compensação, bem como das discussões a respeito das teorias de potência estudadas e da implementação do protótipo do filtro ativo. Ao professor Amauri Lopes, pelas contribuições nos estudos referentes às técnicas de processamento digital, em especial sobre estudo e aplicação da Transformada- γ .

Aos colegas do Departamento de Engenharia da Informação, da Universidade de Pádua, em especial aos professores Paolo Mattavelli e Simone Buso, pelo tempo e atenção dedicados a colaborar com meu aprimoramento nos temas relacionados à implementação dos controladores digitais do filtro ativo de potência, bem como aos professores G. Spiazzi, L. Rossetto, P. Tenti e os colegas R. Sartorello, M. Citron e M. Corradin, por acolher-me com tamanha receptividade e atenção durante minha estadia na Itália em 2002.

Um agradecimento especial ao professor Sigmar, pela orientação e auxílio constante durante o desenvolvimento deste trabalho e pela amizade e consideração nesta fase de minha vida.

Finalmente, à FAPESP e à CAPES pelo apoio financeiro e à *Analog Devices* pelo fornecimento da plataforma do DSP utilizado.

Ringraziamenti

Desidero ringraziare a tutti gli amici del Laboratorio di Condizionamento di Energia Elettrica e del Dipartimento di Sistemi di Controllo dell'Energia, per la convivenza amichevole e senza dubbio, per la assistenza nei momenti più difficili. In particolare, ringrazio agli amici Edson, Ricardo, André, Leonardo, Luciana, Karina, Marcio, Rafael, Geomar, J. Carlos, Alexandre, Kenji, Helmo, Sérgio, Marcelo, Thiago, Roney.

Ringrazio al professore José Antenor Pomilio per la sua collaborazione durante lo sviluppo delle strategie di compensazione, per le discussioni a rispetto delle teorie di potenza e soprattutto, per la contribuzione dell'assemblaggio del set up sperimentale. Ringrazio pure, al professore Amauri Lopes per le sue contribuzioni durante gli studi delle tecniche digitali, in particolare, quelle riferite allo studio ed applicazione della Trasformata- γ .

Ringrazio ai colleghi del Dipartimento dell'Ingegneria dell'Informazione (Università di Padova), in particolare, ai professori Paolo Mattavelli e Simone Buso, per la assistenza e coordinazione durante l'implementazione e progettazione dei controllori digitali del filtro attivo di potenza. Lo stesso posso dire ai professori G. Spiazzi, L. Rossetto, P. Tenti ed al signore R. Sartorello come, ai Dottori M. Citron e M. Corradin per l'accoglienza e ricettività durante il mio stage in Italia nel 2002.

Un ringraziamento speciale al professore Sigmar, per coordinare il mio progetto di dottorato di ricerca e soprattutto, per la amicizia e la considerazione.

Ed infine, ringrazio tanto la Fapesp quanto la Capes per il finanziamento del progetto ed all'Analog Devices per fornire la piattaforma del DSP utilizzato.

Sumário

Resumo	iii
Abstract	v
Agradecimentos	vii
Ringraziamenti	ix
Lista de Siglas e Definições	xv
Lista de Figuras	xvii
Lista de Tabelas	xxi
1 Introdução Geral	1
1.1 Motivações e objetivos do trabalho	2
1.2 Qualidade de energia elétrica - QEE	3
1.2.1 Histórico e problemática atual	3
1.2.2 Normalização da QEE	6
1.2.3 Condições ideais x reais de fornecimento e consumo de energia	7
1.2.4 Monitoramento da QEE	10
1.3 Condicionamento de energia elétrica - CEE	11
1.3.1 Impactos da eletrônica de potência	12
1.3.2 Soluções pelo lado do consumidor de energia (carga)	12
1.3.3 Soluções pelo lado do fornecedor de energia (fonte)	13
1.3.4 Soluções sistêmicas	14
1.4 Organização do trabalho	14
2 Definições de Potências Elétricas: Histórico e Discussão	17
2.1 Abordagens no domínio da frequência	19
2.1.1 Definição proposta por Budeanu (1927)	19
2.1.2 Definição proposta por Kimbark (1971)	23
2.1.3 Definição proposta por Shepherd e Zakikhani (1972)	23
2.1.4 Definição proposta por Czarnecki (1988)	25
2.1.5 Definições propostas pelo IEEE (2000)	30
2.2 Abordagens no domínio do tempo	35

2.2.1	Definição proposta por Fryze (1932)	35
2.2.2	Definição proposta por Akagi, Kanazawa e Nabae (1983)	37
2.2.3	Definição proposta por Depenbrock (1962/1992)	44
2.2.4	Definição proposta por Tenti e Rossetto (1990)	48
2.2.5	Definição proposta por Willems (1992)	51
2.2.6	Definição proposta por Peng e Lai (1996)	54
2.3	Conclusões	56
3	Metodologia Seletiva e Contribuições à Unificação das Teorias de Potência	59
3.1	Grandezas, simbologia e sistema de medidas adotadas	60
3.1.1	Escolha do referencial de tensão e suas implicações	60
3.1.2	Caso particular: conexão Y sem e com condutor de retorno “r”.	62
3.2	Decomposição da potência instantânea em função das correntes resistivas e não-resistivas	63
3.2.1	Potência ativa, potência aparente e fator de potência	66
3.2.2	Potências coletivas instantâneas: resistiva, não-resistiva e aparente	67
3.3	Decomposição da corrente resistiva instantânea em parcela proporcional e não-proporcional à tensão	68
3.3.1	Decomposição em correntes e potências não-ativas	69
3.4	Metodologia seletiva de decomposição dos sinais de tensão e corrente	71
3.4.1	Decomposição 1 - identificação das ondas fundamentais	72
3.4.2	Decomposição 2 - identificação da seqüência positiva	74
3.4.3	Decomposição 3 - identificação da corrente proporcional à tensão	76
3.4.4	Associação das decomposições	81
3.5	Sistemas monofásicos: caso particular com dois condutores (m=2)	82
3.5.1	Grandezas, simbologia e sistemas de medidas adotadas	82
3.5.2	Decomposição da potência instantânea em função das correntes ativa e não-ativa	82
3.5.3	Metodologia seletiva de decomposição dos sinais monofásicos	85
3.6	Conclusão	85
4	Técnicas de Processamento Digital de Sinais Utilizadas	87
4.1	Identificação da onda fundamental: Decomposição 1	87
4.1.1	Filtro rejeita-faixa de resposta impulsiva infinita (IIR)	88
4.1.2	Filtro passa-faixa de resposta impulsiva finita (FIR)	96
4.1.3	Discussão	99
4.2	Identificação da seqüência positiva: Decomposição 2	101
4.2.1	Transformada de Fortescue no domínio do tempo	101
4.2.2	Filtro FIR modificado	105
4.2.3	Discussão	108
4.3	Identificação da frequência e do ângulo de sincronismo da tensão de fornecimento	108
4.3.1	Algoritmo de detecção de fase em malha-fechada (PLL)	109
4.3.2	Detector de seqüência positiva usando PLL (Decomposição 2)	126
4.4	Identificação das correntes ativas: Decomposição 3	130
4.4.1	Multiplicador de Lagrange instantâneo	130

4.4.2	Multiplicador de Lagrange médio	131
4.5	Implementação de sistemas discretos através da Transformada- γ	131
4.5.1	Transformada- γ e seu operador δ	132
4.5.2	Equação a diferenças baseada no operador δ	134
4.5.3	Realização de um sistema IIR de segunda ordem	135
4.6	Conclusão	141
5	Condicionamento de Energia Elétrica através de Filtros Ativos de Potência	143
5.1	Subsídios básicos à implementação	143
5.2	Topologias de filtros ativos de potência: distúrbio x responsabilidade	146
5.2.1	Filtro ativo paralelo	149
5.2.2	Filtro ativo série	150
5.2.3	Filtro ativo unificado	151
5.3	Metodologia de identificação e compensação seletiva: distúrbios x custos	152
5.4	Protótipo implementado: filtro ativo paralelo	154
5.4.1	Circuito de potência	154
5.4.2	Circuito de sensoramento e condicionamento dos sinais	157
5.4.3	Sistema digital (DSP) utilizado	160
5.5	Conclusão	161
6	Controladores Digitais e Resultados Experimentais do Filtro Ativo Paralelo	163
6.1	Definição dos objetivos e estratégias de compensação	163
6.2	Controladores digitais utilizados	164
6.2.1	Chaveamento do conversor: modulação por vetores espaciais	165
6.2.2	Controlador proporcional-integral de corrente	167
6.2.3	Controlador proporcional-integral da tensão CC	169
6.2.4	Saturação dinâmica do controlador proporcional-integral	174
6.2.5	Controlador preditivo de corrente	174
6.2.6	Controlador repetitivo (seletivo) de corrente	177
6.3	Resultados experimentais do filtro ativo paralelo	180
6.3.1	Síntese de corrente senoidal	181
6.3.2	Compensação seletiva de harmônicos	190
6.3.3	Discussão	197
6.4	Conclusão	198
7	Conclusão Geral	199
7.1	Trabalhos futuros	201
	Referências Bibliográficas	203
	Apêndice 01 - Conversor de Potência utilizado	221
	Apêndice 02 - Circuito das Placas de Sensores e Condicionamento	223
	Apêndice 03 - Plataforma de DSP utilizada (ADMC401)	225

SUMÁRIO

Lista de Siglas e Definições

AD	Conversor Analógico-Digital
ANEEL	Agência Nacional de Energia Elétrica
CA	Corrente Alternada
CEE	Condicionamento de Energia Elétrica
CEM	Compatibilidade Eletromagnética
CLP	Controladores Lógicos Programáveis
CC	Corrente Contínua
CIGRÉ	International Council on Large Electric Systems
CRU	Circunferência de Raio Unitário
CSH	Compensação Seletiva de Harmônicos
CSPE	Comissão de Serviços Públicos de Energia
DB	Controlador Dead-Beat
DCT	Discrete Cossine Transform
DEC	Duração Equivalente de Interrupção por Consumidor
DFO	Deformação de Forma de Onda
DIC	Duração de Interrupção Individual por Consumidor
DSP	Digital Signal Processors
FACDS	Flexible Alternate Current Distribution Systems
FACTS	Flexible Alternate Current Transmission Systems
FAP	Filtro Ativo de Potência
FEC	Frequência Equivalente de Interrupção por Consumidor
FFT	Fast Fourier Transform
FIC	Frequência de Interrupção Individual por Consumidor
FIR	Finite Impulse Response
HVDC	High Voltage Direct Current
IEC	International Electrotechnical Commission
IEEE	Institute of Electrical and Electronics Engineers
IIR	Infinite Impulse Response
LMS	Least Mean Square
MDQE	Monitor Digital de Qualidade de Energia
NEI	Norma Euclidiana Instantânea
ONS	Operador Nacional do Sistema Elétrico
PAC	Ponto de Acoplamento Comum
PLL	Phase-Locked Loop
PI	Controlador Proporcional-Integral

Lista de Siglas e Definições

PSD	Positive Sequence Detector
QEE	Qualidade de Energia Elétrica
RMS	Valor Eficaz (Root Mean Square)
SCR	Síntese de Carga Resistiva
SCS	Síntese de Corrente Senoidal
SDF	Série Discreta de Fourier
SPC	Síntese de Potência Constante
TDF	Transformada Rápida de Fourier
TRANS	Transitórios
UPLC	Universal Active Power Line Conditioner
UPQC	Unified Power Quality Conditioner
UPS	Uninterruptible Power Supply
VTCD	Variação de Tensão de Curta Duração
VTLD	Variação de Tensão de Longa Duração
ΔC	Circunferência de Raio $\frac{1}{\Delta}$
Desequilíbrio	Refere-se às amplitudes relativas dos sinais de tensão ou corrente
Assimetria	Refere-se às fases relativas dos sinais de tensão ou corrente
Desbalanço	Refere-se às cargas elétricas
Harmônicos	Sinais com frequências múltiplas inteiras de uma determinada fundamental
Inter-harmônicos	Sinais com frequências múltiplas fracionárias, maiores do que 1
Sub-harmônicos	Sinais com frequências múltiplas fracionárias, menores do que 1

Lista de Figuras

2.1	Triângulo de potências: simplificação da teoria de Budeanu.	21
2.2	Circuitos que contribuem para o fluxo de potência instantânea - <i>Teoria pq</i>	39
2.3	Fluxo instantâneo de potência real e imaginária no sistema - <i>Teoria pq</i>	40
3.1	Referencial de tensão virtual para sistemas de $m = 4$ condutores.	61
3.2	Processo de decomposição em subsistemas.	72
3.3	Separação em sinais fundamentais e residuais.	73
3.4	Separação em sinais residuais e fundamentais (dual).	74
3.5	Separação dos sinais em componente fundamental de sequência positiva, desbalanço e distúrbio.	75
3.6	Decomposição da corrente após a terceira decomposição.	81
3.7	Metodologia de decomposição e identificação seletiva.	81
3.8	Sistema monofásico: caso com dois condutores ($m=2$).	83
3.9	Metodologia seletiva o para caso monofásico.	85
4.1	Resposta em frequência do filtro rejeita-faixa IIR.	89
4.2	Filtro rejeita-faixa com onda de entrada quadrada (entrada - traço pontilhado, saída - traço contínuo).	90
4.3	Identificação da onda fundamental (entrada - traço pontilhado, saída - traço contínuo).	91
4.4	Resposta dinâmica do filtro rejeita-faixa (entrada - traço pontilhado, saída - traço contínuo).	91
4.5	Pólos e zeros no Domínio- z (agrupamento sob elevadas frequências de amostragem). 93	
4.6	Resposta em frequência do filtro rejeita-faixa digital, implementado através do operador defasador “ q ” e quantizado em 16bits (ideal - traço contínuo, quantizado - traço pontilhado).	94
4.7	Entrada (onda quadrada) e saída do filtro rejeita-faixa quantizado (16 bits). . .	95
4.8	Identificação da onda fundamental através de filtro quantizado (16 bits). . . .	95
4.9	Resposta em frequência do filtro passa-faixa digital, implementado através do operador defasador “ q ” e quantizado em 16 bits (ideal - traço contínuo, quantizado - traço pontilhado).	96
4.10	Procedimento para atualização do vetor circular $v_m[c]$	97
4.11	Resposta dinâmica do filtro FIR - N amostras (entrada - traço contínuo, saída - traço pontilhado).	98
4.12	Tensão de fase (50Hz) e saída do filtro sintonizado em 50Hz.	98
4.13	Formas de onda das fases a, b, c : assimétricos e distorcidos.	103

4.14 Ondas fundamentais assimétricas após a Decomposição 1.	103
4.15 Componentes fundamentais de sequência positiva para as três fases, após a Decomposição 2.	104
4.16 Sinais sobrepostos para uma das fases.	104
4.17 Tensões de entrada distorcidas e assimétricas e componentes fundamentais de sequência positiva após a Decomposição 2.	107
4.18 Sinais sobrepostos para uma das fases.	107
4.19 PLL monofásico (1ϕ -PLL) - Modelo geral.	112
4.20 Gerador de senóides de sincronia baseado em 1ϕ -PLL.	112
4.21 Modelo do PLL simplificado	114
4.22 Diagrama de Bode da função de transferência ($\omega_n = 45rad/s$ e $\xi = 0,707$).	116
4.23 Resposta ao degrau da função de transferência ($\omega_n = 45rad/s$ e $\xi = 0,707$).	116
4.24 Diagrama de Bode da função de transferência ($\omega_n = 22,7$).	117
4.25 Resposta ao degrau da função de transferência ($\omega_n = 22,7$).	118
4.26 1ϕ -PLL: entrada distorcida, senóide ortogonal e argumento.	118
4.27 Convergência do 1ϕ -PLL.	119
4.28 PLL trifásico (3ϕ -PLL) - Caso Específico.	120
4.29 Performance do 3ϕ -PLL com tensões de entrada distorcidas e desbalanceadas.	121
4.30 Detalhe da tensão da fase “a” e senóide sincronizada.	121
4.31 Tensão de entrada da fase “a”, senóide ortogonal e argumento.	122
4.32 Variação da amplitude da tensão de entrada da fase “a”.	123
4.33 Degrado de frequência nas tensões de entrada.	123
4.34 Saída do PI (ω) limitada em $\pm 10\%$ (traço superior), erro (traço intermediário) e fase (traço inferior).	125
4.35 Saída do PI (ω) limitada em $\pm 2\%$ (traço superior), erro (traço intermediário) e fase (traço inferior).	125
4.36 Detector de Sequência Positiva (PSD).	126
4.37 PSD com entrada assimétrica durante afundamento de 50%.	128
4.38 PSD com entrada assimétrica e distorcida.	128
4.39 Resultado experimental do PSD durante transitório.	129
4.40 Resultado experimental do PSD durante transitório e com tensões distorcidas.	129
4.41 Pólos e zeros no plano- γ	133
4.42 Realização do filtro através da Forma Direta Transposta II (DFIIt).	136
4.43 Resposta em frequência do filtro rejeita-faixa digital, implementado através da Transformada- γ e quantizado em 16 bits.	138
4.44 Filtro rejeita-faixa quantizado em 16 bits, implementado através do operador delta.	138
4.45 Resposta em frequência do filtro rejeita-faixa digital, implementado através da Transformada- γ e quantizado em 12 bits.	139
4.46 Filtro IIR rejeita-faixa implementado no ADMC401 de 16 bits.	139
4.47 Resposta do filtro em função da variação do parâmetro Δ (filtro ideal - traço contínuo, filtro quantizado - tracejado).	140
5.1 Esquema básico de instalação de um filtro ativo paralelo.	150
5.2 Esquema básico de instalação de um filtro ativo série.	151

5.3	Esquema básico de instalação de um filtro ativo unificado.	152
5.4	Metodologia seletiva: auxílio na atribuição de responsabilidades, estratégias de compensação e escolha de topologia.	153
5.5	Esquema do circuito de potência utilizado no protótipo.	154
5.6	Comparação dos circuitos de sensoramento de tensão (LEM x Diferencial x Opto-isolado).	158
6.1	Sistema a ser controlado.	165
6.2	Comparação entre modulação com e sem compensação do tempo morto.	166
6.3	Diagrama de blocos da planta a ser controlada pelo regulador PI.	167
6.4	Conversor como fonte de corrente controlada através de regulador PI.	169
6.5	Diagrama de blocos do controlador PI de corrente.	170
6.6	Diagrama de blocos da planta a ser controlada pelo PI do elo CC.	170
6.7	Diagrama de blocos do controlador PI de tensão.	171
6.8	Experimento utilizando o conversor como retificador controlado.	172
6.9	Performance dinâmica do regulador PI do elo CC.	172
6.10	Diagrama de blocos do PI com saturação dinâmica.	174
6.11	Diagrama de blocos da planta a ser controlada pelo dead-beat.	175
6.12	Conversor como fonte de corrente controlada através de regulador dead-beat. . .	176
6.13	Tempo de resposta do controlador Dead-Beat (2 passos de amostragem).	177
6.14	Diagrama do controlador repetitivo clássico.	177
6.15	Diagrama do controlador repetitivo utilizado na compensação seletiva.	178
6.16	Resposta em frequência do filtro baseado na SDF, com $N_h = 1, 5, 7$	179
6.17	Diagrama de blocos do controlador repetitivo seletivo implementado.	179
6.18	Esquema de implementação da SCS.	182
6.19	Implementação da SCS através da DCT e controlador PI.	183
6.20	Compensação utilizando controlador PI e DCT para identificação da referência. .	184
6.21	Espectros da corrente da carga e da corrente do sistema compensado.	184
6.22	Implementação da SCS através da DCT e controlador DB.	185
6.23	Compensação utilizando controlador dead-beat e DCT.	186
6.24	Espectros da corrente da carga e da corrente do sistema compensado (DB). . . .	187
6.25	Implementação da SCS através do PLL e controlador PI.	188
6.26	PI: Tensão da rede (200V/div), corrente da rede (10A/div) e corrente da carga (10A/div).	189
6.27	Espectros da corrente da carga e da corrente do sistema compensado (PLL+PI). .	189
6.28	Esquema básico de implementação da CSH.	192
6.29	Esquema implementado para compensação seletiva de harmônicos.	193
6.30	Caso 1: Tensão da rede (200V/div), corrente da rede (10A/div) e corrente da carga (10A/div).	194
6.31	Espectro da corrente da carga e da corrente do sistema compensado (PLL+Repetitivo) - Caso 1.	194
6.32	Caso 2: Tensão da rede (200V/div), corrente da rede (10A/div) e corrente da carga (10A/div).	195
6.33	FFT da corrente da carga e da corrente do sistema compensado (PLL+Repetitivo) - Caso 2.	195

6.34 Inicialização do sistema: corrente compensada (superior) e corrente da carga (inferior).	196
6.35 Inicialização do filtro ativo com carga em regime: tensão no PAC (superior), corrente compensada no PAC (central) e corrente da carga (inferior).	196

Lista de Tabelas

1.1	Principais distúrbios de QEE	9
4.1	Sistema de segunda ordem: relação entre os coeficientes nos planos “ z ” e “ γ ”. . .	137
5.1	Valores típicos máximos de tensão e corrente para IGBTs.	144
5.2	Valores típicos máximos de tensão e corrente para IGCTs.	145
5.3	Características do Circuito do Filtro Ativo.	156
6.1	Compensação seletiva.	192

LISTA DE TABELAS

Capítulo 1

Introdução Geral

O tema proposto para este trabalho, bem como suas diversas ramificações, está basicamente relacionado a duas grandes áreas de engenharia elétrica atual, a de Qualidade de Energia Elétrica (QEE) e a de Condicionamento de Energia Elétrica (CEE).

Assim, tendo em vista a reestruturação ocorrida no setor elétrico em função das privatizações e alterações no modelo energético internacional e suas respectivas consequências técnicas, tarifárias e legais, este trabalho passa por uma breve discussão sobre definições de QEE e implicações de CEE, para então explorar a utilização de técnicas de processamento e controle digital de sinais em aplicações de sistemas de energia.

As principais contribuições deste trabalho passam pela proposta de uma Metodologia de Identificação Seletiva dos distúrbios eletromagnéticos que se manifestam nos sinais elétricos e pela discussão de uma possível Teoria de Potências Unificada, assunto este, bastante presente nas últimas duas décadas e de extrema importância no que diz respeito à monitoração da QEE, à reestruturação normativa e tarifária do setor elétrico, bem como para a definição de objetivos de compensação a serem implementados em dispositivos de condicionamento de energia, tais como os Filtros Ativos de Potência (FAP).

Tomando-se tais dispositivos como uma solução viável e flexível para problemas de QEE, dentre os diversos tópicos relacionados com o desenvolvimento dos FAP, serão apresentados e discutidos alguns subsídios básicos para sua concepção e implementação. Destaca-se que neste trabalho foram exploradas várias técnicas de processamento digital, que aliadas à metodologia seletiva proposta, possibilitam o desenvolvimento de algoritmos para filtragem, identificação de frequência ou cálculo de componentes de sequência positiva, no domínio do tempo, os quais podem ser utilizados no controle de um filtro ativo. Destacam-se também os estudos e propostas de controladores digitais, responsáveis por garantir que o filtro ativo implementado siga uma referência pré-determinada.

1.1 Motivações e objetivos do trabalho

Ainda na fase da revisão bibliográfica, foi possível identificar contrastes bastante interessantes nas publicações sobre Teorias de Potência e Filtros Ativos, os quais motivaram um estudo aprofundado sobre as várias propostas de teoria de potência discutidas ao longo das últimas décadas e verificar como as várias definições podem contribuir para mistificar ou esclarecer muitos dos problemas atuais da engenharia elétrica, principalmente no contexto da qualidade e condicionamento de energia elétrica.

Assim, a principal motivação deste trabalho é separar e desmistificar estes dois assuntos mostrando que a definição de uma teoria de potências geral, abrangente e alinhada com as mais variadas mudanças da engenharia elétrica, é uma questão fundamental não apenas para aplicações em eletrônica de potência ou instrumentação de energia, mas para o setor elétrico como um todo.

No que diz respeito à concepção e implementação de filtros ativos, espera-se deixar claro que a compensação de distúrbios é uma mera questão de definição de variáveis de controle, que na maioria das vezes, podem ser definidas sem nenhuma necessidade de cálculos de potência, mas sim diretamente a partir das grandezas elétricas de tensão e corrente. Neste caso, a teoria de potência, deve apenas auxiliar na compreensão e identificação dos principais fenômenos físicos envolvidos no fornecimento e consumo (transferência) de energia, de forma que uma vez feita a escolha de uma determinada estratégia de compensação, se tenha uma boa previsão de como se comportará o sistema compensado.

Por fim, considerando os recursos extremamente avançados dos processadores e microcontroladores disponíveis, os quais são capazes de efetuar cálculos complexos em tempo real, outra motivação importante deste trabalho baseou-se na utilização de técnicas de processamento e controle digital para propor uma Metodologia Seletiva de Decomposição dos sinais de tensão e corrente que fosse a base para uma Teoria de Potência Unificada, bem como pudesse ser aplicada no controle do protótipo do filtro ativo implementado.

Os principais objetivos deste trabalho são:

- Discutir brevemente o panorama atual sobre QEE e CEE;
- Fazer uma análise crítica das principais propostas de Teoria de Potência apresentadas ao longo dos últimos anos;
- Discutir uma possível proposta de Teoria Unificada, baseada nas contribuições de diversos autores e explorando a proposta de uma Metodologia Seletiva de Decomposição dos sinais elétricos;
- Apontar as várias aplicações de tal teoria no setor elétrico, bem como as consequências da substituição da teoria de potência convencional em sistemas CA senoidais;
- Apresentar os subsídios básicos à implementação dos filtros ativos de potência, bem como definir uma topologia para implementação de protótipo experimental;

- Discutir as várias técnicas de processamento digital utilizadas na implementação da Metodologia Proposta, bem como propor algoritmos não-convencionais de filtragem, identificação da frequência fundamental ou cálculo dos componentes de sequência positiva;
- Discutir o projeto dos controladores digitais de tensão e corrente do filtro ativo, especialmente a técnica de controle repetitivo utilizada para compensação seletiva de harmônicos de corrente;
- Discutir, dentre muitas possibilidades, algumas estratégias de compensação que podem ser aplicadas em uma mesma topologia de filtro ativo, bem como os algoritmos e técnicas de processamento necessários a cada uma;
- Detalhamento do protótipo implementado e dos resultados experimentais obtidos utilizando algumas das estratégias e técnicas estudadas.

1.2 Qualidade de energia elétrica - QEE

O incessante interesse em novas técnicas de análise da energia, instrumentos de medição ou monitoração da mesma, bem como equipamentos capazes de mantê-la (condicioná-la) dentro de padrões pré-definidos, consolidaram nos últimos anos o termo Qualidade de Energia (ou seu equivalente em inglês: *Power Quality*), que hoje representa uma área própria da engenharia elétrica. Prova disto são as várias conferências nacionais e internacionais específicas sobre o tema (SBQEE, ICHQP, ICREPQ, etc) ou com seções dedicadas ao mesmo (COBEP, CBA, PES, APEC, IAS, etc), somados aos vários grupos de pesquisa de QEE ao redor do mundo e ao crescente número de artigos e mais recentemente, livros publicados sobre o assunto [1, 2, 3].

1.2.1 Histórico e problemática atual

Como apenas mencionado, o termo Qualidade de Energia passou por muitas discussões antes de se consolidar. As primeiras citações do termo iniciaram provavelmente pela década de 1970, mas sua abrangência e significado como hoje conhecemos, não tem muito mais que 10 anos. Embora ainda enfrente algumas críticas, vários fatores de base técnica, contratual, econômica, ambiental, etc, contribuíram para difundir tal termo e o interesse em QEE.

A) Fatores Técnicos

Do ponto de vista técnico, alguns pontos podem ser destacados, como por exemplo, os avanços da eletrônica de potência e da eletrônica digital.

A consolidação dos conversores eletrônicos de alta potência tem inegavelmente contribuído para resolver importantes problemas de controle em processos industriais, em sistemas de conversão de energia elétrica e em sistemas de alimentação de cargas eletro-eletrônicas ou de informática. No entanto, por utilizar técnicas de chaveamento de tensões e correntes, trouxe alguns novos problemas de deterioração da qualidade da tensão disponível na rede elétrica. A

razão disso é que o chaveamento eletrônico, sendo um processo não-linear, é capaz de injetar correntes harmônicas indesejáveis na rede de suprimento e, ao lado de outras cargas não-lineares, pode comprometer o funcionamento de sistemas sensíveis à presença de distorções da forma de onda senoidal.

Para acentuar os problemas deste tipo de carga, deve-se ressaltar que em sistemas polifásicos, o comportamento de cada fase pode ser independente, visto que as características não-lineares podem ser distintas entre as fases. Isto significa que cada fase do sistema elétrico pode apresentar distúrbios diferentes e em instantes diferentes, o que caracteriza as assimetrias encontradas nas instalações e sistemas atuais.

No caso da eletrônica digital, os avanços tecnológicos do setor e principalmente a redução de custo dos dispositivos desde o início da década de 1990, possibilitaram sua inserção em praticamente todos os setores relacionados com energia elétrica. Assim, temos a eletrônica digital presente em aplicações industriais como: conversores de frequência, controladores lógico programáveis (CLP), linhas de produção automatizadas, robôs, braços mecânicos, laminadores, controladores de temperatura e pressão, etc. No caso das aplicações comerciais, pode-se citar: computadores, impressoras, máquinas copiadoras, caixas registradoras, reatores para iluminação, sistemas bancários, etc. Nas aplicações residenciais, tais como: computadores pessoais, rádio-relógios, reprodutores de vídeo, aparelhos de som, microondas, máquinas de lavar, etc. Por fim, pode-se ainda citar as aplicações médico-hospitalares, muitas vezes essenciais à vida humana.

Tal difusão de micro-controladores, microcomputadores ou dos processadores digitais em geral, traz duas conseqüências diretas no âmbito de qualidade de energia. Primeiro, por se tratar de aplicações com alimentação em corrente contínua (CC), exigem que todos os equipamentos mencionados tenham um estágio de conversão de energia de corrente alternada (CA) para CC, o que normalmente é realizado por meio de pontes retificadoras (eletrônica de potência) não-controladas e acabam absorvendo correntes com elevadas taxas de distorção, causando um problema do ponto de vista de QEE. A segunda conseqüência é ainda mais crítica: dispositivos baseados em eletrônica digital, estão cada vez mais sensíveis ao padrão da energia suprida, ou seja, às variações ou distúrbios na fonte de energia que os alimenta, podendo ocasionar falhas ou mesmo desligamento dos mesmos.

Portanto, considerando que uma grande parte das aplicações industriais, comerciais ou residenciais tem algum tipo de dependência da eletrônica digital e dos micro-processadores, fica claro que os equipamentos atuais se tornaram mais sensíveis a distúrbios na energia ou na QEE, do que eram no passado.

Baseado apenas em tais fatores técnicos, nota-se um paradoxo interessante: enquanto a utilização da eletrônica de potência segue crescente nos últimos anos e com ela alguns problemas causados principalmente por processos de conversão de energia (CA-CC-CA), as cargas com algum tipo de estágio digital seguem cada vez mais sensíveis a distúrbios da rede elétrica.

Assim, pode-se visualizar a importância de se estudar as relações entre cargas que geram

distúrbios, cargas sensíveis e os sistemas de fornecimento de energia. Além disto, destaca-se a importância em estabelecer limites para os distúrbios provocados por cargas eletrônicas ou sistemas de distribuição de energia, bem como fixar limites de tolerância para as cargas.

Além dos pontos discutidos acima, podemos citar ainda vários outros fatores relacionados principalmente com a reestruturação do setor elétrico, tais como:

- a falta de investimentos em geração, transmissão e distribuição de energia nos anos que precederam as privatizações, o que levou o sistema elétrico a operar praticamente no limite da capacidade de fornecimento de energia;
- as políticas públicas adotadas para redução de consumo, muitas vezes incentivando a substituição de equipamentos convencionais por tecnologias mais econômicas, em alguns casos, tecnicamente questionáveis, como por exemplo no caso do incentivo ao consumo de lâmpadas econômicas (com reatores eletrônicos), os quais, na ausência de normalização, podem contribuir para elevar os níveis de distorção de corrente do sistema e conseqüentemente, deteriorar a QEE;
- o crescente interesse em instalações co-geradoras de energia ou sistemas de geração distribuída, os quais podem trazer benefícios locais bastante interessantes, mas elevam o número de incertezas e possibilidades de falhas na operação do sistema de potência interligado, se não forem devidamente regulamentados.

B) Fatores Contratuais e Econômicos

É importante observar que o interesse em Qualidade de Energia, seja no Brasil como no exterior, vem se acentuando mais e mais, principalmente após as privatizações do setor elétrico.

A energia que circula entre fontes geradoras e consumidores deixou de ser vista apenas como um bem gerido e fornecido por empresas estatais, para ser visto como um “bem comum” ou “produto de comercialização” entre setores que geram, distribuem ou consomem energia. Como tal, toda e qualquer característica que possa diferenciá-la de um fornecedor para outro, passou a ser extremamente importante. Isto porque tais características que podem estar diretamente associadas com a QEE, podem ser definidas em contratos de fornecimento e compra de energia, estabelecendo por exemplo, os valores para o kWh comercializado e multas contratuais.

Face à inexistência de competição, à política de preços impostos pelo estado e aos contratos de fornecimento pouco flexíveis, o setor elétrico público, em vigor até a segunda metade do década de 90, não estava apto, ou mesmo interessado, em atribuir com a clareza de hoje, o adjetivo “qualidade” à energia comercializada. Os consumidores deveriam comprar a energia que lhes fossem entregue, com as características que possuísem, uma vez que as normas sobre o assunto ainda eram relativamente brandas. Se um determinado consumidor necessitasse de determinadas características para energia em sua instalação, como por exemplo, tensão perfeitamente senoidal e constante durante 99,9 % do tempo, tal consumidor deveria entrar em acordo e, muito provavelmente, pagar para que a concessionária fizesse as melhorias necessárias.

Por outro lado, se uma determinada indústria, em decorrência de seu processo produtivo, provocasse distúrbios na qualidade de energia do seu PAC (Ponto de Acoplamento Comum), seria muito difícil que a concessionária conseguisse que esta indústria solucionasse tal situação, por carência de normas específicas.

No panorama atual estas relações estão sendo modificadas. Hoje é do interesse das fornecedoras de energia que esta esteja dentro dos melhores padrões de qualidade, de forma a garantir que os consumidores, principalmente os industriais de grande porte, não migrem de um fornecedor para outro.

Entretanto, muitas discussões estão pendentes e requerem normas específicas que ainda estão em elaboração. Sem estas normas, é muito difícil estabelecer valores à energia com melhor ou pior qualidade, principalmente porque não estão claros quais os métodos de análise, os instrumentos de monitoração ou equipamentos de condicionamento a serem utilizados, bem como os protocolos de comunicação a serem adotados pelos sistemas de gerência de dados, etc.

C) Fatores Ambientais

Apesar de muitos textos só considerarem os fatores técnicos e outros os fatores técnico-contratuais nas análises de qualidade de energia, já existem indícios que os fatores ambientais também poderiam ser incluídos no contexto de qualidade de energia, ou seja, a energia elétrica oriunda por exemplo, de fontes renováveis e ou não-poluentes, teriam um “padrão de qualidade” superior a energia gerada através de queima de carvão ou petróleo.

1.2.2 Normalização da QEE

A normalização é provavelmente a principal questão no que tange às definições de QEE e também uma das mais polêmicas e com grande número de variáveis. Um dos motivos é que sendo a energia o bem de consumo citado anteriormente e considerando a expansão contínua na globalização dos mercados, é de se esperar que as normas para tal “produto” sejam mais ou menos equivalentes ao redor do mundo.

Para atingir esta condição, diversas instituições nacionais e internacionais vem trabalhando para definir o conjunto de recomendações que fariam parte das normas sobre QEE [4, 5, 6, 7, 8, 9, 10, 11, 12]. Entretanto, algumas diferenças básicas ainda podem ser notadas se comparadas as recomendações, por exemplo: européias (através das definições da IEC ou do CIGRÉ) e americanas (através das definições do IEEE).

As definições européias normalmente focam o funcionamento específico de cada equipamento ou por categorias de equipamentos, através das normas de Compatibilidade Eletro-Magnética (CEM). Neste caso o termo QEE não é utilizado diretamente, mas sim o conjunto de recomendações para CEM. Tais documentos definem o quanto uma determinada carga (equipamento) pode gerar (emitir) de distúrbios para o sistema e o quanto imune a distúrbios a mesma deve ser. Ou seja, através das séries IEC é possível avaliar se uma carga gera mais distúrbios de QEE do que permitido, ao mesmo tempo que é possível avaliar se um determinado equipamento

é pouco ou muito sensível a estes distúrbios. Focando uma visão global de sistema elétrico, pode-se imaginar que se todos os equipamentos se adaptassem a tais recomendações, os padrões de qualidade de energia estariam sempre dentro dos limites pré-definidos.

No entanto, isto pode não ser verdade se todos estiverem no limite do permitido, ou seja, se os equipamentos sensíveis estiverem no seu limite de sensibilidade e os equipamentos causadores de distúrbios também estiverem nos máximos permitidos, o conjunto destes pode levar à condições onde os limites sejam superados.

Assim, com o foco não nos equipamentos, mas no sistema elétrico ou instalação industrial como um todo, as recomendações do IEEE limitam os níveis de distúrbios oriundos de problemas de QEE. Neste caso, não são os equipamentos específicos que são avaliados, mas sim as instalações completas, principalmente no que tange às limitações de emissão de distúrbios. Do ponto de vista global, pode-se imaginar que este enfoque seja mais adequado do que o anterior. No entanto, não se pode esquecer que o fato dos indicadores globais estarem dentro dos limites aceitáveis, não significa que localmente na instalação não existam cargas extremamente ruidosas interferindo no funcionamento de cargas sensíveis ou simplesmente ocasionando prejuízos e perdas de energia.

Desta forma, parece interessante que se encontre uma abordagem intermediária entre tais linhas de recomendações de forma a limitar os indicadores específicos (cargas), bem como os indicadores globais (sistema elétrico) de qualidade de energia. No Brasil, trabalhos vem sendo realizados desde a década de 90, com participação de grupos de pesquisa, representantes da sociedade, das concessionárias, dos consumidores, entidades regulamentadoras (CSPE, ANEEL, ONS, etc), acadêmicos, etc.

1.2.3 Condições ideais x reais de fornecimento e consumo de energia

Para que se possa avaliar ou controlar os distúrbios que afetam a QEE, e enquanto normas específicas sobre o assunto não são adotadas, o que vem sendo feito e faz parte da proposta deste trabalho, é comparar as condições reais de operação, com as características de um sistema ideal e, a partir disto, identificar e quantificar os desvios ou distúrbios observados.

Com isto, considera-se que um *sistema CA polifásico ideal*, deve satisfazer às seguintes condições de operação em regime:

- as tensões e correntes devem ser senoidais;
- as amplitudes das tensões devem ter valores nominais constantes;
- as tensões de alimentação devem ser equilibradas e simétricas;
- a frequência deve ser constante;
- o fator de potência nas cargas deve ser unitário.

Essas cinco condições garantem que o sistema atenda adequadamente a qualquer carga prevista para operar com corrente alternada na frequência nominal e que ainda opere em condições de máxima conservação de energia.

Entretanto, na prática é impossível satisfazer totalmente essas condições ideais, pois a rede e os equipamentos elétricos estão sempre sujeitos a falhas ou perturbações que deterioram de alguma maneira as condições que seriam desejáveis para sua operação. É muito importante observar que mesmo as condições de fornecimento de energia (tensão) têm se distanciado das ideais.

A) Metodologia Seletiva de Decomposição dos Sinais

Conforme será visto, este trabalho propõe uma metodologia seletiva de decomposição dos sinais elétricos e identificação dos distúrbios, a qual é baseada exatamente em identificar se as condições ideais de transferência de energia estão sendo satisfeitas ou não. O termo seletivo refere-se ao fato de que o conjunto de decomposições utilizadas permite identificar o quanto cada uma das condições ideais não está sendo atendida, de forma independente.

Destaca-se que neste trabalho a metodologia de decomposição proposta é utilizada para a discussão de uma Teoria de Potência Unificada, e pode ser aplicada tanto na definição das referências de controle dos Filtros Ativos de Potência [13, 14], quanto em sistemas de monitoramento da QEE [15, 16].

B) Principais distúrbios de QEE

Uma vez definidas as condições ideais de transferência de energia e estando estabelecidos os limites máximos das variações em torno destas, pode-se caracterizar os principais problemas de deterioração da qualidade de energia como sendo violações de limites pré-definidos, em torno das condições consideradas ideais.

A Tabela 1.1 a seguir, apresenta alguns dos principais distúrbio de QEE, a categoria em que se enquadram, bem como possíveis causas e conseqüências dos mesmos. Aplicam-se as seguintes siglas:

- VTCD - Variações de Tensão de Curta Duração;
- VTLD - Variações de Tensão de Longa Duração;
- TRANS - Transitórios;
- DFO - Distorções de Forma de Onda.

Destaca-se que vários outros distúrbios elétricos ainda poderiam ser adicionados à tabela anterior, no entanto, como não é este o motivo principal deste trabalho, maiores detalhes e discussões podem ser encontrados em [2, 17].

Tabela 1.1: Principais distúrbios de QEE

Distúrbios	Categorias	Causas	Efeitos
afundamento de tensão	VTCD	ferroressonância, curto entre fases ou para terra, partida de motores	falhas de operação, perda de potência
elevação de tensão	VTCD	ferroressonância, curtos desequilibrados	estresse de dielétrico, sobrecarga,
interrupção	VTCD	faltas temporárias, atuação de circuitos de proteção	parada de produção
subtensão	VTLD	aumento de cargas, falta de suporte reativo, partida de motores	falha na operação, sobrecorrente, desligamentos
sobretensão	VTLD	redução de cargas, chaveamento de capacitores, excesso de reativos	queima e redução da vida útil de equipamentos, elevação de perdas, ruptura de dielétricos
interrupção sustentada	VTLD	curto permanente, falhas de proteção ou operação	parada de produção
flutuação de tensão	VTLD	fornos de arco ou outras cargas não-lineares variáveis	cintilação luminosa, oscilações de potência e torque
assimetrias de tensão	VTLD	operação de cargas monofásicas, cargas desequilibradas ou não-lineares variáveis	oscilações de potência, vibração em máquinas, elevação de corrente de neutro, perdas
impulso de tensão	TRANS	descargas atmosféricas, energização de transformadores, chaveamento de capacitores	ruptura de dielétricos
oscilações de tensão	TRANS	degrau de carga, capacitores ou linhas de transmissão	variações de potência e frequência
harmônicos	DFO	cargas não-lineares, chaveamentos e descontinuidades	ressonâncias, perdas, aquecimento de condutores e motores, interferência
inter-harmonicos	DFO	cargas não-lineares variáveis	modulação harmônica, interferências, cintilação luminosa
recortes na tensão (<i>notching</i>)	DFO	atuação de conversores de potência	estresse dielétrico, ruído, modulação harmônica
aparecimento de nível CC (<i>offset</i>)	DFO	distúrbios magnéticos, retificação de meia-onda	saturação de transformadores, aquecimento, falhas nos equipamentos

1.2.4 Monitoramento da QEE

A determinação do grau de confiabilidade com que as condições ideais podem ser atendidas, depende dos sistemas de monitoração e de controle que estiverem disponíveis, ou seja, equipamentos (de medição, controle, proteção, coordenação, etc) baseados em conceitos ultrapassados, ou simplificados, podem encobrir problemas ou mesmo solicitar a atuação de dispositivos de controle de forma inadequada. Disto destaca-se o fato de que a maioria dos instrumentos de medição e monitoração de energia disponíveis até recentemente, eram baseados em conceitos hoje tidos como particulares, como os apresentados por [18], e que sem dúvida não representam a realidade das instalações em análise atualmente, conforme já discutido por [19] e que ainda hoje constituem um assunto de extremo interesse.

Tomando como referência as condições de operação do sistema ideal, bem como as normas que regem o mesmo, é necessário definir e monitorar indicadores de qualidade de energia, os quais devem quantificar o afastamento dessas condições que o sistema real experimenta.

Vale ressaltar que até pouco tempo atrás, as atenções eram voltadas apenas para os distúrbios relacionados com desligamentos e paradas de produção, ou seja, interrupções. É natural que assim fosse, pois neste caso os prejuízos financeiros por parte dos consumidores, são evidentes. Estimativas indicam que só nos Estados Unidos, dezenas de bilhões de dólares são perdidos por ano, em função de interrupções de energia elétrica [2] e esta ainda é a maior fonte de prejuízos quando se trata de QEE. Muitos autores tratam este problema como uma questão de continuidade de fornecimento mas, uma vez que suas origens tem características técnicas como falhas de operação, proteção ou falta de suporte reativos, não deixa de ser uma questão de QEE. No Brasil, os principais indicadores relacionados às interrupções são o DEC, FEC, DIC e FIC, definidos pela ANEEL.

Por outro lado, é crescente o número de trabalhos sobre a definição de indicadores de QEE relacionados com cada um dos distúrbios da Tabela 1.1 [15, 16, 20, 21, 22, 23], bem como técnicas de processamento dos mesmos e também sobre o desenvolvimento de instrumentos capazes de avaliá-los [24, 25, 26].

É importante que tais indicadores e instrumentos sejam desenvolvidos e regulamentados por normas, para garantir credibilidade às análises de qualidade de energia. Assim, pode-se esperar que em pouco tempo, tais indicadores possam ser incorporados em contratos de fornecimento e consumo de energia, alterando os valores para a mesma, ou ainda atribuindo responsabilidades técnicas, legais e financeiras, pelos distúrbios provocados sejam pelas concessionárias fornecedoras, distribuidoras ou pelos consumidores.

A) Definição de *Qualidade de Energia Elétrica*:

Para resumir esta discussão sobre QEE, neste contexto, o termo Qualidade de Energia Elétrica representa um conjunto de características técnicas (ou físicas) da tensão e corrente elétrica de uma instalação ou equipamento específico, bem como todos os fatores legais, econômicos, ambientais que envolvem o fornecimento e consumo de energia aos mesmos. Portanto, em um sistema com máxima QEE:

1. as condições ideais de transferência de energia estão sendo atendidas, minimizando as perdas em equipamentos e instalações e maximizando a capacidade de transmissão e distribuição de energia nos sistemas de potência;
2. concessionárias e consumidores de energia estão cientes de seus direitos, obrigações e responsabilidades no que diz respeito à geração, transmissão e utilização da energia elétrica;
3. o meio ambiente não está sendo prejudicado no atendimento das condições anteriores.

1.3 Condicionamento de energia elétrica - CEE

Como o próprio termo já diz, condicionar a energia significa alterar, transformar ou simplesmente “adequar” suas características para um objetivo específico. Assim, todo dispositivo ou equipamento que modifica determinadas características da energia elétrica em um sistema ou instalação, pode ser considerado um condicionador de energia. Alguns exemplos de condicionadores são os transformadores, banco de capacitores, reatores, filtros sintonizados LC, retificadores, conversores de frequência, ciclo-conversores, fontes de alimentação ininterruptas (UPS), *filtros ativos de potência*, etc.

Assim, como a área de QEE, a área de CEE tem muitas variações e o termo é empregado para representar diversas funções distintas, principalmente no que diz respeito às aplicações da eletrônica de potência.

Considerando as definições e discussões da seção anterior, e assumindo que normas específicas estão sendo definidas para garantir que equipamentos e sistemas elétricos não se afastem em demasia das condições ideais de operação, torna-se necessário adequar ou *condicionar* os sistemas reais para satisfazer tais condições.

Além dos condicionadores usuais do passado (transformadores, compensadores síncronos, capacitores e reatores controlados), amplamente utilizados para controle de reativos, manutenção do nível da tensão e redução de perdas, tornou-se necessário nos últimos anos, desenvolver dispositivos eletrônicos mais avançados para reduzir ou minimizar os distúrbios de QEE. Por se utilizarem da eletrônica de potência, muitas vezes com controladores digitais programáveis, esta nova geração de condicionadores de energia possui a flexibilidade e as características dinâmicas que não eram possíveis de se obter com os dispositivos convencionais.

Utilizando tais tecnologias e equipamentos condicionadores, tanto concessionárias, indústrias, fabricantes de equipamentos e consumidores em geral, podem conseguir, às custas de algum investimento financeiro e por força de norma, evitar que distúrbios de QEE afetem processos produtivos ou elevem as perdas do sistema de potência.

Neste contexto, sabendo que a questão financeira é de primordial interesse, será discutido como a Metodologia de Identificação Seletiva dos Distúrbios permite que determinados

distúrbios possam ser minimizados ou eliminados de forma isolada. Com isto, os condicionadores podem ser projetados especificamente para um ou mais tipos de distúrbio, de acordo com a relevância dos mesmos no processo, restringindo os custos agregados à sua compensação.

A seguir, serão discutidos os principais avanços e impactos da eletrônica de potência, bem como algumas soluções para QEE através da aplicação de condicionadores de energia elétrica.

1.3.1 Impactos da eletrônica de potência

O avanço de novas tecnologias de interruptores de potência ocasionaram um grande desenvolvimento de áreas relacionadas com eletrônica industrial e de potência. Hoje, são universais as aplicações da eletrônica de potência em sistemas ou equipamentos industriais, comerciais ou mesmo residenciais, sejam elas de baixa potência, como o reator eletrônico de uma lâmpada de 7W ou de elevada potência, como os conversores CA-CC-CA de uma linha de transmissão HVDC. Entretanto, as mesmas características técnicas que possibilitaram o aparecimento de soluções importantes do ponto de vista das aplicações, trouxe algumas desvantagens em termos de consumo de energia elétrica.

Como exemplo prático, basta tomarmos os conversores de frequência variável, hoje extremamente difundidos em praticamente todos os segmentos da indústria, seja por possibilitar ajustes na velocidade ou no torque das máquinas utilizadas. Dentre outras vantagens, tais dispositivos tornaram o controle de máquinas operatrizes mais simples, robustos e mais econômicos do que no passado. No entanto, os estudos comprovam que os problemas causados pela operação de tais conversores podem ser bastante negativos para a instalação ou sistema elétrico onde o mesmo encontra-se conectado devido, por exemplo, às elevadas taxas de distorção da forma de onda da corrente (recortes) que estes dispositivos provocam.

Entretanto, da mesma forma que as primeiras gerações de equipamentos baseados em eletrônica de potência, quase sempre traziam algumas desvantagens do ponto de vista de QEE, já está se consolidando uma geração de equipamentos capazes de extrair todas as vantagens da eletrônica e ainda garantir que estes se encaixem nas recomendações e normas relacionadas à QEE. Além disto, graças à mesma eletrônica de potência, hoje é possível desenvolver condicionadores de energia especificamente para eliminar ou compensar determinados distúrbios. Estes últimos são usualmente chamados de Compensadores Eletrônicos ou mais recentemente Dispositivos Condicionadores de Energia. [3, 27]

A partir de diferentes pontos de vista, são discutidas a seguir algumas soluções para problemas de QEE.

1.3.2 Soluções pelo lado do consumidor de energia (carga)

Uma vez que as recomendações sobre qualidade de energia devem assumir em pouco tempo o status de normas, é de se esperar que consumidores devam adequar seus equipamentos ou instalações, por exemplo, para não serem tarifados por provocarem distúrbios de QEE. Tal

adequação pode se dar basicamente de duas formas, diretamente através da utilização de equipamentos que não provoquem distúrbios ou instalando compensadores em suas instalações, de forma que os distúrbios sejam minimizados e não se propaguem para o sistema de fornecimento de energia.

A) Foco nos Equipamentos

Como já mencionado, é praticamente um consenso que os equipamentos de última geração devam provocar o menor nível de distúrbios possível em termos de QEE. A questão principal é como fazê-lo sem agregar complexidade e custo aos equipamentos disponíveis.

Muitos trabalhos vem sendo realizados no ambiente acadêmico e industrial, para desenvolver conversores e cargas eletrônicas com baixa DHT (Distorção Harmônica Total) e alto fator de potência. Neste sentido, são de extrema valia as recomendações das normas européias (IEC, por exemplo) que tem como foco principal o projeto dos equipamentos.

B) Foco na Instalação

Considerando que mesmo que todos os equipamentos estejam dentro das especificações recomendadas, o conjunto destes em uma instalação industrial pode fazer com que os indicadores globais de qualidade excedam os limites permitidos, tornando necessário o uso de compensadores nesta instalação. Assim como já acontece com o fator de potência, onde os consumidores industriais são responsabilizados por sua compensação ou pagamento de multas mensais, espera-se que em pouco tempo, estes mesmos consumidores sejam responsáveis por não provocar ou propagar distúrbios de QEE para o sistema de potência.

Para mitigação deste tipo de distúrbio, várias soluções podem ser adotadas, dentre elas a instalação de filtros harmônicos passivos (LC), capacitores ou reatores controlados, *filtros ativos de potência* com ou sem armazenadores de energia, etc.

C) Equipamentos ou Processos Sensíveis a distúrbios de QEE

Vários tipos de cargas ou processos produtivos podem ser extremamente sensíveis a distúrbios de qualidade de energia, de forma que mesmo pequenos eventos no sistema de distribuição podem parar a produção de uma indústria. A solução usual para casos deste tipo, é a aplicação de estabilizadores ou fontes ininterruptas de energia, às custas do próprio consumidor, a não ser que devidamente acordado em contrato com a concessionária fornecedora de energia.

1.3.3 Soluções pelo lado do fornecedor de energia (fonte)

Assim como os consumidores poderão ser responsabilizados por provocarem distúrbios para o sistema de fornecimento, as concessionárias fornecedoras devem se responsabilizar por evitar a propagação de eventuais distúrbios de um PAC (Ponto de Acoplamento Comum) para outro, bem como fornecer energia nos melhores padrões de qualidade ou dentro do acordado nos contratos de fornecimento.

Considerando apenas os sistemas de distribuição de energia, as soluções usuais são baseadas na instalação de banco de capacitores para manutenção de reativos e filtros sintonizados, principalmente para evitar a propagação de harmônicos pelas redes. No entanto, muitos trabalhos já mostraram que em instalações ou PAC onde tanto a corrente, quanto a tensão de fornecimento encontram-se distorcidas, a instalação destes dispositivos pode por exemplo, excitar frequências de ressonância e prejudicar ainda mais o sistema.

As soluções atuais incluem a utilização de filtros ativos de potência, os quais serão explorados nos próximos capítulos, bem como associações de filtros ativos e passivos (filtros híbridos) e podem ser instalados próximos aos PAC com problemas, ou distribuídos ao longo dos ramais de distribuição, dependendo da necessidade.

1.3.4 Soluções sistêmicas

Além das soluções isoladas ou locais que podem ser adotadas por consumidores ou fornecedores de energia, espera-se também que nos próximos anos a busca por soluções sistêmicas seja acentuada. Acredita-se que por meio de políticas adequadas ou incentivos financeiros e fiscais, fornecedores e consumidores de energia passarão a investir na modernização dos sistemas elétricos de forma a garantirem a continuidade, confiabilidade e qualidade da energia utilizada.

Neste sentido, as soluções mais promissoras parecem estar relacionadas com o desenvolvimento de fontes alternativas e renováveis de energia, as quais através de sistemas de geração distribuída, desde que devidamente regulamentados, podem contribuir para garantir a continuidade e qualidade da energia elétrica. Além disto, destacam-se os trabalhos desenvolvidos para consolidar as tecnologias FACTS (*Flexible AC Transmission Systems*), Custom Power [28] e mais recentemente, os FACDS (*Flexible AC Distribution Systems*), as quais serão bastante importantes para a manutenção da confiabilidade e solução de problemas de QEE.

1.4 Organização do trabalho

Este *Capítulo 1* apresentou os objetivos e as motivações para este trabalho, bem como uma breve contextualização do mesmo em relação a vários tópicos de interesse em Qualidade e Condicionamento de Energia Elétrica.

O *Capítulo 2* traz uma análise crítica e detalhada de várias propostas de teoria de potência no domínio do tempo e da frequência, com intuito de identificar as semelhanças e pontos positivos de cada uma, de forma a possibilitar uma proposta unificada.

O *Capítulo 3* traz uma discussão sobre o que seria uma possível proposta de Teoria de Potência Unificada, formulada a partir da junção das principais contribuições de outros autores, com as contribuições deste trabalho, bem como apresenta uma metodologia seletiva de identificação das componentes ideais ao funcionamento do sistema elétrico e seus respectivos desvios em condições reais de operação.

No *Capítulo 4* estão descritas as principais técnicas de processamento digital utilizadas para implementação da metodologia proposta, inclusive os algoritmos propostos no âmbito deste trabalho. Destacam-se os algoritmos de identificação da frequência e forma de onda fundamental, o cálculo da sequência positiva, o cálculo do Multiplicador de Lagrange, médias móveis e as discussões sobre complexidade computacional e precisão de tais algoritmos em DSP de ponto-fixe.

No *Capítulo 5* estão apresentados os requisitos necessários à concepção e implementação de filtros ativos de potência, bem como uma breve discussão sobre possíveis topologias e quais as variáveis a serem analisadas na escolha da mesma. Além disto, este capítulo também apresenta detalhes do protótipo de filtro ativo implementado.

O *Capítulo 6* apresenta o projeto dos controladores digitais de tensão e corrente utilizados no protótipo do filtro ativo. Neste capítulo também está discutido como a mesma estratégia de compensação pode ser implementada através de diferentes algoritmos, mostrando a diferença entre os resultados obtidos. Destacando-se a proposta de compensação seletiva de harmônicos de corrente.

Por fim, o *Capítulo 7* traz as conclusões gerais deste trabalho, no que diz respeito aos temas abordados e apresenta algumas sugestões para trabalhos futuros que possam dar continuidade a esta pesquisa.

Capítulo 2

Definições de Potências Elétricas: Histórico e Discussão

A preocupação com os efeitos de distorções da forma de onda e de assimetrias nos sistemas de potência é um assunto quase tão antigo quanto o próprio sistema elétrico de corrente alternada [18, 29, 30, 31]. No entanto, a definição de uma teoria de potência que se aplique em tais condições, ainda é um dos grandes desafios da engenharia elétrica.

Assim, considerando as discussões do capítulo anterior, faz-se necessário o desenvolvimento de uma teoria de potência, geral o bastante para se adequar à realidade atual dos sistemas elétricos, com formas de onda cada vez mais distorcidas, assimetrias de ângulo e amplitude nos sinais de tensão e corrente. Além disto, tal teoria deve ser suficientemente flexível e dinâmica para ser aplicada nas mais diversas áreas da engenharia elétrica (projetos, análise, controle, compensação ou tarifação de energia).

Sobretudo nas últimas três décadas, diversas contribuições têm sido apresentadas. As principais propostas vêm de especialistas de três grandes grupos de estudos:

- o grupo de estudos do IEEE para Situações Não-Senoidais, o qual é presidido pelo professor Alexander E. Emanuel e tem a participação de autores como R. Arseneau, M. Cox, A. Domijan, P. Filipski, E. Gunther, dentre outros. Além das publicações individuais dos autores, algumas contribuições importantes foram [32, 33] e mais recentemente [34].
- o grupo de estudos presidido pelo professor Alessandro Ferrero, o qual conta com a participação de autores como L. Czarnecki, M. Depenbrock, A. Emanuel, P. Tenti, P. Mattavelli, L. Cristaldi, J. Willems, dentre outros. Independentemente do grupo do IEEE, este grupo vem se reunindo a cada dois anos desde 1991, em encontros específicos sobre definições de potência (*I-VI International Workshop on Power Definitions and Measurements under Non-sinusoidal Conditions*) e importantes contribuições têm sido apresentadas [35, 36, 37, 38, 39, 40, 41];
- por fim, apesar de não constituírem um grupo institucional ou oficial, destacam-se os esforços de vários pesquisadores sobre as propostas de teorias de potências instantâneas, principalmente relacionando definições de potência, com técnicas de filtragem ativa [42, 43, 44, 45, 23, 46, 47, 48, 49].

No entanto, ainda restam muitas perguntas sem resposta, nem convergência na opinião dos especialistas. Algumas delas são:

- P1** Qual o domínio mais adequado à análise da potência elétrica: tempo ou frequência?
- P2** Por que a necessidade da definição de potência aparente?
- P3** Como definir e relacionar as parcelas de potências com seus respectivos fenômenos físicos¹?
- P4** As diferentes componentes de potência, causadas pelos diversos tipos de distúrbios, devem ou não ser incluídos no valor de uma componente não-ativa?
- P5** Por que separar a componente fundamental, das componentes harmônicas de um sistema?
- P6** O termo potência reativa deve ser designado apenas para sinais fundamentais ou para todo espectro harmônico?
- P7** Até que ponto é possível relacionar os novos conceitos, aos conceitos tradicionalmente aceitos ?
- P8** Qual a relevância das transformações de eixos de referência, do tipo $a, b, c \Rightarrow \alpha, \beta, 0$ ou $a, b, c \Rightarrow d, q, 0$, na definição de uma teoria de potência?
- P9** Como utilizar as componentes de potência para tarifação ou atribuição de responsabilidades, ou seja, quais parcelas são responsabilidade das agências distribuidoras de energia e quais são dos consumidores?
- P10** O que pode ser feito para manter a potência elétrica o mais próximo possível das condições ideais de conservação de energia?

A única certeza parece ser o fato de que a teoria convencional, ainda ensinada nos cursos de engenharia elétrica e utilizada há mais de um século, tem se mostrado incompatível com a realidade dos sistemas polifásicos não-lineares que são encontrados com frequência nas instalações atuais [19, 32, 33, 39, 41]. Como já mencionado, tais questões tomaram proporções ainda maiores após a reestruturação do setor elétrico mundial.

Buscando discutir, identificar as possíveis fontes de confusões e propor soluções para as questões anteriores, este capítulo apresenta um histórico detalhado de algumas teorias e métodos para o cálculo de potência sob condições não-ideais de transferência de energia.

As definições e comentários apresentados a seguir tem o objetivo de criar um contexto de estudos, no qual se possa observar as diferentes linhas de pesquisa e identificar as semelhanças e diferenças entre elas, principalmente no que tange o objetivo pelo qual cada proposta de teoria de potência foi desenvolvida (medição, análise, tarifação ou compensação). O principal enfoque dado à apresentação destas definições foi a base conceitual de cada uma e não o desenvolvimento matemático utilizado. Os trabalhos foram separados por autores e domínios de abordagem.

¹Neste texto, o termo “fenômenos físicos” refere-se à transferência de energia média e às oscilações de potência provocadas por assimetrias ou trocas de energia entre campos eletromagnéticos, às não-linearidades das cargas, etc.

2.1 Abordagens no domínio da frequência

Vários autores e grupos de pesquisa têm apresentado propostas no domínio da frequência, ou seja, baseadas no espectro harmônico da tensão, corrente e potência. A maioria destas propostas tem como motivação principal a definição de grandezas que possam ser aplicadas a sistemas de medição e tarifação de energia.

2.1.1 Definição proposta por Budeanu (1927)

O método proposto por Budeanu em 1927 para o cálculo de potência [18], ainda é a base dos conceitos mais aceitos e utilizados pelos engenheiros elétricos do mundo inteiro, seja no universo acadêmico, nas concessionárias de energia ou na indústria. Originalmente, tal método foi proposto para sistemas monofásicos.

A proposta baseia-se na definição das seguintes parcelas de potência:

$$S^2 = P^2 + Q_B^2 + D_B^2, \quad (2.1)$$

sendo S é a Potência Aparente definida por:

$$S = \sum_{h=1}^{\infty} V_h I_h, \quad (2.2)$$

e V_h e I_h são as tensões e correntes eficazes (*rms - root mean square*) da componente harmônica h :

$$V_h = \sqrt{\frac{1}{T_h} \int_0^{T_h} v_h^2 dt} \quad I_h = \sqrt{\frac{1}{T_h} \int_0^{T_h} i_h^2 dt}, \quad (2.3)$$

sendo T_h o período da onda em uma dada frequência (f_h) e v e i são as tensões e correntes instantâneas.

Assim, S deveria representar a máxima capacidade de geração ou transmissão de energia em um dado sistema elétrico, com uma carga que consumisse uma Potência Ativa média P , dada por:

$$P = \sum_{h=1}^{\infty} (P_h) = \sum_{h=1}^{\infty} V_h I_h \cos \phi_h, \quad (2.4)$$

e ainda demandasse na forma de campos eletromagnéticos, uma dada Potência Reativa Q_B :

$$Q_B = \sum_{h=1}^{\infty} (Q_h) = \sum_{h=1}^{\infty} V_h I_h \sin \phi_h, \quad (2.5)$$

sendo esta, ortogonal à Potência Ativa, por definição. Deve-se observar que o termo *Potência Reativa*, aqui é definido usando todo o conteúdo harmônico dos sinais. O ângulo ϕ_h é a defasagem entre tensões e correntes da componente harmônica h .

Budeanu também definiu a parcela de potência D_B , a qual foi denominada de Potência Distorciva e seria expressa pela combinação quadrática:

$$D_B = \sqrt{S^2 - P^2 - Q_B^2}. \quad (2.6)$$

A Potência Distorciva é constituída por produtos cruzados de tensões e correntes harmônicas, de diferentes ordens e só será zero se as componentes harmônicas forem nulas. D_B é uma formulação matemática que fecha o chamado “tetraedro de potências”.

A proposta de Budeanu é bastante interessante em se tratando da compreensão da existência de uma parcela de potência que contém os efeitos distorcivos do sistema em análise. Entretanto, uma vez que D_B não parte diretamente dos sinais reais (mensuráveis) das tensões e correntes, depara-se com alguns problemas quando da sua implementação em sistemas de medição, análise ou compensação de energia.

A) Principais dificuldades e inconsistências do método

Uma das grandes dificuldades na implementação do método de Budeanu, é baseada na ortogonalidade entre as definições das potências ativa e reativa. Existe a necessidade de decompor as tensões e correntes medidas em componentes ortogonais (seno e cosseno), o que pode ser feito com facilidade para sinais puramente senoidais, mas no caso da presença de distorções, se torna uma tarefa complexa, principalmente porque deveria ser feita para cada frequência, independentemente. Considerando que as ferramentas computacionais hoje disponíveis, simplesmente não existiam quando da proposta de Budeanu, pode-se imaginar a dificuldade da aplicação do método proposto. Outra importante observação sobre esta teoria é que por tratar-se de um equacionamento no domínio da frequência (através de Série e Transformada de Fourier), pressupõe periodicidade nos sinais envolvidos.

Além disto, em determinados casos a utilização do método de Budeanu poderia resultar em inconsistências, como no caso de um circuito linear puramente reativo, sendo alimentado por uma tensão distorcida. Neste caso as correntes também serão distorcidas, mas D_B indicará um valor igual a zero, como discutido em [50]. A falta de associação das componentes de potência, com os fenômenos físicos que as originam, bem como o fato desta proposta ter sido desenvolvida para sistemas monofásicos, são algumas outras limitações do método.

No contexto das propostas de teoria de potência, um outro ponto fundamental é a aplicação de tais teorias no projeto de compensadores de energia capazes minimizar as perdas do sistema elétrico, sejam eles passivos ou não. Um dos objetivos mais perseguidos tem sido o cálculo de parcelas de potência que pudessem ser diretamente associadas com as perdas e eliminadas através de algum tipo de compensador, sem influir no valor das outras parcelas de potência.

No caso da teoria de Budeanu, principalmente pelo fato de não isolar as correntes ativas e reativas das correntes harmônicas, tal objetivo não é facilmente atingido. Por exemplo, eliminando as correntes harmônicas, estaríamos alterando o valor das potências ativa e reativa. Por outro lado, uma vez que a potência reativa Q_B pode ser composta por tensões e correntes de várias frequências, seu valor não pode ser usado para projeto de compensadores passivos, como

por exemplo, bancos de capacitores.

Entretanto, sabendo que o método de Budeanu é provavelmente o mais difundido e utilizado na engenharia elétrica, fica uma pergunta: Como pode tal método ter sido adotado e utilizado com bons resultados?

B) Simplificações e Teoria Convencional

Na verdade a melhor resposta é que simplificações foram feitas no equacionamento anterior, de forma que apenas as componentes de frequência fundamental fossem consideradas. E é fato que tal simplificação era válida e extremamente útil até algumas décadas atrás, quando as distorções de corrente e principalmente de tensão, podiam ser desprezadas. Assim:

$$P_1 = V_1 I_1 \cos \phi_1, \quad (2.7)$$

$$Q_{B1} = V_1 I_1 \sin \phi_1, \quad (2.8)$$

$$S_1 = V_1 I_1 = \sqrt{P_1^2 + Q_{B1}^2}. \quad (2.9)$$

Neste sistema senoidal, o tetraedro de potências é reduzido para o famoso “triângulo de potências”, onde $D_B = 0$ (vide Figura 2.1). Agora sim, o valor de Q_{B1} poderia ser usado para o projeto de um compensador de energia passivo (capacitivo ou indutivo).

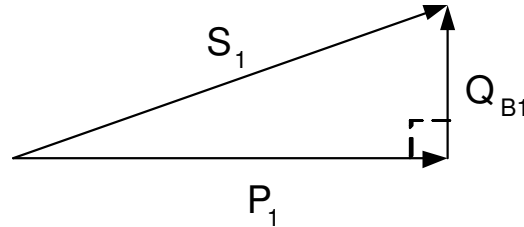


Figura 2.1: Triângulo de potências: simplificação da teoria de Budeanu.

Outra definição extremamente importante em sistemas puramente senoidais, como os descritos pelo equacionamento anterior, é o fator de potência:

$$FP = \frac{P_1}{S_1} = \cos \phi_1, \quad (2.10)$$

o qual nestas condições também é conhecido como fator de deslocamento ou simplesmente $\cos \phi_1$. Mesmo não tendo sido proposto pela primeira vez por Budeanu [30], o fator de potência tem sido utilizado em conjunto com suas definições e aplicado a tarifação de energia ou mesmo para projeto de instalações e sistemas de potência (por exemplo, projeto de cabos e transformadores).

Além da consideração de sinais senoidais, outra simplificação bastante utilizada para sistemas multi-dimensionais, é a de sistemas equilibrados. Assim, os valores de P , Q_B e S , para sistemas trifásicos por exemplo, podem ser definidos como:

$$P_{1_{3\phi}} = 3V_{1_f} I_1 \cos \phi_1, \quad (2.11)$$

$$Q_{B1_{3\phi}} = 3V_{1_f} I_1 \sin \phi_1, \quad (2.12)$$

$$S_{1_{3\phi}} = 3V_{1_f} I_1, \quad (2.13)$$

onde o índice f representa tensões de fase.

Nos sistemas elétricos atuais, onde distorções de forma de onda e assimetrias estão quase sempre presentes, as simplificações acima discutidas perdem sua validade e as equações originais, as quais contemplam todo o espectro harmônico, deveriam ser utilizadas em conjunto com algum tipo de adaptação para sistemas polifásicos assimétricos, como por exemplo as definições de médias aritméticas ou geométricas propostas pelo *IEEE Standard Dictionary* e discutidas em [51]. Entretanto, tem-se constatado e discutido que tais simplificações ou modificações não produzem resultados confiáveis nos sistemas elétricos atuais e deveriam ser abandonadas [19, 51, 52, 53, 54] e substituídas por novas abordagens [26, 34, 55, 56, 57, 58, 59].

C) Sistemas convencionais de medição de energia

Apesar das críticas e inconsistências, tal proposta segue sendo utilizada. A grande maioria dos medidores de energia instalados em todo o mundo utiliza os conceitos de Budeanu, no entanto, vale ressaltar, que são em vasta escala, equipamentos passivos e analógicos (baseados em princípios eletromagnéticos) que consideram apenas as parcelas fundamentais da tensão e corrente (simplificação discutida).

Uma pequena parcela de medidores modernos ou os denominados Monitores de QEE, com processamento digital de sinais, efetuam o equacionamento completo de Budeanu através da FFT (*Fast Fourier Transform*), mas também não estão isentos de erros de interpretação intrínsecos a esta definição.

No caso dos medidores digitais, dado a falta de normalização específica sobre este assunto, principalmente no que tange aos algoritmos utilizados, destaca-se que não é raro encontrar equipamentos, ditos baseados no princípio de Budeanu, nos quais o método é aplicado de forma totalmente equivocada. Entre os erros mais comuns está o método de obtenção do valor eficaz, utilizando relações válidas apenas para formas senoidais.

Baseado em tais discussões, em 1987 Czarnecki propôs o abandono total do método de Budeanu [19]. As próximas seções deixam claro que esta também é a opinião defendida neste trabalho, principalmente porque métodos mais rigorosos vêm sendo desenvolvidos por vários outros autores ou grupos de pesquisa internacionais.

2.1.2 Definição proposta por Kimbark (1971)

A proposta de Kimbark [50, 60] baseia-se nas definições de Budeanu, mas sugere que o termo *potência reativa* fosse utilizado apenas para os *reativos da fundamental*, separando tal valor das parcelas de potência devido à distorções. Estes seriam os verdadeiros reativos da carga e poderiam ser utilizados para o projeto de compensadores passivos. As expressões a seguir ilustram o que foi dito:

$$S^2 = P^2 + Q_K^2 + D_K^2, \quad (2.14)$$

$$Q_K = V_1 \cdot I_1 \cdot \sin \phi_1 = Q_1, \quad (2.15)$$

$$D_K = \sqrt{S^2 - P^2 - Q_K^2}, \quad (2.16)$$

onde Q_K corresponde à Potência Reativa da fundamental e D_K corresponde à Potência Distorciva.

Tal metodologia é interessante e introduz a separação das potências não-ativas em componente relativa a fundamental (reativos puros) e componente distorcivo. Entretanto, D_K permanece atrelado ao valor de Q_1 , não permitindo a compensação de Potência Reativa sem alterar o valor da Potência Distorciva, além de não trazer explicitamente os sinais distorcivos de tensão e corrente no tempo.

2.1.3 Definição proposta por Shepherd e Zakikhani (1972)

Na teoria proposta por Shepherd *et al.* [61], as tensões e correntes podem possuir componentes comuns e não-comuns entre si, dependendo do tipo de circuito a ser tratado, ou seja, se a fonte de tensão é puramente senoidal ou não e se a carga é linear ou não.

A equação para a Potência Aparente proposta é a seguinte:

$$S^2 = \frac{1}{T_v} \int_0^{T_v} v^2 dt \cdot \frac{1}{T_i} \int_0^{T_i} i^2 dt = \left(\sum_1^n V_n^2 + \sum_1^m V_m^2 \right) \cdot \left(\sum_1^n I_n^2 + \sum_1^p I_p^2 \right) \quad (2.17)$$

onde:

- T_v e T_i são os períodos correspondentes a tensões e correntes respectivamente;
- n, m, p são respectivamente os componentes relacionados com harmônicos comuns e não-comuns de tensão e corrente (m, p são não-comuns devido às não-linearidades no sistema fonte-carga).

São chamados de componentes comuns aqueles que podem ser encontrados tanto na corrente de carga, quanto na fonte de alimentação e componentes não-comuns são aqueles que, devido a não-linearidades no sistema fonte-carga, não se apresentam nos dois lados do sistema.

A Potência Aparente é dividida em três componentes, como segue:

$$S^2 = S_R^2 + S_X^2 + S_D^2 \quad (2.18)$$

Cada parcela sendo calculada por:

$$S_R^2 = \sum_1^n V_n^2 \cdot \sum_1^n I_n^2 \cdot \cos^2 \phi_n \neq P_{Budeanu}^2 \quad (2.19)$$

$$S_X^2 = \sum_1^n V_n^2 \cdot \sum_1^n I_n^2 \cdot \sin^2 \phi_n \quad (2.20)$$

$$S_D^2 = \left(\sum_1^n V_n^2 \cdot \sum_1^p I_p^2 \right) + \sum_1^m V_m^2 \cdot \left(\sum_1^n I_n^2 + \sum_1^p I_p^2 \right) \quad (2.21)$$

onde S_R seria proporcional a parte ativa da potência, S_X à parte reativa compensável com elementos passivos e S_D à parte proporcional aos componentes distorcivos (não-comuns).

Quando identificaram a componente distorciva de harmônicos não-comuns, Shepherd *et al.* imaginaram ter encontrado um método capaz de identificar perfeitamente as componentes causadoras de distorções, os quais não poderiam ser compensados pelos compensadores passivos convencionais. Neste caso, uma das falhas fica por conta de que compensando S_X , por exemplo, as correntes I_n seriam alteradas, modificando assim S_D .

Algumas desvantagens deste método relacionam-se com a necessidade de uma FFT, bem como o fato de não trazer informações sobre os sinais de tensão e corrente que originam cada parcela de potência e ainda o fato de que S_R não é igual a P de Budeanu, pois :

$$P = \frac{1}{T} \int_0^T v \cdot i \, dt = \sum_1^\infty V_h \cdot I_h \cdot \cos \phi_h \neq S_R, \quad (2.22)$$

que é considerado um dos poucos consensos sobre o assunto.

Além disto, outro problema desta definição é que a potência S_X segue o conceito de Budeanu que traz os sinais defasados em 90° em todas as frequências harmônicas. Por fim, destaca-se que a abordagem da proposta de Shepherd ainda se restringe a fenômenos dos sistemas monofásicos.

Vale ressaltar que a teoria proposta por estes autores tinha como principal motivação a compensação das potências que não fossem ativas e mesmo não tendo sido adotada, as discussões sobre harmônicos comuns e não-comuns são bastante interessantes e estimularam novas discussões sobre não-linearidades das cargas. Tal abordagem foi utilizada por Sharon em [62], onde o autor sugere modificações à proposta de Shepherd *et al.* e dedica-se ao detalhamento do projeto de um compensador ótimo de reativos, por meio de elementos passivos.

2.1.4 Definição proposta por Czarnecki (1988)

Apesar do método proposto por Czarnecki [58] utilizar a definição de corrente ativa apresentada por Fryze no domínio do tempo [31], sua abordagem foi desenvolvida no domínio da frequência e se aplica tanto para sistemas monofásicos, quanto para sistemas polifásicos.

A motivação, bem como as principais contribuições de Czarnecki estão centradas na busca por uma metodologia de decomposição dos sinais de corrente e potência que estivesse tão relacionada quanto possível, aos fenômenos físicos do sistema elétrico que as origina. Como apresentado a seguir, sua proposta utiliza os valores das várias condutâncias (G), susceptâncias (B) e admitâncias (Y) dos circuitos elétricos, bem como procura encontrar as parcelas de corrente relacionadas com harmônicos, assimetrias, reativos, etc.

Para facilitar a compreensão de sua proposta, em [50] o autor dividiu sua formulação em três etapas, para mostrar como a metodologia evolui de circuitos lineares monofásicos, para chegar em sistemas trifásicos, assimétricos e não-lineares. Esta também foi a abordagem utilizada para esta revisão.

A) Definições da Álgebra Vetorial

Em sua proposta, Czarnecki utiliza alguns conceitos da álgebra vetorial, os quais estão apresentados a seguir.

A.1) Vetores de Tensão e Corrente

Para representação dos sistemas trifásicos, o autor sugere a utilização de vetores multidimensionais de tensão ($\mathbf{v}$)

$$\mathbf{v} \triangleq \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} \cong \sum_{h=0}^{\infty} \begin{bmatrix} v_{ah} \\ v_{bh} \\ v_{ch} \end{bmatrix} \triangleq \sqrt{2}Re \sum_{h=0}^{\infty} \begin{bmatrix} V_{ah} \\ V_{bh} \\ V_{ch} \end{bmatrix} e^{jh\omega_1 t} \quad (2.23)$$

e corrente ($\mathbf{i}$)

$$\mathbf{i} \triangleq \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \cong \sum_{h=0}^{\infty} \begin{bmatrix} i_{ah} \\ i_{bh} \\ i_{ch} \end{bmatrix} \triangleq \sqrt{2}Re \sum_{h=0}^{\infty} \begin{bmatrix} I_{ah} \\ I_{bh} \\ I_{ch} \end{bmatrix} e^{jh\omega_1 t}, \quad (2.24)$$

onde: v_{abc} e i_{abc} são as tensões e correntes instantâneas, h representa os harmônicos do sistema, V_{abc} e I_{abc} são os valores *rms* complexos da tensão e da corrente e ω_1 é a frequência fundamental. Os valores das tensões utilizadas são referidos a um ponto ou zero artificial [38].

O autor também define o valor “*rms* generalizado” ou “equivalente” dos vetores acima. Para isto é utilizado o conceito de norma média de vetores $\|\cdot\|$:

$$\|\mathbf{v}\| \triangleq \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T (\mathbf{v} \cdot \mathbf{v}) dt} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T (v_a^2 + v_b^2 + v_c^2) dt} \quad (2.25)$$

e

$$\| \mathbf{i} \| \triangleq \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T (\mathbf{i} \cdot \mathbf{i}) dt} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T (i_a^2 + i_b^2 + i_c^2) dt}, \quad (2.26)$$

onde $(\cdot)$ representa o produto escalar de dois vetores, ou seja:

$$\mathbf{v} \cdot \mathbf{v} = \mathbf{v}^t \cdot \mathbf{v}, \quad (2.27)$$

sendo “ $\mathbf{t}$ ” a representação de vetor transposto.

A.2) Ortogonalidade de Vetores

O conceito de ortogonalidade de vetores também é bastante utilizado no trabalho de Czarnecki, assim, dois vetores são ditos ortogonais se e somente se, a média do produto escalar entre os dois vetores for nula em um determinado intervalo de tempo T :

$$\frac{1}{T} \int_0^T \mathbf{i}_1 \cdot \mathbf{i}_2 dt = 0. \quad (2.28)$$

Para as próximas deduções, considera-se que em um circuito genérico, a carga pode ser representada por dois conjuntos de admitâncias:

$$Y_h = G_h + jB_h = Y_{ab} + Y_{bc} + Y_{ca} \quad (2.29)$$

chamada de admitância equivalente e

$$\mathbf{A} = Ae^{j\psi} = -(Y_{bc} + \alpha Y_{ca} + \alpha^* Y_{ab}), \quad \alpha = 1e^{j120^\circ}, \quad (2.30)$$

chamada de admitância de desequilíbrio.

B) Circuito Linear Equilibrado

Assim, aplicando as tensões do vetor ($\mathbf{v}$) em uma carga trifásica linear e equilibrada, tem-se um vetor de corrente como:

$$\mathbf{i} = \sqrt{2} \cdot Re \sum_{h=0}^{\infty} (G_h + jB_h) \cdot \mathbf{V}_h \cdot e^{jh\omega_1 t}. \quad (2.31)$$

Neste circuito, as potências ativa e reativa são dadas por:

$$P_h = Re(V_{ah}I_{ah}^* + V_{bh}I_{bh}^* + V_{ch}I_{ch}^*) \quad (2.32)$$

$$Q_h = Im(V_{ah}I_{ah}^* + V_{bh}I_{bh}^* + V_{ch}I_{ch}^*). \quad (2.33)$$

No intuito de dividir a corrente total ($\mathbf{i}$) em várias parcelas, a primeira componente de corrente identificada por Czarnecki é a “corrente ativa” como definida por Fryze [31], ou seja:

$$\mathbf{i}_a = \frac{P}{\|\mathbf{v}\|^2} \cdot \mathbf{v} \quad (2.34)$$

sendo

$$\frac{P}{\|\mathbf{v}\|^2} = G_e \quad (2.35)$$

que é a condutância equivalente média do circuito, a qual é responsável pelo consumo da potência ativa P .

Esta definição de “corrente ativa” mostra que, assim como vários outros autores, Czarnecki também defende que tal termo deveria ser reservado para a parcela de corrente que multiplicada pela tensão ($\mathbf{v}$), resulta na potência ativa média de um circuito, ou seja, aquela que transfere efetivamente energia da fonte para a carga, que por sua vez, irá convertê-la em algum outro tipo de energia, trabalho ou perdas:

$$\mathbf{i}_a \cdot \mathbf{v} = P = \frac{1}{T} \int_0^T \mathbf{v} \cdot \mathbf{i} \, dt. \quad (2.36)$$

Portanto:

$$\mathbf{i}_a = G_e \cdot \mathbf{v} = \sqrt{2} \cdot \text{Re} \sum_{h=0}^{\infty} (G_e \cdot \mathbf{V}_h \cdot e^{jh\omega_1 t}). \quad (2.37)$$

A diferença entre a corrente total e a ativa, formam um conjunto de componentes expressas por:

$$\mathbf{i} - \mathbf{i}_a = \sqrt{2} \cdot \text{Re} \sum_{h=0}^{\infty} (G_h + jB_h - G_e) \cdot \mathbf{V}_h \cdot e^{jh\omega_1 t} \quad (2.38)$$

que poderia ser decomposto em uma componente “reativa”:

$$\mathbf{i}_r = \sqrt{2} \cdot \text{Re} \sum_{h=0}^{\infty} (jB_h) \cdot \mathbf{V}_h \cdot e^{jh\omega_1 t} \quad (2.39)$$

e uma componente que refere-se à variação da condutância em função da frequência h :

$$\mathbf{i}_s = \sqrt{2} \cdot \text{Re} \sum_{h=0}^{\infty} (G_h - G_e) \cdot \mathbf{V}_h \cdot e^{jh\omega_1 t}. \quad (2.40)$$

A corrente reativa também poderia ser calculada por:

$$\mathbf{i}_r = \sum_{h=0}^{\infty} B_h \frac{d}{d(h\omega_1 t)} \mathbf{v}_h \quad (2.41)$$

onde B_h é:

$$B_h = -\frac{Q_h}{\|\mathbf{v}_h\|}^2. \quad (2.42)$$

Como demonstrado em [19], estas parcelas de corrente são ortogonais entre si, portanto:

$$\|\mathbf{i}\|^2 = \|\mathbf{i}_a\|^2 + \|\mathbf{i}_r\|^2 + \|\mathbf{i}_s\|^2 \quad (2.43)$$

e multiplicando $\|\mathbf{i}\|^2$ por $\|\mathbf{v}\|^2$, resulta:

$$S^2 = P^2 + Q_r^2 + D_s^2. \quad (2.44)$$

C) Circuito Não-Linear

As correntes harmônicas originadas por não linearidades da carga, ou seja, correntes em frequências distintas daquelas presentes na tensão, formam uma nova componente denominada $\mathbf{i}_h$:

$$\mathbf{i}_h = \sqrt{2} \cdot Re \sum_{h=0}^{\infty} I_h \cdot e^{j h \omega_1 t}, \quad (2.45)$$

a qual também é ortogonal às demais componentes de corrente e tem um valor *rms* equivalente dado por:

$$\|i_h\| = \sqrt{\sum_{n \in N_g} \|i_n\|^2}, \quad (2.46)$$

onde N_g representa o conjunto de componentes harmônicas geradas na carga, devido às suas não-linearidades.

Neste caso a corrente total é composta por:

$$\|\mathbf{i}\|^2 = \|\mathbf{i}_a\|^2 + \|\mathbf{i}_r\|^2 + \|\mathbf{i}_s\|^2 + \|\mathbf{i}_h\|^2, \quad (2.47)$$

o que resulta em termos de potência em:

$$S^2 = P^2 + Q_r^2 + D_s^2 + D_h^2. \quad (2.48)$$

D) Circuitos Assimétricos ou Desequilibrados

Para representar as assimetrias dos circuitos, o autor ainda propõe uma outra componente de corrente, denominada de “corrente assimétrica ou de desbalanço” ($\mathbf{i}_u$).

$$\mathbf{i}_u = \mathbf{i} - (\mathbf{i}_a + \mathbf{i}_r + \mathbf{i}_h + \mathbf{i}_s), \quad (2.49)$$

a qual também é mutuamente ortogonal às demais, ou seja:

$$\|\mathbf{i}\|^2 = \|\mathbf{i}_a\|^2 + \|\mathbf{i}_r\|^2 + \|\mathbf{i}_h\|^2 + \|\mathbf{i}_s\|^2 + \|\mathbf{i}_u\|^2 \quad (2.50)$$

A corrente $\mathbf{i}_u$ também poderia ser calculada como:

$$\|\mathbf{i}_{u_h}\| = A_h \cdot \|\mathbf{v}_h\| \quad (2.51)$$

sendo A_h o vetor de admitância assimétrica.

A potência relativa a esta corrente é denominada de “potência de desbalanço” e é dada por:

$$D_u = \|\mathbf{i}_u\| \cdot \|\mathbf{v}\|. \quad (2.52)$$

Portanto, no caso geral, a potência Aparente seria expressa pelas cinco parcelas a seguir:

$$S^2 = P^2 + Q_r^2 + D_s^2 + D_h^2 + D_u^2. \quad (2.53)$$

E) Discussão

A proposta de Czarnecki, apesar de interessante, não tem sido muito utilizada por outros autores, provavelmente pela complexidade do equacionamento no domínio da frequência. No entanto, é interessante notar que tal proposta, além de auxiliar na compreensão dos fenômenos físicos que compõe o sistema elétrico, poderia ser implementada tanto em sistemas de análise e monitoração de energia, quanto em sistemas de condicionamento de energia, desde que utilizando sistemas adequados de processamento digital de sinais [63, 64].

Seja do ponto de vista de análise, quanto de controle, a proposta parece muito interessante se o objetivo for a identificação, tarifação ou compensação das “correntes” de distúrbio, entretanto, ainda deixa algumas dúvidas como por exemplo: como atribuir responsabilidades ou compensar distúrbios na “tensão” de fornecimento, ou ainda, o que mudaria nas decomposições propostas se a tensão fundamental do sistema for assimétrica (este tipo de distúrbio parece não ter sido abordado)? Além disto, destaca-se que por se tratar de uma definição no domínio da frequência, eventuais inter-harmônicos presentes nos sinais de tensão e corrente, podem não ser interpretadas corretamente (vide (2.23) e (2.24)). Para isto, a complexidade matemática e implementacional das análises seriam ainda maiores.

No entanto, é importante destacar que Czarnecki tem sido um dos autores mais ativos nas discussões sobre teorias de potência. Como resumido, sua abordagem objetiva subdividir a corrente de um sistema ou circuito elétrico em várias sub-parcelas, cada qual associada com um tipo diferente de fenômeno físico e conseqüentemente, responsável por uma componente de potência distinta. Czarnecki também tem contribuído para discussões como a necessidade ou não da definição de potência aparente, visto que esta é muito mais uma interpretação matemática do que física; bem como para estudos de compensadores ativos ou passivos; e ainda para desmistificar determinadas teorias [19, 65, 66] ou questionar sobre quais seriam os verdadeiros requisitos para uma “teoria de potências”.

Uma vez que o foco de sua proposta é a associação com os fenômenos físicos, em trabalhos recentes o autor vem denominando tal proposta de Teoria das Componentes Físicas de Corrente, do inglês, *Theory of the Current's Physical Components* (CPC) [66].

Como será visto adiante, a abordagem de Czarnecki no domínio da frequência tem muitas semelhanças com as definições de Depenbrock no domínio do tempo [52, 67].

2.1.5 Definições propostas pelo IEEE (2000)

Desde o princípio da década de 90, o IEEE definiu um “Grupo de Trabalho” (*Working Group*) para Situações Não-Senoidais. Tal grupo é presidido pelo professor A. Emanuel, um dos grandes responsáveis pela publicação em 2000, da recomendação IEEE Std 1459-2000 [34].

Em 1990, um tutorial foi organizado, contendo 12 trabalhos de autores como o próprio Emanuel, Czarnecki, Arseneau, Cox, Filipski, Baghzouz, Gunther, dentre outros, os quais abordavam os problemas das definições e instrumentação usuais, sob formas de onda distorcidas ou assimétricas, bem como novas propostas. De certa forma, os trabalhos deste tutorial formaram a base para os trabalhos seguintes do grupo.

Provavelmente os dois trabalhos mais referenciados do grupo são de 1996. No primeiro deles as principais questões sobre as definições de potência em condições não-ideais foram explicitadas em um questionário distribuído para várias concessionárias de energia e depois discutidas ponto a ponto [32]. No segundo, uma metodologia alternativa foi proposta para adequar as definições de potência para o caso geral com distorções e assimetrias [33].

Assim, em [33] o grupo já sugeria algumas definições bastante interessantes, como por exemplo a utilização de valores de tensão e corrente “equivalentes” para o sistema trifásico, bem como a “Potência Aparente Efetiva”, como uma alternativa ao cálculo da potência aparente de forma “vetorial” ou “aritmética”, como proposta pelo próprio IEEE anteriormente. Neste trabalho o grupo também defendia a separação da contribuição das ondas fundamentais de sequência positiva, das outras parcelas de potência, bem como definia várias parcelas de potência, como por exemplo, as potências não-ativa (tudo que não gera P) e não-fundamental ($h \neq 1$, parcela atribuída aos harmônicos, inter-harmônicos e suas interações).

A) Sistemas Trifásicos desbalanceados e com formas de onda não-senoidais

Partindo diretamente para este caso mais geral de sistema elétrico, a seguir encontram-se as principais recomendações do grupo, as quais podem ser encontradas em [34] e foram recentemente resumidas por Emanuel em [57].

A.1) Valores Equivalentes e Potência Aparente Efetiva

Com base em um modelo de perdas do sistema trifásico e utilizando o conceito de grandezas equivalentes proposto por Buchholz, também utilizado por Goodhue [68] e Depenbrock [59], os autores definiram as equações para o cálculo da tensão e corrente equivalente, respectivamente como:

$$V_e = \sqrt{\frac{1}{18}[3(V_{an}^2 + V_{bn}^2 + V_{cn}^2) + V_{ab}^2 + V_{bc}^2 + V_{ca}^2]}, \quad (2.54)$$

$$I_e = \sqrt{\frac{1}{3}(I_a^2 + I_b^2 + I_c^2 + I_n^2)}, \quad (2.55)$$

as quais devem ser válidas para sistemas a quatro fios. Para sistemas trifásicos a três fios, as mesmas poderiam ser simplificadas por:

$$V_e = \sqrt{\frac{1}{9}(V_{ab}^2 + V_{bc}^2 + V_{ca}^2)} \quad (2.56)$$

e

$$I_e = \sqrt{\frac{1}{3}(I_a^2 + I_b^2 + I_c^2)}, \quad (2.57)$$

destacando que tal simplificação é obtida pelo modelo equivalente trifásico, descrito em [34], e não a partir das duas equações anteriores.

Assim, de forma distinta das definições vetoriais ou aritméticas para o cálculo da potência aparente, os autores definem a “Potência Aparente Efetiva” como sendo o produto:

$$S_e = 3V_e I_e, \quad (2.58)$$

a qual representa a verdadeira ocupação do sistema elétrico no fornecimento de uma determinada potência ativa P, seja o sistema equilibrado ou não e a carga balanceada ou não. Tal equação consideraria inclusive as perdas do sistema quando da presença do fio neutro.

Como já comentado, a Potência Ativa (P) é um dos poucos consensos da área e neste caso também é expressa pela integração da potência instantânea:

$$P = \frac{1}{kT} \int_t^{t+kT} (v_a i_a + v_b i_b + v_c i_c) dt, \quad (2.59)$$

onde “T” é o período de integração, “t” é o instante inicial da integração e “k” é um número inteiro que define o número de ciclos da integração.

Desta forma, os autores também definiram o “Fator de Potência Efetivo” como a razão:

$$FP_e = \frac{P}{S_e}, \quad (2.60)$$

o qual, do ponto de vista de medição e tarifação de energia, pode ser bem mais rigoroso do que se baseado nas definições convencionais. Esta definição de fator de potência está de acordo com a definição apresentada por Lyon em [30].

Baseados nas grandezas equivalentes, ainda seria possível calcular uma parcela de Potência Não-Ativa como:

$$N = \sqrt{S_e^2 - P^2} \quad (2.61)$$

A.2) Situações Não-Senoidais

Estes autores também defendem que mesmo utilizando as definições de grandezas equivalentes ou efetivas, ainda é necessário separar as parcelas de tensão, corrente e potência em sub-parcelas que permitam uma melhor avaliação do sistema e seus distúrbios. Desta forma, sugerem a divisão da tensão e corrente em suas componentes fundamentais e harmônicas, ou seja:

$$V_e^2 = V_{e1}^2 + V_{eH}^2 \quad (2.62)$$

e

$$I_e^2 = I_{e1}^2 + I_{eH}^2, \quad (2.63)$$

onde os índices (1) e (H) representam respectivamente, os componentes fundamentais de 60/50Hz e os harmônicos do sistema.

Tomando as tensões como exemplo, tais componentes por fase podem ser obtidos por:

$$V_{e1} = \sqrt{\frac{1}{18}[3(V_{an1}^2 + V_{bn1}^2 + V_{cn1}^2) + V_{ab1}^2 + V_{bc1}^2 + V_{ca1}^2]} \quad (2.64)$$

e

$$V_{eH} = \sqrt{V_e^2 - V_{e1}^2}. \quad (2.65)$$

Expressões similares também são válidas para as correntes.

Portanto, a potência aparente efetiva poderia ser expressa por:

$$S_e^2 = S_{e1}^2 + S_{eN}^2, \quad (2.66)$$

onde:

$$S_{e1} = 3V_{e1}I_{e1} \quad (2.67)$$

é a Potência Aparente Fundamental Efetiva e

$$S_{eN} = \sqrt{S_e^2 - S_{e1}^2} = \sqrt{D_{eI}^2 + D_{eV}^2 + S_{eH}^2} \quad (2.68)$$

é a Potência Aparente Não-fundamental Efetiva que pode ainda ser decomposta em:

$$D_{eI} = 3V_{e1}I_{eH}, \quad (2.69)$$

a qual representa potência proveniente da distorção de corrente;

$$D_{eV} = 3V_{eH}I_{e1}, \quad (2.70)$$

a qual representa a potência proveniente da distorção da tensão e;

$$S_{eH} = 3V_{eH}I_{eH}, \quad (2.71)$$

a qual representa a potência aparente harmônica.

A.3) Situações Desbalanceadas

Para avaliar os desequilíbrios da carga, os autores sugerem a definição de uma Potência Aparente Fundamental de Desbalanço:

$$S_{U1} = \sqrt{S_{e1}^2 - (S_1^+)^2}, \quad (2.72)$$

onde S_1^+ é a Potência Aparente Fundamental de Seqüência Positiva e pode ser calculada por:

$$S_1^+ = \sqrt{(P_1^+)^2 + (Q_1^+)^2}, \quad (2.73)$$

sendo:

$$P_1^+ = 3V_1^+ I_1^+ \cos \phi_1^+ \quad (2.74)$$

e

$$Q_1^+ = 3V_1^+ I_1^+ \sin \phi_1^+, \quad (2.75)$$

as potências Ativa (W) e Reativa (var) Fundamentais, definidas como no caso dos sistemas trifásicos equilibrados e com formas de onda senoidais.

Por conseqüência, define-se também o Fator de Potência Fundamental resultante da relação:

$$FP_1^+ = \frac{P_1^+}{S_1^+}, \quad (2.76)$$

o qual também poderia ser associado com o fator de deslocamento ($\cos \phi_1$) dos sistemas trifásicos equilibrados e senoidais.

Várias outras parcelas de potência ou relações entre estas, ainda poderiam ser extraídas da abordagem proposta em [34], no entanto, já é possível tecer alguns comentários sobre vantagens, desvantagens e semelhanças desta proposta em relação a outras referências:

B) Vantagens

- O fato de separar as componentes fundamentais e de seqüência positiva, das demais parcelas da tensão, corrente e potência, é um ponto importante no que tange a compreensão dos fenômenos físicos, bem como em relação à medição e tarifação das potências envolvidas no processo de fornecimento de energia;

- Por utilizar as definições de grandezas equivalentes de Buchholz, o método procura tratar de forma adequada sistemas trifásicos com três ou quatro fios (embora trabalhos recentes apontem algumas inconsistências [41]);
- O método permite uma certa flexibilidade em relação a quantas e quais parcelas de potência se deseja calcular, dependendo da necessidade ou objetivo do usuário;
- As novas definições tem uma estreita relação com os conceitos convencionais para o caso senoidal e balanceado;
- A definição de Potência Aparente Efetiva parece mais rigorosa e útil do que as definições convencionais;

C) Desvantagens

- Uma vez que o foco principal dos trabalhos desenvolvidos pelos autores em questão sempre foi a normalização dos protocolos de medição e tarifação de energia em condições não-senoidais e/ou desbalanceadas, todas as definições são baseadas em valores *rms*, quando na verdade poderiam ter sido generalizadas no domínio do tempo e então aplicadas para tarifação;
- Mesmo permitindo a identificação de parcelas de potência que poderiam ser compensadas (eliminadas) através de compensadores ativos (S_{eN}) ou passivos (Q_1^+), por não ser este o objetivo principal do grupo, tais vertentes da proposta ainda não foram suficientemente exploradas;
- Um ponto crítico em quase todas as propostas de teoria de potência, é a identificação do sentido do fluxo de potência harmônico, o que nesta proposta também não foi solucionado;
- Outro ponto que ainda requer aprimoramento em se tratando de uma recomendação IEEE, é o fato de que os algoritmos e protocolos para os cálculos das componentes fundamentais, harmônicas ou de sequência positiva não foram abordados;

D) Discussão

Baseado nos comentários anteriores, pode-se afirmar que a proposta atual do grupo do IEEE é bastante interessante e apresenta inovações importantes em relação às recomendações anteriores do próprio IEEE. Tal proposta também traz várias semelhanças com as propostas de outros autores contemporâneos, principalmente com os trabalhos de Czarnecki e Depenbrock, semelhanças que vem sendo moldadas ao longo das duas últimas décadas através das várias publicações e discussões de artigos destes autores.

Como será discutido adiante, seria extremamente produtivo e viável a unificação das principais propostas no domínio do tempo e da frequência, para formulação de uma teoria de potências unificada e geral.

2.2 Abordagens no domínio do tempo

Nos últimos anos, várias propostas têm sido apresentadas baseadas em abordagens no domínio do tempo. Diferente das propostas no domínio da frequência, a maioria destas tem como motivação principal a compensação de distúrbios. Entretanto, isto tem sido uma grande fonte de confusões e distorções sobre o que deveria contemplar uma “teoria de potências”, sendo algumas propostas extremamente úteis do ponto de vista de compensação, mas impraticáveis em aplicações como análise, medição ou tarifação de energia. Outro problema de interpretação oriundo destas propostas é a utilização do termo “instantâneo” no contexto das teorias de potência: tal termo vem sendo empregado para demonstrar que determinadas parcelas de corrente podem ser calculadas ou mesmo compensadas de forma “instantânea”, no entanto, de forma geral, não deveria ser empregado na definição dos nomes das diferentes componentes de corrente ou potência. A não ser em condições muito especiais, tais componentes podem ser calculadas no domínio do tempo, mas não sem algum tipo de pré-processamento, média temporal ou filtro (não-instantâneo).

2.2.1 Definição proposta por Fryze (1932)

Apesar de não ter sido adotada em escala mundial, a teoria proposta em [31] apresenta vários aspectos interessantes, uma vez que trata de uma decomposição no domínio do tempo, não necessitando da decomposição do sinal em seus harmônicos. Sendo este último fator, especialmente importante por volta de 1930, pela indisponibilidade de instrumentos que fizessem tais análises.

O equacionamento básico desta teoria, parte das variáveis periódicas (T) uni-dimensionais instantâneas v e i , para então decompor a corrente total em duas componentes, i_w que corresponde à parte ativa da corrente e i_b que corresponde a parcela denominada de reativa (corrente não-ativa). São elas:

$$i_w = \left(\frac{P_w}{V^2}\right) v = G_e v, \quad (2.77)$$

a qual corresponde à parcela que efetivamente transfere potência para a carga e possui a mesma forma de onda da tensão (como já definido, P_w é a potência ativa média e V é o valor *rms* da tensão). E

$$i_b = i - i_w, \quad (2.78)$$

a qual representa uma corrente de ocupação adicional do sistema elétrico.

É importante destacar que desde que seja assumida uma dada periodicidade para os sinais de tensão e corrente, as expressões anteriores são válidas para qualquer forma de onda.

A corrente ativa é obtida através da “condutância equivalente” (G_e) do sistema, e representa a corrente de uma carga puramente resistiva, a qual, para uma mesma tensão, absorve a mesma potência ativa (P_w) da carga realmente utilizada. Se a corrente i_b fosse completamente

eliminada ou compensada, o fator de potência (P_w/S) seria unitário.

Uma vez que estas duas componentes de corrente são ortogonais, o produto escalar entre elas é igual a zero e seus valores *rms* podem ser associados como:

$$I^2 = I_w^2 + I_b^2. \quad (2.79)$$

Desta forma, a Potência Aparente (P_s) seria composta por:

$$P_s^2 = P_w^2 + P_b^2, \quad (2.80)$$

sendo (P_w) é a Potência Ativa dada por:

$$P_w = V \cdot I_w = \frac{1}{T} \int_0^T v \cdot i \, dt, \quad (2.81)$$

a qual obviamente está associada à transferência de energia em um determinado período e

$$P_b = V \cdot I_b, \quad (2.82)$$

que é a Potência Reativa de Fryze e também pode ser encontrada na literatura com o nome de Potência Fictícia ou Não-Ativa

A) Vantagens

- Uma grande contribuição da teoria de Fryze foi a introdução do conceito de ortogonalidade não entre as parcelas de potência, mas sim em sua origem, ou seja, às componentes da corrente ativa e residual;
- O fato de calcular a corrente ativa diretamente a partir da condutância equivalente também deve ser ressaltado, uma vez que evitava a necessidade das análises em frequência, como vinha sendo proposto por autores da época;
- Se o objetivo é quantificar o total de energia supérflua (não-ativa) de um sistema elétrico, as componentes i_b e P_b podem ser utilizadas com bastante precisão;
- A proposta permite o projeto de filtros ativos de potência, para eliminação de i_b , mesmo se em seu tempo, tal solução ainda não fosse uma realidade.

B) Desvantagens

- Pelo fato de agrupar todos os “distúrbios” de corrente na parcela i_b ou conseqüentemente na potência P_b , tal teoria não permite o aprofundamento dos estudos sobre cada tipo de fenômeno físico envolvido na transferência de energia, bem como não permite a monitoração para fins de tarifação ou compensação “seletiva” de determinadas parcelas de corrente e potência;

- Não separa nem mesmo as contribuições das fundamentais do sistema, das demais componentes. Portanto, não permite o projeto em separado de compensadores de energia passivos, usualmente econômicos e ainda de utilidade para muitas instalações;
- Foi definido para sistemas monofásicos.

C) Discussão

É importante ressaltar que algumas das definições de Fryze, como por exemplo a definição de corrente e potência ativa, vem sendo utilizadas e aprimoradas por vários outros autores, dos quais pode-se destacar [55, 58, 59, 69, 70, 71, 72].

O resultado destes novos trabalhos foi a expansão da teoria de Fryze para sistemas multidimensionais [55, 73], bem como propostas para o cálculo instantâneo da parcela de corrente ativa (i_w) [35, 52, 70], o que possibilitou o desenvolvimento de filtros ativos de potência, para maximização do fator de potência de uma instalação.

Outros trabalhos permitiram a expansão das parcelas de corrente ativa e não-ativa em sub-parcelas que possibilitam estudos sobre os fenômenos ou distúrbios presentes em um determinado sistemas [59, 71, 74], de forma similar à proposta apresentada no domínio da frequência em [34].

Como será discutido adiante, neste trabalho defende-se a idéia de que a linha de trabalho baseada no aprimoramento da proposta de Fryze, bem como a possibilidade de separar as tensões e correntes em suas várias possíveis sub-parcelas, parece a forma mais adequada de se encontrar uma teoria de potências aplicável seja para os estudos, como também para tarifação e compensação, de sistemas elétricos sob condições não-ideais.

2.2.2 Definição proposta por Akagi, Kanazawa e Nabae (1983)

Os trabalhos apresentados por Akagi *et al.* [42, 75, 76] contém grandes contribuições às áreas de cálculo de potências instantâneas e filtragem ativa, sobretudo sem a necessidade de elementos armazenadores de energia. Os conceitos e definições publicados nestes trabalhos, conquistaram uma verdadeira legião de seguidores e usuários, que sem dúvida alguma impulsionaram grandes desenvolvimentos nas áreas de eletrônica de potência, filtragem ativa, dispositivos FACTS e qualidade de energia.

A teoria original proposta pelos autores ficou conhecida como *Teoria pq* e tem como base a transformação algébrica de coordenadas de um sistema trifásico para um sistema bifásico ($a, b, c \Rightarrow \alpha, \beta$), também conhecida como Transformação de Clarke [77]. A princípio, essa teoria foi desenvolvida para sistemas trifásicos a três fios, mas já trazia desde sua primeira publicação uma menção a sistemas com quatro fios (neutro). Através de contribuições de vários autores ao longo das quase duas décadas de utilização da teoria [43, 44, 47, 78, 79], as publicações mais recentes de Akagi trazem uma teoria estendida, onde a presença de 4 fios no sistema trifásico

foi incorporada ao método de cálculo de suas variáveis, além de outras considerações [45].

Baseados na definição de vetores instantâneos, de acordo com Akagi *et al.*, as tensões e correntes trifásicas dadas nas coordenadas a, b, c , as quais se encontram defasadas de 120° podem ser transpostas para as coordenadas $\alpha, \beta, 0$, onde α, β são ortogonais entre si, pelas seguintes equações algébricas:

$$\begin{bmatrix} v_0 \\ v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} \quad (2.83)$$

e

$$\begin{bmatrix} i_0 \\ i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix}. \quad (2.84)$$

A *Teoria pq* define duas potências “reais” instantâneas ($p_{\alpha\beta}$ e p_0) e uma potência “imaginária” instantânea ($q_{\alpha\beta}$) para o sistema trifásico a quatro fios:

$$\begin{bmatrix} p_0 \\ p_{\alpha\beta} \\ q_{\alpha\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_0 & 0 & 0 \\ 0 & v_\alpha & v_\beta \\ 0 & v_\beta & -v_\alpha \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_0 \\ i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix}. \quad (2.85)$$

Observando-se (2.85), pode-se concluir que a potência instantânea real seria formada pela componente de sequência zero ($p_0 = v_0 \cdot i_0$), que circula por um “circuito monofásico de sequência zero”, o qual é independente, e pela componente $p_{\alpha\beta}$ definida pelo produto das tensões instantâneas em uma fase pelas correntes instantâneas correspondentes às mesmas fases (produto escalar), ou seja:

$$p_{\alpha\beta} = v_\alpha i_\alpha + v_\beta i_\beta \quad (2.86)$$

e desta forma, representaria a potência real ativa instantânea que circularia pelo sistema bifásico formado pelos circuitos α e β . A Figura 2.2 ilustra como seria a divisão dos circuitos nas coordenadas $\alpha, \beta, 0$ [45].

A potência formada pela soma dos produtos de tensões de uma fase, pelas correntes em outra fase (produto vetorial) é definida como uma nova grandeza elétrica, a *potência imaginária instantânea* ($q_{\alpha\beta}$):

$$q_{\alpha\beta} = v_\beta i_\alpha - v_\alpha i_\beta. \quad (2.87)$$

Assim como proposto em [79], a potência imaginária como definida acima tem sinal contrário do proposto originalmente por Akagi *et. al.*. O termo potência imaginária poderia ser associado a vários aspectos:

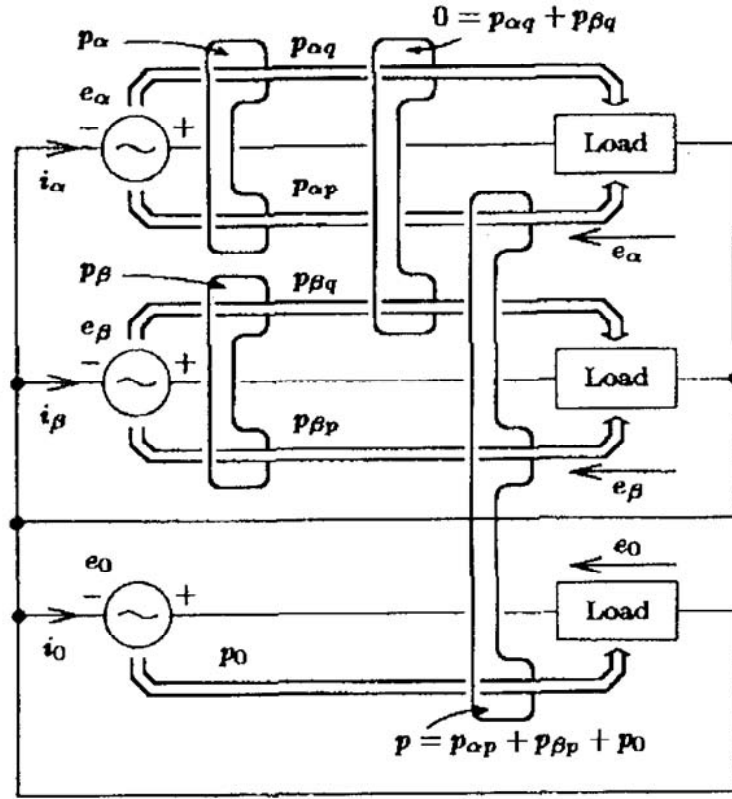


Figura 2.2: Circuitos que contribuem para o fluxo de potência instantânea - Teoria pq .

- o fato de que pela álgebra vetorial adotada e sendo a potência imaginária ortogonal à potência real, a qual é definida sobre eixo real das coordenadas, a potência imaginária resulta no eixo imaginário das coordenadas;
- também pelo fato que, ao contrário das potências instantâneas reais, esta componente não participa da transferência de potências entre fontes geradoras e as cargas, conforme indicado na Figura 2.3;
- por fim, pelo fato de ser apenas uma definição matemática, a qual é utilizada para quantificar as parcelas de potência instantâneas que correspondem a interações de energia, entre as fases do sistema, sejam elas constante ou não.

Em relação às unidades a serem usadas pelas componentes de potência explicitadas, a sugestão proposta em [45] era que as potências instantâneas reais (p_0 e $p_{\alpha\beta}$) teriam dimensões de *Watt* [W] e a potência imaginária teria dimensão de *Watt Imaginário* [WI]. Recentemente, é consenso entre os autores que adotam tal teoria, usar a unidade *Volt-Ampère Imaginário* [vai].

A equação a seguir traz uma analogia ao cálculo convencional de potência instantânea para um sistema trifásico a quatro fios, com a teoria apresentada:

$$p_{3\phi} = v_a \cdot i_a + v_b \cdot i_b + v_c \cdot i_c = v_\alpha \cdot i_\alpha + v_\beta \cdot i_\beta + v_0 \cdot i_0 = p_{\alpha\beta} + p_0. \quad (2.88)$$

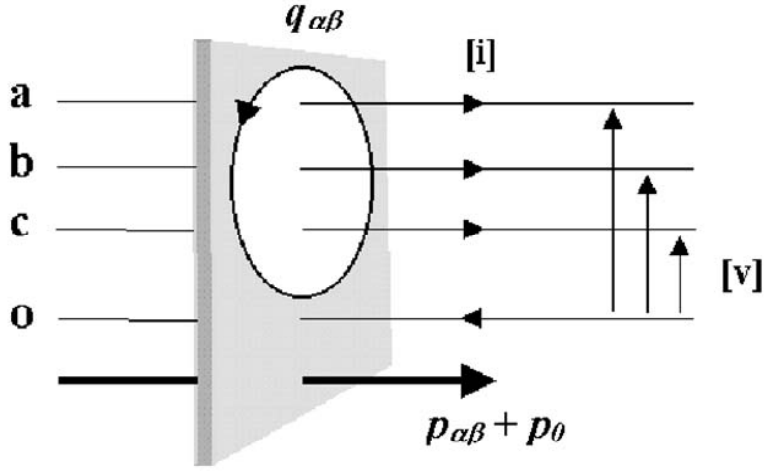


Figura 2.3: Fluxo instantâneo de potência real e imaginária no sistema - *Teoria pq*.

Com isso observa-se que a potência instantânea trifásica é dada pela soma das potências instantâneas reais de Akagi, ressaltando que a presença da componente de sequência zero (p_0) é indesejada no sistema elétrico.

É importante destacar que dependendo do sistema analisado, as tensões e correntes instantâneas podem apresentar distorções de forma de onda, assimetrias ou não-linearidades, fazendo assim com que as componentes de potência reais e imaginária resultem oscilatórias. Portanto, $p_{\alpha\beta}$ e $q_{\alpha\beta}$ poderiam ainda ser subdivididas em parcelas médias e oscilatórias [42], na tentativa de separar tais contribuições.

A) Principal Contribuição

Embora Depenbrock tenha recentemente chamado a atenção da comunidade científica para o fato de que já em 1962, seu trabalho de doutorado teria tratado de assunto similar [80, 81], a principal contribuição da *Teoria pq* e seus autores relaciona-se com o desenvolvimento de uma técnica de compensação ativa de distúrbios sem a necessidade de armazenadores de energia.

Observando a existência desta parcela de potência que é trocada a todo instante entre as fases do sistema e que, se calculada a contribuição desta potência em cada fase, sua soma instantânea resulta nula, foi possível então o desenvolvimento de um conjunto de equações que permite encontrar correntes de referência para o controle dos filtros ativos, os quais utilizavam a energia de uma dada fase para compensar os distúrbios das outras e assim sucessivamente, sem a necessidade de elementos passivos (indutores ou capacitores) para armazenarem energia.

Assim as correntes ortogonais i_α e i_β são decompostas em parcelas “ativas” ($i_{\alpha p}$ e $i_{\beta p}$) e “reativas” ($i_{\alpha q}$ e $i_{\beta q}$) através da matriz inversa de transformação:

$$\begin{bmatrix} i_0 \\ i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \frac{1}{v_0 \cdot (v_\alpha^2 + v_\beta^2)} \begin{bmatrix} (v_\alpha^2 + v_\beta^2) & 0 & 0 \\ 0 & v_0 \cdot v_\alpha & -v_0 \cdot v_\beta \\ 0 & v_0 \cdot v_\beta & v_0 \cdot v_\alpha \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} p_0 \\ p_{\alpha\beta} \\ q_{\alpha\beta} \end{bmatrix}, \quad (2.89)$$

o que pode ser expandido em:

$$i_0 = \frac{1}{v_0} \cdot p_0 = \frac{1}{\sqrt{3}} \cdot (i_a + i_b + i_c) = \frac{1}{\sqrt{3}} \cdot i_{neutro}, \quad (2.90)$$

$$i_{\alpha p} = \frac{v_\alpha}{v_\alpha^2 + v_\beta^2} \cdot p_{\alpha\beta}, \quad (2.91)$$

$$i_{\alpha q} = -\frac{v_\beta}{v_\alpha^2 + v_\beta^2} \cdot q_{\alpha\beta}, \quad (2.92)$$

$$i_{\beta p} = \frac{v_\beta}{v_\alpha^2 + v_\beta^2} \cdot p_{\alpha\beta}, \quad (2.93)$$

$$i_{\beta q} = \frac{v_\alpha}{v_\alpha^2 + v_\beta^2} \cdot q_{\alpha\beta}. \quad (2.94)$$

Assim,

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_{\alpha p} \\ i_{\beta p} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} i_{\alpha q} \\ i_{\beta q} \end{bmatrix}, \quad (2.95)$$

o que deixa claro que a corrente de seqüência zero faz parte de um circuito independente e contribui somente para o fluxo de potência fonte-carga, mesmo que sempre acompanhada de oscilações. No entanto, segundo esta abordagem, as correntes $\alpha\beta$ são constituídas por parcelas ativas e “reativas”, sendo esta última relacionada com a “potência imaginária”.

Usando as expressões das correntes i_α e i_β decompostas para retornar ao cálculo das componentes de potência, tem-se que:

$$p_{\alpha\beta} = p_\alpha + p_\beta = v_\alpha \cdot i_\alpha + v_\beta \cdot i_\beta, \quad (2.96)$$

expandindo os termos tem-se:

$$p_{\alpha\beta} = v_\alpha \cdot i_{\alpha p} + v_\alpha \cdot i_{\alpha q} + v_\beta \cdot i_{\beta p} + v_\beta \cdot i_{\beta q} = p_{\alpha p} + p_{\alpha q} + p_{\beta p} + p_{\beta q}. \quad (2.97)$$

A soma das potências instantâneas $p_{\alpha p}$, $p_{\beta p}$ e p_0 coincide com a potência trifásica de um sistema a quatro fios ($p_{3\phi}$), ou seja :

$$p_{\alpha p} + p_{\beta p} + p_0 = p_{3\phi}, \quad (2.98)$$

por isso receberam a denominação de componentes de potência ativa instantânea.

Por outro lado, a soma das potências instantâneas $p_{\alpha q}$ e $p_{\beta q}$ resulta nula a todo instante como segue:

$$p_{\alpha q} + p_{\beta q} = 0, \quad (2.99)$$

por isso foram denominadas como componentes de potência reativa instantânea, e estão relacionadas ao conceito de potência imaginária, já que estas parcelas de potência circulam entre as fases do sistema elétrico, sem contribuir para o fluxo real.

O fato das potências reativas instantâneas se anularem quando somadas entre si, levou os autores a concluir que se um compensador eletrônico (ativo) criasse a interação entre as fases, estaria eliminando² estas parcelas de potência que são indesejadas ao sistema elétrico, uma vez que só contribuem para o acréscimo de perdas. Considerando as correntes reativas instantâneas como as referências para os compensadores, automaticamente a potência imaginária seria eliminada, reduzindo as perdas do sistema e elevando o fator de potência. Destaca-se que pela transformação inversa de (2.84), pode-se calcular o valor instantâneo das correntes reativas nas coordenadas originais a, b, c .

Seguindo a abordagem proposta [75], as potências $p_{\alpha\beta}$ e $q_{\alpha\beta}$ poderiam ser decompostas ainda como:

$$p_{\alpha\beta} = \bar{p}_{\alpha\beta} + \tilde{p}_{\alpha\beta} \quad q_{\alpha\beta} = \bar{q}_{\alpha\beta} + \tilde{q}_{\alpha\beta}, \quad (2.100)$$

onde o sinal barrado representa as componentes médias (CC) de $p_{\alpha\beta}$ e $q_{\alpha\beta}$, as quais se originariam, respectivamente, da corrente ativa fundamental e da corrente reativa fundamental. O sinal oscilatório representa os componentes CA das potências, os quais seriam originados de componentes harmônicas e componentes assimétricas (seqüência negativa). Assim, utilizando expressões similares as equações de (2.91)-(2.94), seria possível calcular as correntes “instantâneas” relacionadas com cada parcela de potência média ou oscilatória. Tais correntes poderiam ser utilizadas nos algoritmos de controle para que a potência resultante após a conexão de um compensador fosse apenas $\bar{p}$.

Neste ponto, alguns parênteses podem ser abertos:

- se as tensões do sistemas não forem perfeitamente senoidais, as potências médias $\bar{p}$ e $\bar{q}$ não são provenientes apenas das correntes fundamentais ativa e reativa, mas sim de uma composição harmônica que depende da forma de onda da tensão e do tipo de carga envolvida. Neste caso, a compensação de $\tilde{p}_{\alpha\beta}$ e $\tilde{q}$ não significa que a corrente que circula pelo sistema compensado seja senoidal;
- uma vez que as parcelas médias e oscilatórias são separadas por meio de filtros passa-baixas, os quais normalmente possuem uma dinâmica lenta, as correntes derivadas desta decomposição não deveriam ser relacionadas com o termo “instantâneo”, como será discutido novamente mais adiante.

B) Desvantagens

Até este ponto a *Teoria pq* parece bastante eficiente para o projeto de compensadores eletrônicos, no entanto, existem limitações e desvantagens desta proposta quando formalizada como uma “teoria de potência”, a qual deveria ser geral o suficiente para ser aplicada nas mais diversas áreas da engenharia elétrica. Alguns pontos podem ser destacados:

- a necessidade da transformação de coordenadas por si, já é uma desvantagem do ponto de vista da teoria de potência, uma vez que não permite a associação direta dos fenômenos

²Leia-se: confinando para o lado da carga e impedindo assim sua circulação pelo sistema de fornecimento de energia.

físicos, com suas respectivas contribuições nas grandezas elétricas de tensão, corrente e potência em seu sistema de coordenadas original (a, b, c) . Além disto, já foi demonstrado por vários autores que abordagens similares podem ser obtidas sem a necessidade de tais transformações [44, 47, 70, 71, 73, 82];

- do ponto de vista de instrumentação para monitoração de distúrbios na qualidade de energia, esta teoria não permite separar e identificar a origem da deterioração quando vários fatores estão presentes simultaneamente;
- uma vez que a *Teoria pq* é baseada em sistemas trifásicos, sua aplicação em sistemas com maior número de fases requer alterar e ampliar a dimensão das matrizes utilizadas. Entretanto, deve-se destacar que não é possível sua aplicação em sistemas monofásicos;
- a compensação baseada na eliminação das correntes reativas instantâneas não é geral a ponto de minimizar as perdas de energia no sistema, ou seja, esta técnica só funciona perfeitamente se as tensões de alimentação forem simétricas e senoidais;
- no caso das tensões de alimentação não seguirem a condição anterior, é necessária a escolha de uma técnica de controle para o dispositivo de compensação que possibilite atingir os objetivos desejados, sejam eles: eliminar a potência imaginária, eliminar a contribuição de harmônicos, manter a potência ativa constante no ponto de acoplamento comum (PAC), manter as correntes do PAC senoidais e equilibrada, eliminar a corrente de sequência zero, dentre outras [83]. Ressaltando que a escolha de um dos objetivos de controle acima para a filtragem ativa, não significa que os outros estarão sendo satisfeitos, ou seja, o controle do dispositivo pode estar garantindo um objetivo e prejudicando outro [13, 14];
- mesmo que se faça uma escolha correta no momento de projetar o controle de um compensador, fica quase impossível ter visão e controle “seletivo” dos distúrbios envolvidos, já que foram agrupados nas parcelas $\alpha\beta$;
- não prevê a separação das contribuições dos sinais fundamentais daqueles com distorções harmônicas.

Outro ponto importante a ser ressaltado é que, embora uma das vantagens atribuídas a este método seja o fato de que as transformações propostas separam as componentes de sequência zero (assimetrias) das demais, trabalhos mais recentes demonstram que tal separação é válida apenas sob condições específicas e deveria ser reconsiderada [44, 66, 81, 84].

C) Discussão

O trabalho desenvolvido por Akagi *et al.* é sem dúvida muito interessante e foi uma das maiores contribuições dos últimos anos, no campo de compensação de distúrbios, mas não pode ser tratada como uma teoria de potências simples e geral a ponto de ser incorporada por exemplo aos conceitos básicos no ensino de engenharia elétrica ou mesmo para aplicações como monitoração ou tarifação de energia. O espaço dado ao seu estudo neste trabalho, baseia-se no fato de que sua ampla divulgação e utilização em sistemas de condicionamento de energia, pode criar a imagem de que sua generalização para outras áreas da engenharia elétrica se dariam de forma simples e direta, o que não é verdade.

2.2.3 Definição proposta por Depenbrock (1962/1992)

Apesar da proposta de Depenbrock ter sido formulada em 1962 [80], a mesma só passou a ser referenciada e utilizada por outros autores, após a sua publicação no IEEE [59, 73].

Seu trabalho busca considerar algumas premissas básicas ao desenvolvimento adequado de uma teoria de potências [59], sendo as principais:

- D1** o fato de que correntes não-ativas não contribuem para a transferência de energia de um sistema, sendo relacionadas apenas com perdas e problemas de interferência eletromagnética;
- D2** a demanda de informações sobre as funções temporais, para avaliar ou mesmo compensar os efeitos das correntes não-ativas;
- D3** o fato de que normas e recomendações deveriam trazer regras claras sobre como determinar tais funções temporais, sendo que tais regras deveriam ser aplicáveis para sistemas genéricos, sem restrições e da forma mais simples possível;
- D4** novas definições e normas deveriam incluir as recomendações anteriores em forma de casos especiais, sempre que possível;
- D5** “potências” não-ativas são grandezas de importância secundária, uma vez que são derivadas das “correntes” não-ativas e não o contrário;
- D6** a única componente de corrente que possui uma definição livre de contradições, é a corrente ativa, no entanto, a decomposição da corrente não-ativa em sub-componentes pode ser de extrema importância em determinadas aplicações. Assim, as normas deveriam definir os métodos e algoritmos necessários para tais decomposições, permitindo que o número de parcelas a serem calculadas varie de acordo com a aplicação final.

Tal proposta, denominada pelo autor de Método FBD (Fryze-Buchholz-Depenbrock) é uma generalização da teoria no domínio do tempo apresentada por Fryze, incorporando os conceitos de valores “equivalentes ou coletivos” de Buchholz, com as contribuições pessoais do autor.

A) Valores Equivalentes ou Coletivos (Buchholz)

Resgatando o trabalho de Buchholz e baseando-se em princípios das *Leis de Kirchhoff* [38, 59, 81], o autor apresenta as variáveis chamadas “coletivas instantâneas” de corrente e tensão como sendo, respectivamente:

$$i_{\Sigma} = \sqrt{\sum_{\nu=1}^m i_{\nu}^2} = \sqrt{\mathbf{i} \cdot \mathbf{i}} \quad v_{\Sigma 0} = \sqrt{\sum_{\nu=1}^m v_{\nu 0}^2} = \sqrt{\mathbf{v}_0 \cdot \mathbf{v}_0}, \quad (2.101)$$

onde “m” indica o número de condutores (fios) conectados a um determinado terminal (nó) elétrico, independentemente se são condutores de fase ou retorno de um circuito. O símbolo “0” significa que as tensões do circuito devem ser medidas entre cada condutor e um “*ponto de referência virtual*” e não em relação a outro condutor do circuito (retorno ou neutro),

como realizado com frequência. A discussão sobre a definição do referencial de medida para as tensões, é um assunto que recentemente tem atraído a atenção de alguns especialistas no assunto [38, 40, 85] e será detalhado no próximo capítulo.

Assim, os vetores instantâneos da corrente ($\mathbf{i}$) e tensão ($\mathbf{v}_0$) em um determinado ponto (corte) do circuito são dados por:

$$\mathbf{i} = \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ \vdots \\ i_m \end{bmatrix} \quad \mathbf{v}_0 = \begin{bmatrix} v_{a0} \\ v_{b0} \\ \vdots \\ v_{m0} \end{bmatrix} \quad (2.102)$$

e possuem as seguintes propriedades:

$$\sum_{\nu=1}^m i_{\nu} = 0 \quad \sum_{\nu=1}^m v_{\nu 0} = 0. \quad (2.103)$$

Com isto, a potência instantânea ou potência coletiva instantânea seria dada por:

$$p_{\Sigma} = \mathbf{v}_0 \cdot \mathbf{i}. \quad (2.104)$$

Uma vez definidos os valores coletivos instantâneos, os valores “*rms* coletivos” quadráticos podem ser calculados como:

$$I_{\Sigma}^2 = \overline{i_{\Sigma}^2} = \frac{1}{T} \int_0^T i_{\Sigma}^2(t) dt = \overline{(\mathbf{i} \cdot \mathbf{i})} \quad (2.105)$$

$$V_{\Sigma 0}^2 = \overline{v_{\Sigma 0}^2} = \frac{1}{T} \int_0^T v_{\Sigma 0}^2(t) dt = \overline{(\mathbf{v}_0 \cdot \mathbf{v}_0)}, \quad (2.106)$$

onde o símbolo $(\bar{x})$ significa que o valor médio de “ x ” está sendo calculado.

Como definido por Buchholz e recentemente sugerido pelo IEEE [34, 68], as definições anteriores podem ser usadas na definição de uma “Potência Aparente Equivalente ou Coletiva”, a qual segundo vários autores, é a mais rigorosa apresentada até então, pois considera todos os fenômenos envolvidos com as correntes e tensões do sistema elétrico, sejam elas perdas, transferência de energia, oscilações, etc.

$$S_{\Sigma} = V_{\Sigma 0} \cdot I_{\Sigma}. \quad (2.107)$$

Considerando as assimetrias presentes nos sistemas polifásicos atuais e as elevadas correntes que circulam pelos condutores de retorno (quando presentes), esta definição considera inclusive as perdas em tais condutores, o que não acontece com a maioria das outras definições de potência aparente.

A “Potência Ativa (Coletiva)” também pode ser definida através das expressões anteriores como:

$$P_{\Sigma} = \frac{1}{T} \int_0^T p_{\Sigma}(t) dt = \overline{(\mathbf{v}_0 \cdot \mathbf{i})}, \quad (2.108)$$

a qual tem o mesmo significado e resulta idêntica à potência ativa convencional (P). Assim, o fator de potência poderia ser definido por:

$$FP = \frac{P_{\Sigma}}{S_{\Sigma}}. \quad (2.109)$$

B) Decomposição da Corrente em Parcelas Proporcionais e Ortogonais à Tensão

Utilizando as definições anteriores e a proposta de Fryze, o autor propõe o cálculo “instantâneo” das “m” correntes responsáveis pela transferência da potência instantânea (p_{Σ}) entre fontes e cargas, ou seja:

$$i_{\nu p} = G_p \cdot v_{\nu 0} \quad G_p = \frac{p_{\Sigma}}{v_{\Sigma 0}^2}, \quad (2.110)$$

onde G_p representa a condutância equivalente instantânea do circuito em análise. Notar que esta expressão é diferente da corrente ativa proposta por Fryze através de valores *rms*.

As “m” correntes $i_{\nu p}$ são matematicamente proporcionais às respectivas tensões e podem ser calculadas instantaneamente sem nenhum tipo de atraso, para quaisquer formas de onda da tensão, periódicas ou não. O autor denominou tais correntes de “power currents”, ou seja *correntes de potência*, as quais são responsáveis pela circulação da potência instantânea.

O autor também definiu as correntes chamadas “zero power currents” ou *correntes de potência zero*:

$$i_{\nu z} = i - i_{\nu p}, \quad (2.111)$$

as quais também podem ser calculadas instantaneamente e por serem ortogonais a tensão, não contribuem para transferência de energia, ou seja:

$$p_{\Sigma z} = \sum_{\nu=1}^m v_{\nu 0} \cdot i_{\nu z} = 0. \quad (2.112)$$

A grande utilidade da definição de $i_{\nu z}$ é o fato de que tais parcelas de corrente poderiam ser compensadas sem a necessidade de armazenadores de energia [80].

Entretanto, uma vez que $i_{\nu p}$ não coincide com a corrente ativa de Fryze para tensões periódicas, a qual segundo o próprio Depenbrock, é a definição mais aceita para corrente ativa, torna-se então necessária a identificação de algumas outras parcelas de corrente para melhor caracterizar os circuitos analisados. A primeira delas é a *corrente ativa instantânea*:

$$i_{\nu a} = G_a \cdot v_{\nu 0} \quad G_a = \frac{P_{\Sigma}}{V_{\Sigma 0}^2}, \quad (2.113)$$

onde G_a é a condutância equivalente média do circuito e $i_{\nu a}$ coincide com a definição de Fryze. É importante ressaltar, que $i_{\nu a}$ só poderá ser calculada de forma “instantânea”, em condições periódicas e regime permanente (condição muito específica), onde a razão G_a é um número constante, mesmo em condições desequilibradas e não senoidais. Do contrário, o cálculo desta parcela fica limitado ao período de integração escolhido no cálculo de P_Σ e $V_{\Sigma 0}$.

De forma similar a (2.111), o autor define as *correntes não-ativas totais* $i_{\nu n}$:

$$i_{\nu n} = i_\nu - i_{\nu a} = i_{\nu z} + i_{\nu v} \quad (2.114)$$

onde $i_{\nu v}$ seria a componente de corrente responsável pelas “variações” (quando presentes) da condutância equivalente em torno de G_a , ou ainda, variações de p_Σ em torno de P_Σ . Esta parcela ($i_{\nu v}$) poderia ser utilizada para o projeto de armazenadores de energia para compensadores ativos com a finalidade de eliminar $i_{\nu n}$, o que resultaria na maximização do fator de potência do circuito ($FP = 1$) [86, 87].

C) Decomposição da Tensão e da Corrente em Porções

Além das componentes de corrente descritas, Depenbrock destaca a possibilidade de ainda decompor a tensão e a corrente em outras sub-parcelas (porções) [59], tais como: componente fundamental, componente residual (harmônica), componentes de seqüência positiva, componentes média e oscilatória, etc. Na verdade, Depenbrock tem defendido a idéia que o número de parcelas da decomposição de corrente não deve ser fixado por norma, mas sim definido em função da aplicação na qual se deseja aplicar a metodologia proposta (vide premissas básicas, D1-D6). Assim, poder-se-ia calcular por exemplo, a corrente ativa fundamental de seqüência positiva, a qual seria proporcional à tensão fundamental de seqüência positiva.

D) Decomposição da Potência Aparente em Componentes

Ao contrário de muitas outras propostas e em sintonia com as definições de Czarnecki, segundo a abordagem de Depenbrock, não é estritamente necessário a definição de componentes de potência associadas as várias parcelas de corrente e/ou tensão, as quais seriam variáveis de importância secundária. Ou seja, se as potência instantânea p_Σ , a potência ativa P_Σ e a potência aparente S_Σ estão definidas, o uso de tais componentes em conjunto com as decomposições de corrente já possibilitam uma caracterização bastante interessante do sistema.

Entretanto, havendo a necessidade (tarifação) ou desejo (monitoração) em se identificar as componentes de potência não-ativa e sabendo que tal tarefa pode ser realizada no domínio do tempo, mas não instantaneamente, Depenbrock propõe a sub-divisão da “potência aparente” de Buchholz. Por exemplo, considerando o caso onde as tensões são senoidais ($v_{\Sigma 0}^1$) e as correntes são distorcidas (i_Σ^d), poder-se-ia calcular a “potência aparente relativa à distorção de corrente” como:

$$D_\Sigma^2 = V_{\Sigma 0}^1 \cdot I_\Sigma^d \quad (2.115)$$

Uma vez que (v_0^1) e (i^d) são ortogonais entre si ($\overline{v_0^1 \cdot i^d} = 0$), o cálculo instantâneo da potência de distorção D resultaria nulo, o que significa que não há transferência de energia

desta forma, entretanto, havendo circulação da corrente (i^d), existem perdas nos circuitos e no sistema elétrico em geral, as quais só podem ser caracterizadas através da utilização dos valores coletivos *rms* como na expressão 2.115. Notar a semelhança com a expressão 2.69.

E) Vantagens

A proposta de Depenbrock também não tem sido utilizada por muitos outros autores, mas é bastante interessante e apresenta algumas características a serem destacadas:

- permite o cálculo instantâneo da corrente $i_{\nu z}$, a qual representa a parte da corrente não-ativa que poderia ser compensada sem armazenadores de energia;
- sugere o cálculo no domínio do tempo de diversas parcelas de tensão e corrente, como por exemplo, componentes fundamentais e harmônicas, ativas e não-ativas, etc;
- sugere o cálculo de parcelas da potência aparente relacionadas com os sinais de tensão e corrente decompostos;
- permite o projeto de compensadores passivos ou ativos, com ou sem armazenadores de energia;
- por utilizar as definições de Buchholz, possui uma metodologia rigorosa no tratamento de sistemas polifásicos com ou sem assimetrias.

F) Discussão

As definições de $i_{\nu p}$ e $i_{\nu z}$ propostas por Depenbrock, possuem algumas semelhanças com as correntes ativa e reativa de Akagi *et al.*, apesar de realizadas de forma completamente distinta. Propostas similares a esta de Depenbrock, foram apresentadas quase que simultaneamente no contexto internacional por Tenti *et al.* [70] e Willems [44], onde estes autores exploraram a utilização do “Multiplicador de Lagrange” para o cálculo das corrente $i_{\nu p}$. Uma análise detalhada de tal método também pode ser encontrada em [71, 88].

Uma das contribuições mais importantes de Depenbrock tem sido o trabalho de divulgação da potência aparente de Buchholz, bem como sobre a necessidade de definir um “ponto de referência virtual” para as medidas das grandezas elétricas. Depenbrock também tem tentado demonstrar que a definição de uma teoria e a sua implementação em sistemas de medição e controle no domínio do tempo, nada tem a ver com as chamadas Teorias de Potência Instantâneas [81, 89], apresentadas por exemplo, em [45, 49, 78, 90].

2.2.4 Definição proposta por Tenti e Rossetto (1990)

A proposta de Tenti *et al.* [36, 70] representa uma expansão da teoria de Fryze para variáveis instantâneas e, ao mesmo tempo, apresenta uma forte relação com as propostas de Akagi *et al.* [75] e Depenbrock [73], principalmente por ter como motivação principal o desenvolvimento de compensadores de energia.

As definições a seguir foram feitas sob duas hipóteses básicas:

1. Fontes ideais (sem perdas), irrespectivamente ao número de fases, formas de onda e periodicidade;
2. A soma das tensões deve ser zero em qualquer instante, o que pode ser obtido com a escolha adequada do ponto de referência para a medição (como proposto por Depenbrock).

O conceito de *norma instantânea* foi introduzido e é bastante utilizado nas definições das variáveis:

$$\|\mathbf{w}\| = \sqrt{\sum_0^N w_n^2} = \sqrt{\mathbf{w} \cdot \mathbf{w}} \quad (2.116)$$

onde w_n é a n -ésima fase de tensão ou corrente. Esta definição de norma instantânea é distinta da definição de valor *rms* equivalente de Czarnecki (2.25), uma vez que é calculada instantaneamente.

Se w é periódica, o valor médio de sua norma $\|w\|$ é dado por:

$$\|W\| = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T \|w_n\|^2 dt} \quad (2.117)$$

que representa o valor *rms* das variáveis w_n . Para sistemas polifásicos, senoidais e simétricos, o valor da norma instantânea é constante, ou seja, $\|\mathbf{w}\| = \|W\|$.

A corrente ativa instantânea i_p é definida como a mínima corrente necessária para proporcionar a potência média requerida pela carga, e pelo princípio de balanço de potência, pode-se afirmar que:

$$\mathbf{v} \cdot \mathbf{i}_p = \mathbf{v} \cdot \mathbf{i} = p \quad (2.118)$$

onde p é a potência instantânea da carga.

Utilizando o conceito de Multiplicador de Lagrange, os autores definem a corrente ativa instantânea como:

$$\mathbf{i}_p = \left(\frac{\mathbf{v} \cdot \mathbf{i}}{\mathbf{v} \cdot \mathbf{v}} \right) \mathbf{v} = \left(\frac{p}{\|\mathbf{v}\|^2} \right) \mathbf{v}. \quad (2.119)$$

A componente de corrente reativa instantânea foi definida como:

$$\mathbf{i}_q = \mathbf{i} - \mathbf{i}_p = \mathbf{i} - \mathbf{v} \left(\frac{p}{\|\mathbf{v}\|^2} \right) \quad (2.120)$$

e por definição do produto escalar, $\mathbf{v} \cdot \mathbf{i}_q = 0$ para não implicar em transferência de potência. Assim, de acordo com o apresentado em [75], tais parcelas de corrente poderiam ser eliminadas através de filtros ativos sem elementos armazenadores de energia.

Sendo então, i_q e v ortogonais:

$$\|\mathbf{i}\|^2 = \|\mathbf{i}_p\|^2 + \|\mathbf{i}_q\|^2 \quad (2.121)$$

As definições das diferentes componentes de potência instantânea foram:

$$p = \|\mathbf{v}\| \cdot \|\mathbf{i}_p\| \quad (2.122)$$

que é a potência ativa instantânea e

$$q = \|\mathbf{v}\| \cdot \|\mathbf{i}_q\| \quad (2.123)$$

que é a potência reativa instantânea.

Resultando em uma potência aparente instantânea dada por

$$s = \|\mathbf{v}\| \cdot \|\mathbf{i}\| \Rightarrow s^2 = p^2 + q^2. \quad (2.124)$$

Os autores definem ainda uma parcela de corrente útil i_a , como a parcela de corrente ativa simétrica que seria consumida por uma carga resistiva equilibrada, de mesma potência média que uma carga distorciva qualquer, desde que periódica.

$$\mathbf{i}_a = \frac{\mathbf{v}}{R} = \mathbf{v} \cdot \frac{P}{\|\mathbf{V}\|^2}, \quad (2.125)$$

onde:

$$R = \frac{\|\mathbf{V}\|^2}{P}, \quad (2.126)$$

sendo P a potência ativa média e V o valor *rms* da tensão.

É importante destacar a semelhança entre esta parcela de corrente $\mathbf{i}_a$ e a corrente ativa de Fryze e ressaltar que o cálculo desta parcela não é instantâneo como o de i_p , uma vez que necessita do cálculo de P médio e V , como na definição 2.113 (Depenbrock).

Assim, os autores definem a parcela de potência ativa associada à i_a que seria:

$$p_a = \|\mathbf{v}\| \cdot \|\mathbf{i}_a\|, \quad (2.127)$$

e a diferença entre a potência ativa instantânea (p) e seu valor médio ($p_a = P$) resulta:

$$p_f = p - p_a, \quad (2.128)$$

onde p_f representa a flutuação de potência que não afeta a transferência efetiva de energia para as cargas, mas eleva o valor *rms* das correntes e as perdas do sistema, reduzindo assim o Fator de Potência.

A corrente i_f poderia ser usada para compensação com filtragem ativa, e é dada por:

$$\mathbf{i}_f = \mathbf{i}_p - \mathbf{i}_a = \left(\frac{\mathbf{p}}{\|\mathbf{v}\|^2} - \frac{\mathbf{P}}{\|\mathbf{V}\|^2} \right), \quad (2.129)$$

no entanto, destaca-se que por ter natureza proporcional ao vetor de tensões, estas correntes não podem ser compensadas sem a utilização de elementos armazenadores de energia. Notar a semelhança entre i_f e i_{vv} em 2.114.

A) Discussão

Resumindo, esta teoria pode ser bastante útil e correta, desde que as considerações iniciais sejam cumpridas. A compensação das correntes i_q e i_f garantem a minimização das perdas neste tipo de sistema elétrico.

As maiores vantagens deste método são a expansão para sistemas polifásicos e a utilização de valores instantâneos de normas de vetores para definir as componentes de potência ativa, reativa e aparente. Assim, Tenti *et al.* generalizaram as definições de Fryze e associaram suas definições à teoria proposta por Akagi *et al.*, mas sem a necessidade das transformações de coordenadas desta última.

A principal desvantagem é que para os sistemas atuais de alimentação, onde muitas vezes as próprias fontes de tensão não são puramente senoidais e simétricas, este método não pode ser aplicado sem que novas considerações e adequações sejam feitas. Além disto, pelo fato de focarem principalmente as aplicações e de filtragem ativa e condicionamento de energia, também não possibilita identificar os distúrbios de frequência fundamental, de distorções harmônicas ou inter-harmônicas, o que do ponto de vista de monitoração da qualidade de energia ou tarifação pode ser necessário.

Por fim, na abordagem proposta também não foram contempladas as aplicações em sistemas monofásicos, as quais, como será demonstrado no próximo capítulo, representam um caso particular deste método.

2.2.5 Definição proposta por Willems (1992)

Willems propõe uma adequação à teoria apresentada por Akagi *et al.*, mas sem a necessidade de transformações de eixos ou qualquer tipo de restrição quanto aos sinais de tensão e corrente ou número de fases do sistema elétrico [44, 91, 37]. Especial atenção é dada aos sistemas trifásicos com quatro fios.

O equacionamento proposto por Willems e suas contribuições em torno da teoria de potências instantâneas descrita a seguir, são de extrema importância no contexto deste trabalho de doutorado.

Partindo de uma análise vetorial das grandezas elétricas e considerando que a potência instantânea polifásica transmitida para o sistema é expressa pelo produto escalar dos vetores instantâneos de tensão e corrente:

$$\mathbf{v} = \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} \quad \mathbf{i} = \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix}. \quad (2.130)$$

Assim,

$$p_{3\phi} = \mathbf{v} \cdot \mathbf{i}, \quad (2.131)$$

onde $p_{3\phi}$ é uma referência à potência instantânea em um sistema trifásico. Define-se $\mathbf{i}_p$ como sendo a projeção do vetor $\mathbf{i}$ sobre o vetor $\mathbf{v}$. Pelas propriedades da álgebra vetorial, o vetor $\mathbf{i}_p$ é proporcional a $\mathbf{v}$, de forma que:

$$\mathbf{v} \cdot \mathbf{i} = \mathbf{v} \cdot \mathbf{i}_p. \quad (2.132)$$

Com isso, chega-se a uma expressão muito semelhante à definida, independentemente, por *Tenti et al.*, a qual utilizava os conceitos de Multiplicador de Lagrange e norma instantânea:

$$\mathbf{i}_p = \frac{\mathbf{v} \cdot \mathbf{i}}{\|\mathbf{v}\|^2} \cdot \mathbf{v} = \frac{p_{3\phi}}{\|\mathbf{v}\|^2} \cdot \mathbf{v}, \quad (2.133)$$

destacando que não existem restrições quanto aos vetores $\mathbf{v}$ e $\mathbf{i}$. Esta equação também pode ser associada à definição de Fryze, no entanto aqui também são usados somente valores instantâneos.

A corrente calculada pela diferença:

$$\mathbf{i}_q = \mathbf{i} - \mathbf{i}_p \quad (2.134)$$

é ortogonal à $\mathbf{v}$, satisfazendo as seguintes propriedades:

$$\mathbf{v} \cdot \mathbf{i}_q = 0; \quad (2.135)$$

$$\|\mathbf{i}\|^2 = \|\mathbf{i}_p\|^2 + \|\mathbf{i}_q\|^2. \quad (2.136)$$

Willems decompõe as correntes instantâneas em dois vetores ortogonais entre si, um proporcional à tensão e outro ortogonal. O vetor $\mathbf{i}_p$ é definido como *corrente ativa instantânea* e corresponderia ao fluxo de energia entre fontes e cargas, enquanto o vetor $\mathbf{i}_q$ é definido como *corrente não-ativa instantânea* e não contribui para a transferência de potência:

$$\mathbf{i} = \mathbf{i}_p + \mathbf{i}_q. \quad (2.137)$$

Estas duas parcelas de corrente contém a mesma informação das correntes ativa e reativa definidas por *Akagi et al.*, mas neste caso sem a necessidade do cálculo das potências reais e imaginárias e das transformações de eixos.

Em analogia com a *Teoria pq*, a potência real instantânea é definida diretamente por $p_{3\phi}$ e a potência imaginária instantânea é definida como o vetor resultante do produto vetorial:

$$\mathbf{q} = \mathbf{v} \times \mathbf{i} \quad (2.138)$$

e sua magnitude pode ser calculada com a norma instantânea:

$$\|\mathbf{q}\| = \|\mathbf{v} \times \mathbf{i}\| = \|\mathbf{v}\| \cdot \|\mathbf{i}_q\|. \quad (2.139)$$

Com isto pode-se definir a potência aparente instantânea (s) como sendo:

$$s = \|\mathbf{v}\| \cdot \|\mathbf{i}\|, \quad (2.140)$$

onde

$$s^2 = p_{3\phi}^2 + \|\mathbf{q}\|^2. \quad (2.141)$$

Assim como na *Teoria pq*, a potência imaginária representa uma parcela de potência, portanto de corrente ($\mathbf{i}_q$), que circula entre as fases do sistema sem participar da transferência de energia para as cargas. Sendo que do ponto de vista de compensação, a estratégia de compensar $\mathbf{i}_q$, sem elementos armazenadores de energia, para redução nas perdas do sistema também é válida.

A) Vantagens

Dentre as vantagens atribuídas pelo autor a esta proposta, destacam-se:

- não se restringe ao sistema trifásico, e assim poderia ser aplicada a qualquer sistema polifásico, inclusive ao monofásico (não demonstrado nas referências);
- não faz restrições quanto aos sinais de tensão e corrente envolvidos, nem mesmo sobre sua periodicidade;
- é desenvolvida diretamente através das variáveis instantâneas originais, sem necessidade da transformação de eixos;
- é baseada num equacionamento simples e bem definido, através de conceitos clássicos da álgebra vetorial.

Vale ressaltar que uma das discussões de Willems em relação às definições de Akagi *et al.* refere-se à possibilidade de correntes de seqüência zero i_0 influenciarem no valor de $\mathbf{q}$. De acordo com Akagi e seus co-autores, seqüência zero só contribui para o valor da potência real instantânea. Entretanto, Willems cita o exemplo de um sistema com tensões equilibradas ($v_0 = 0$), mas com correntes desequilibradas ($i_0 \neq 0$) e afirma que neste caso a corrente de seqüência zero contribui para o valor de i_q , mesmo para cargas resistivas. Este assunto vem sendo estudado em outros trabalhos e o maior problema parece ser o nome associado às correntes i_q , as quais não podem ser confundidas com a nomenclatura convencional para corrente reativa. Mais adiante este assunto será retomado.

B) Discussão

É importante observar que não havendo restrições na definição de corrente ativa (2.133), no caso de um sistema com tensões assimétricas, a corrente ativa instantânea $\mathbf{i}_p$, projetada sobre a tensão, guarda uma dada proporcionalidade, mas deixa de ter a mesma forma de onda. Tal propriedade foi abordada em [71, 88] e será retomada no próximo capítulo.

Esta última afirmação significa que a compensação de $\mathbf{i}_q$ reduz as perdas do sistema, mas não garante um fluxo de potência constante, nem maximiza o fator de potência. Para isto,

torna-se necessário um equacionamento um pouco mais detalhado, com intuito de encontrar a mínima parcela de corrente necessária para manter o fluxo médio de energia entre as fontes e cargas do sistema [58, 59, 71].

Inspirado em trabalhos como [35, 58], o próprio Willems fez algumas modificações em seu equacionamento inicial [74, 91, 92] para tentar expandir as propostas de seu trabalho inicial e associá-las a componentes fundamentais, harmônicas e de seqüência positiva, negativa e zero (abordagem semelhante à que será discutida para a proposta de teoria unificada). Também vale ressaltar os trabalhos recentes do autor a respeito das definições de potência aparente e da influência do referencial adotado para as medidas de tensões [41, 85].

2.2.6 Definição proposta por Peng e Lai (1996)

Apesar de não trazer grandes inovações em relação às propostas de Tenti *et al.* e Willems, a teoria apresentada por Peng *et al.* [47, 78] é derivada da *Teoria pq* e foi chamada de *Teoria Generalizada de Potência Reativa Instantânea*.

As potências “ativa” e “reativa” instantâneas são definidas como em 2.131, 2.138, onde o enfoque principal foi dado à álgebra vetorial empregada e às operações de produto escalar e vetorial. Assim, as correntes correspondentes são dadas por:

$$\mathbf{i}_p = \begin{bmatrix} i_{ap} \\ i_{bp} \\ i_{cp} \end{bmatrix} = \frac{p \cdot \mathbf{v}}{\mathbf{v} \cdot \mathbf{v}} \quad (2.142)$$

e

$$\mathbf{i}_q = \begin{bmatrix} i_{aq} \\ i_{bq} \\ i_{cq} \end{bmatrix} = \frac{q \times \mathbf{v}}{\mathbf{v} \cdot \mathbf{v}}, \quad (2.143)$$

as quais possuem as seguintes propriedades:

- o vetor espacial da corrente trifásica ($\mathbf{i}$) é sempre igual à soma de $\mathbf{i}_p$ e $\mathbf{i}_q$;
- $\mathbf{v} \cdot \mathbf{i}_q = 0$ e $\mathbf{v} \times \mathbf{i}_p = 0$, o que demonstra a ortogonalidade entre estes vetores;
- e ainda:

$$\mathbf{i}^2 = \mathbf{i}_p^2 + \mathbf{i}_q^2, \quad (2.144)$$

$$s^2 = p^2 + \|\mathbf{q}\|^2, \quad (2.145)$$

$$\|\mathbf{i}\|^2 = \frac{p^2 + \|\mathbf{q}\|^2}{\|\mathbf{v}\|^2}. \quad (2.146)$$

Os autores também definiram o “fator de potência instantâneo” (fp):

$$fp = \frac{p}{s}, \quad (2.147)$$

onde (s) é dada como em 2.140.

Sabendo que $p_{3\phi}$ é a potência trifásica instantânea e que as correntes se dividem em ativa e não-ativa, portanto a potência instantânea também se divide em:

$$p_{3\phi} = p_{ap} + p_{bp} + p_{cp} \quad (2.148)$$

$$p_{aq} + p_{bq} + p_{cq} = 0, \quad (2.149)$$

ou seja, as potências p_{ap} , p_{bp} e p_{cp} contribuem para a potência instantânea trifásica, enquanto a soma instantânea das componentes não-ativas nas três fases se anulam, o que equivale dizer que são parcelas de potência que circulam entre as fases, sem transferir energia da fonte para carga (assim como nas definições de Akagi *et al.* ou Depenbrock). As parcelas de potência p_q são estritamente ligadas à potência reativa instantânea q .

De forma similar à proposta de Akagi *et al.*, as componentes de potência foram ainda decompostas em:

$$p = \bar{p} + \tilde{p} \quad q = \bar{q} + \tilde{q}, \quad (2.150)$$

onde o sinal barrado representa as componentes médias (CC), que se originam da componente fundamental simétrica (seqüência positiva). E o sinal oscilatório representa os componentes CA, originados de componentes harmônicas e componentes fundamentais assimétricos (seqüência negativa), ou seja:

$$\tilde{p} = p_{2\omega} + p_h \quad \tilde{q} = q_{2\omega} + q_h, \quad (2.151)$$

sendo 2ω e h referentes a componentes de seqüência negativa fundamental (desequilíbrio) e harmônicos respectivamente. Para encontrar os valores de cada componente $\bar{p}$, $\bar{q}$, $p_{2\omega}$, $q_{2\omega}$, p_h e q_h , Peng *et al.* sugerem a utilização de filtros passa-baixa e passa-faixa. Os sinais referentes a $\tilde{p}$ e q podem ser utilizados para compensação ativa.

Aqui também vale destacar que o termo instantâneo deveria ser evitado, na associação com as correntes provenientes das parcelas médias ou oscilatórias da potência.

A) Vantagens

A proposta de Peng *et al.* é bastante abrangente e expressa uma poderosa ferramenta para fins de compensação de distúrbios instantâneos. Uma das vantagens deste método é o fato de não necessitar da transformação de coordenadas proposta por Akagi *et al.*, pois utiliza definições de produtos escalares e vetoriais, de forma rigorosa, para formular a base matemática da teoria apresentada.

B) Desvantagens

Um dos problemas na definição de Peng *et al.* é que o produto cruzado dos sinais fundamentais, equilibrados ou não, com qualquer componente harmônica também contribui para o valor oscilatório das potências. Por outro lado, produto de tensões e correntes de mesma

freqüência podem gerar potência média. Separar estas contribuições é uma tarefa factível, mas sem dúvida, muito mais complexa do que a forma apresentada por Peng *et al.* [52, 71, 93].

A maior desvantagem deste método como teoria de potências é que a tentativa de associação com os fenômenos físicos, não se dá diretamente pelas grandezas elétricas relacionadas aos circuitos (tensão e corrente), mas sim pelas componentes de potência ativas e reativas, constantes ou oscilatórias.

Considerando tais inconvenientes, os trabalhos mais recentes de Peng *et al.* [72, 94] tem buscado adequar suas propostas iniciais às discussões apresentadas em [34, 58, 59, 71].

2.3 Conclusões

Não obstante os vários trabalhos e autores que defendem a necessidade de escolher um domínio ou outro (tempo e freqüência) para formular uma teoria de potências geral e eficiente para representar o sistema elétrico em qualquer situação, existe uma reciprocidade muito grande em trabalhos nos dois domínios de análise [34, 58, 59, 70]. A presença de sinais fundamentais, harmônicos e inter-harmônicos, assimetrias, correntes ativa e não-ativas, pode ser considerada em ambos os domínios, mesmo que de forma mais complexa para o domínio da freqüência. Neste caso, os sinais precisam ser decompostos por séries e transformadas matemáticas, mas muitas vezes fazendo com que a compreensão de fenômenos se torne mais direta [57, 95].

Embora sabendo que uma teoria devesse ser genérica em termos de suas possíveis aplicações, já está claro que grande parte das confusões a respeito das teorias de potência está relacionada com o objetivo para qual seus autores as desenvolveram e as disponibilidades tecnológicas para sua implementação. Ou seja, enquanto as definições voltadas à tarifação e instrumentação de energia nem sempre podem ser aplicadas a objetivos como projeto de compensadores ou mesmo identificação de algumas parcelas de corrente de distúrbio; aquelas voltadas para compensação de energia, destacando as ditas *teorias de potências instantâneas* e suas extensões, não são interessantes para aplicações em medição, tarifação e monitoração da qualidade de energia.

Outra provável fonte de equívocos a respeito das teorias de potência é a questão da nomenclatura. Como pode-se observar na revisão das teorias mencionadas, variáveis com significados físicos ou matemáticos distintos possuem denominações similares de acordo com as diferentes propostas. Basta observar as definições das correntes ativa (real, ativa instantânea, ativa média) e reativa (fictícia, não-ativa, imaginária, reativa instantânea, etc.) para se ter um idéia das variações no significado e definição matemática. A nomenclatura utilizada na próxima seção é uma tentativa de uniformização e difere daquelas empregadas em [34, 36, 42, 59, 71].

Discussões recentes também apontam para a definição do referencial de medida das tensões do sistema (virtual, neutro, terra, etc), como um ponto bastante interessante e importante a ser estudado. Tal escolha traz implicações diretas nas definições de potência aparente, na avaliação das perdas no condutor de retorno (quando existente) e na compensação de sistemas trifásicos com quatro fios.

Portanto, sabendo que quanto mais simples e rigoroso for o embasamento teórico de uma teoria de potência, maiores são as probabilidades de sua aceitação e aplicação e, considerando-se que esta deve estar apta a ser utilizada nas situações e aplicações mais genéricas, o próximo capítulo sugere uma abordagem unificada das principais propostas discutidas. Em tal capítulo, também será apresentada uma metodologia de decomposição seletiva dos sinais de tensão e corrente, a qual pode ser aplicada tanto no domínio do tempo, quanto da frequência.

Capítulo 3

Metodologia Seletiva e Contribuições à Unificação das Teorias de Potência

O grande número de teorias e definições envolvendo o cálculo de potência, tem contribuído para aumentar as divergências e confusões a respeito delas. No entanto, o que por um lado parece ser um problema, por outro, possibilita a identificação de vantagens e desvantagens, semelhanças e diferenças e permite contribuir no sentido de solucionar as deficiências existentes e convergir para um método generalizado. Destaca-se que não é intenção deste trabalho propor uma “nova” teoria de potências, mas sim discutir e sugerir quais seriam os caminhos para uma proposta genérica e consistente, reunindo o melhor das propostas discutidas, com as contribuições deste trabalho.

Dentre as propostas estudadas, destacam-se as de Czarnecki, Emanuel (IEEE), Rossetto *et al.*, Willems e em especial, a de Depenbrock, as quais possuem vários pontos em comum e poderiam compor a base para uma “proposta unificada”. O termo *unificada* está sendo empregado aqui por dois motivos principais: primeiro para destacar que uma proposta única poderia reunir as contribuições dos diversos especialistas no assunto e, depois, por acreditar-se que a escolha do domínio não é fundamental no contexto das definições propostas, uma vez que com maior ou menor dificuldade implementacional, ambas realizações são possíveis. Além disto, se as definições forem rigorosas, deveriam ser matematicamente correspondentes nos dois domínios (questão **P1**), mesmo tendo em mente que para tal correspondência ser válida, as análises no domínio da frequência se tornam bastante complexas, e se aplicam a sinais periódicos, excluindo portanto, eventos transitórios.

Assim, retomando as 10 questões levantadas na introdução do capítulo anterior (**P1-10**) e utilizando algumas estratégias para decomposição dos sinais de tensão e corrente, as próximas seções buscam generalizar as propostas mencionadas para então sugerir a base de uma formulação unificada.

3.1 Grandezas, simbologia e sistema de medidas adotadas

Para o equacionamento das próximas seções, sugere-se a adoção da simbologia de Buchholz-Depenbrock para as grandezas por fase (ν), coletivas (Σ) e vetoriais (negrito), onde as funções temporais são representadas por letras minúsculas e os valores médios por letras maiúsculas.

Portanto, os vetores multi-dimensionais instantâneos de tensão e corrente, seus respectivos valores coletivos e coletivos *rms* foram definidos como:

$$\mathbf{i} = \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ \vdots \\ i_m \end{bmatrix} \quad \mathbf{v} = \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ \vdots \\ v_m \end{bmatrix}, \quad (3.1)$$

$$i_\Sigma = \sqrt{\sum_{\nu=1}^m i_\nu^2} = \sqrt{(\mathbf{i} \cdot \mathbf{i})} \quad v_\Sigma = \sqrt{\sum_{\nu=1}^m v_\nu^2} = \sqrt{(\mathbf{v} \cdot \mathbf{v})}, \quad (3.2)$$

$$I_\Sigma^2 = \overline{i_\Sigma^2} = \frac{1}{T} \int_0^T i_\Sigma^2 dt = \overline{(\mathbf{i} \cdot \mathbf{i})} \quad V_\Sigma^2 = \overline{v_\Sigma^2} = \frac{1}{T} \int_0^T v_\Sigma^2 dt = \overline{(\mathbf{v} \cdot \mathbf{v})}, \quad (3.3)$$

onde $i_a \dots i_m$ são as correntes instantâneas nos “ m condutores” de um determinado circuito, e $v_a \dots v_m$ são as tensões instantâneas medidas entre os m condutores e um determinado ponto de referência (como discutido a seguir).

3.1.1 Escolha do referencial de tensão e suas implicações

Até agora tratada como uma questão secundária, a definição do ponto de referência, em relação ao qual as tensões de um sistema multi-dimensional são medidas, começa a ser tema de novas discussões da comunidade científica voltada para as definições de potência, tarifação de energia ou identificação e compensação de distúrbios. Trabalhos recentes apontam algumas inconsistências decorrentes da escolha da referência, bem como possíveis soluções [38, 40, 81, 85, 96].

Restringindo-nos ao sistema trifásico (abc), algumas das principais questões parecem ser:

- 1 O ponto de referência deve ser modificado de acordo com o tipo de conexão do sistema a ser mensurado (conexão Δ , conexão Y flutuante ou conexão Y com condutor de retorno “r”)?
- 2 As metodologias para o cálculo das potências instantâneas, potência aparente, fator de potência, variáveis para compensação e outras variáveis de interesse podem ou serão influenciadas pela escolha do ponto de referência?
- 3 Qual o significado físico das tensões medidas em relação a um ponto de referência externo (virtual)?

A abordagem adotada neste trabalho utiliza o conceito de “ponto de referência virtual”, como proposto inicialmente por Depenbrock [38, 73]. Entretanto, propõe-se sua implementação física como discutido em [85, 96].

Tal ponto de referência (0) é o ponto comum formado pela associação de “m” resistores idênticos, conectados entre cada condutor do circuito que se deseja mensurar e o ponto “0”.

As tensões v_v são as tensões sobre cada um destes resistores (vide Figura 3.1) e embora Depenbrock tenha sugerido a utilização do sub-índice “0” para tais variáveis ($v_{a0} \dots v_{m0}$), neste texto tais tensões serão simplesmente $v_a \dots v_m$, como definido de (3.1)-(3.3).

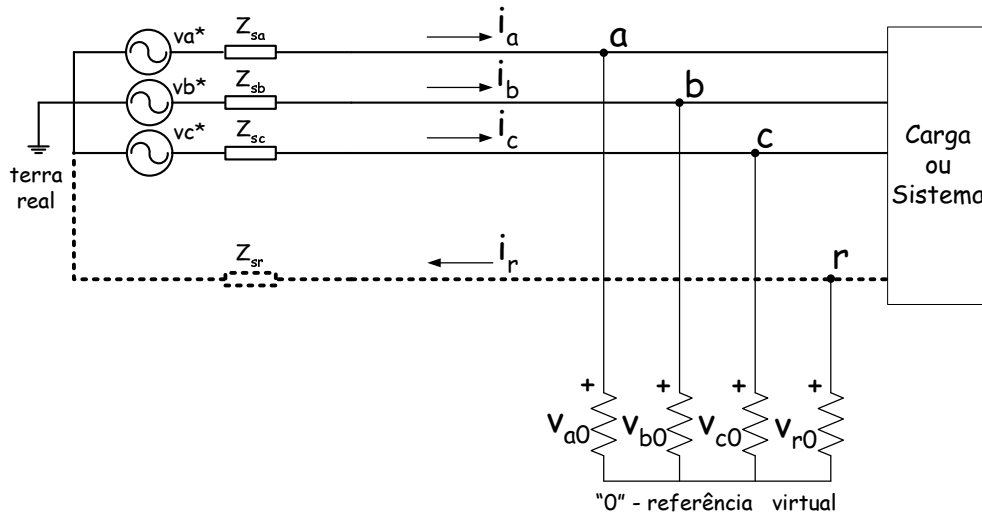


Figura 3.1: Referencial de tensão virtual para sistemas de $m = 4$ condutores.

As tensões medidas desta forma apresentam algumas propriedades importantes, as quais nem sempre são explicitadas, destacando-se:

- Através das *Leis de Kirchhoff*, pode-se concluir que tais grandezas formam um conjunto de “m” tensões cuja soma resulta nula a todo instante (2.103);
- Através deste método de medição, as componentes homopolares serão atenuadas, em função do divisor resistivo formado pelo circuito, para $\frac{1}{m=4}$ de seu valor original [81, 97], ou seja, as tensões v_v não representam todo o conteúdo homopolar nas fases¹;
- Formam um conjunto fechado de tensões que representam a diferença de potencial entre os terminais de uma carga polifásica (tensão sobre os bipólos da carga).

Como será demonstrado, tal definição possibilita o cálculo de componentes de potência instantâneas ou médias, levando em consideração toda a potência transferida pelo sistema em

¹As componentes homopolares estão relacionadas com as componentes de sequência zero de Fortescue, em cada uma das frequências harmônicas presentes nos sinais. A tensão homopolar em um sistema sem condutor de retorno, representa a diferença de tensão entre o ponto central equivalente deste sistema e o potencial do terra real das fontes associadas.

questão, bem como as perdas nos condutores de fase e de retorno. Entretanto, vale destacar que este último caso deve ser interpretado como um caso particular (existência de condutor de retorno).

3.1.2 Caso particular: conexão Y sem e com condutor de retorno “r”.

Apesar da definição de ponto virtual ser válida e permitir o cálculo correto das potências instantâneas ou médias, a definição do ponto de referência no caso de sistemas com condutor de retorno³ deve ser cuidadosa e algumas características devem ser consideradas:

- Sistemas sem condutor de retorno sempre filtram as componentes homopolares da tensão, de forma que a diferença de potencial entre os terminais dos bipolos das cargas nunca apresentam tais componentes (prova disto é que as correntes reais, mensuradas nos “m” condutores (fases) nunca contém componentes homopolares). Desta forma, a potência relacionada com estas componentes é sempre nula e não faz diferença alguma se estas são atenuadas quando adotamos o ponto de referência virtual para as medidas de tensão⁴;
- Nos sistemas com condutor de retorno, os cálculos de potência continuarão válidos, independentemente se o condutor “r” é de retorno ou não. Isto porque é necessária a medição das “m” tensões e correntes do sistema que inclui o condutor de retorno. Assim, considerando por exemplo a existência de tensões homopolares, qualquer que seja a carga, estas provocarão a circulação de uma corrente no condutor de retorno e tanto a potência, como as perdas neste condutor serão calculadas corretamente;
- Com condutor de retorno, as tensões em relação ao ponto virtual não representam perfeitamente as tensões sobre os bipolos da carga. Por exemplo, considerando a presença de componentes homopolares na tensão, a presença do condutor de retorno faz com que tais componentes sejam aplicadas aos terminais das cargas, o que não é representado pelas medidas de $v_{a0} \dots v_{m0}$, pois excluem tais componentes.

A) Discussão

Esta última observação é bastante importante e não vem sendo abordada nas discussões sobre o assunto. Como já mencionado, se o objetivo é o cálculo das potências médias ou instantâneas, a abordagem continua válida e nenhuma modificação é necessária ao método, desde que as “m” tensões e correntes do sistema sejam medidas em relação ao ponto comum virtual.

Entretanto, considerando que um mesmo instrumento possa ser empregado tanto para medição de energia (potência), como para monitoramento de QEE, surge uma inconsistência: se tal instrumento com referência no ponto virtual fosse usado para medir por exemplo a DHT das tensões por condutor ou o espectro destas, todo o conteúdo harmônico relativo a componentes homopolares não seria identificado nas tensões das $m - 1$ fases. Além disto, vale ressaltar que

³Entende-se por condutor de retorno aquele conectado a um ponto comum dos bipolos da carga (sem uma fonte direta de tensão associada ao mesmo) e ao terra real do sistema.

⁴Os sistemas sem condutor de retorno filtram as componentes homopolares.

nos países onde a conexão com condutor de retorno é mais comum, incluindo o Brasil, a grande maioria dos instrumentos e métodos de medição para tarifação de energia, são baseados em técnicas convencionais com no máximo “m-1” medidas de tensão e corrente, as quais utilizam um dos m condutores como referência para as tensões.

Apesar de utilizada com uma certa frequência, a solução para tal problema não é óbvia e, consiste em conectar o ponto de referência “0” ao condutor de retorno (ponto “r”). Neste caso, a tensão v_m ou v_r será nula e as tensões $v_a \dots v_{m-1}$ representarão exatamente a diferença de potencial entre os terminais dos bipolos de carga, com ou sem componentes homopolares.

Nesta configuração, ao mesmo tempo que permitiria a análise do espectro harmônico das tensões nos terminais das cargas, incluindo as componentes homopolares, a medida da potência transferida da fonte para a carga ainda estaria sendo calculada de forma coerente. Isto porque, as componentes homopolares das tensões ou correntes, estariam sendo computadas nas medidas dos $m - 1$ condutores.

Portanto, a escolha do referencial de tensão, bem como da metodologia de medição das grandezas elétricas, deve ser feita de forma criteriosa e suas implicações não podem ser desconsideradas quando de sua aplicação em sistemas mistos de tarifação, condicionamento e monitoramento de QEE.

Considerando interessante a proposta de Depenbrock e seu embasamento através das *Leis de Kirchhoff*, o restante deste texto será baseado na utilização das medidas dos “m” condutores e na definição do ponto de referência virtual para as medidas de tensão. No entanto, sugere-se que no caso de sistemas polifásicos com condutor de retorno, este deve ser adotado como o referencial de medida para que as componentes homopolares possam ser quantificadas diretamente sobre as tensões de fase dos circuitos. Discussões adicionais sobre tal tema podem ser encontradas em [40, 57, 85].

Neste caso, no que diz respeito à quantificação das componentes homopolares de tensão (fundamentais ou harmônicas), vislumbra-se a viabilidade de um indicador de qualidade baseado na tensão do condutor de retorno v_r , como sendo um indicador de componentes homopolares. A mesma abordagem poderia ser adotada na quantificação da potência homopolar transferida na presença do condutor de retorno.

3.2 Decomposição da potência instantânea em função das correntes resistivas e não-resistivas

Vale ressaltar que as definições e discussões a seguir, se aplicam a sistemas multi-dimensionais, ou seja, sistemas polifásicos ($m > 2$). Os sistemas monofásicos constituem um caso particular desta metodologia e serão discutidos em separado mais adiante.

A *potência instantânea* de um circuito qualquer é definida através do *produto escalar* dos vetores de tensão e corrente definidos como em 3.1, ou seja:

$$p(t) = p = \mathbf{v} \cdot \mathbf{i} = v_a i_a + v_b i_b + \cdots + v_m i_m . \quad (3.4)$$

Através de uma decomposição em componentes ortogonais, a qual é baseada no cálculo do **Multiplicador de Lagrange** [98, 99], já foi demonstrado e discutido em outros trabalhos [44, 47, 70, 73, 71], que é possível identificar a mínima parcela de corrente instantânea capaz de fornecer a mesma potência instantânea p , para uma dada tensão (este método será detalhado na próxima seção - decomposição 3). Tal parcela mínima de corrente em cada condutor (ν) será dada por:

$$i_{\nu r} = g_e \cdot v_\nu \quad g_e = \frac{p}{v_\Sigma^2} = \frac{\mathbf{v} \cdot \mathbf{i}}{\mathbf{v} \cdot \mathbf{v}} , \quad (3.5)$$

$$\therefore \quad i_{\nu r} = \frac{v_a i_a + v_b i_b + \cdots + v_m i_m}{v_a^2 + v_b^2 + \cdots + v_m^2} \cdot v_\nu , \quad (3.6)$$

ou na notação vetorial como:

$$\mathbf{i}_r = \frac{p}{v_\Sigma^2} \cdot \mathbf{v} = \begin{bmatrix} i_{ra} \\ i_{rb} \\ \vdots \\ i_{rm} \end{bmatrix} = \frac{v_a i_a + v_b i_b + \cdots + v_m i_m}{v_a v_a + v_b v_b + \cdots + v_m v_m} \cdot \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ \vdots \\ v_m \end{bmatrix} . \quad (3.7)$$

Segundo Depenbrock, tais correntes poderiam ser denominadas de “correntes de potência” e uma vez que o produto escalar entre $\mathbf{i}_r$ e $\mathbf{v}$ resulta no mesmo valor de p e também por g_e representar uma espécie de fator de escala, tais correntes foram chamadas de “correntes escalares” em [71]. Neste texto, sugere-se o termo *correntes resistivas instantâneas*, já que tais correntes são calculadas através da condutância equivalente instantânea (g_e) do circuito e porque, como em uma carga resistiva (linear ou não), elas *sempre tem o mesmo sinal* que as respectivas tensões ($v_\nu \cdot i_{\nu r} \geq 0$), devido à projeção de $\mathbf{i}$ em $\mathbf{v}$ (minimização de Lagrange). Destacando que neste caso, tanto as tensões (referências) como as correntes instantâneas, podem ter qualquer forma de onda e conter assimetrias. Um estudo detalhado de como g_e pode variar instantaneamente em função das tensões ou do comportamento das cargas (correntes) pode ser encontrada em [71] e será brevemente retomado em uma das próximas seções.

O vetor instantâneo calculado pela diferença

$$\mathbf{i}_z = \mathbf{i} - \mathbf{i}_r , \quad (3.8)$$

corresponde à parcela de corrente instantânea que não participa da transferência de energia média⁵ entre fontes e cargas do sistema, uma vez que é ortogonal ao vetor $\mathbf{v}$. Esta parcela tem o mesmo “significado” atribuído à $i_{\alpha q}$ e $i_{\beta q}$ da *Teoria pq*, ou seja, é a parcela de corrente responsável pela troca de energia ao longo dos vários condutores e elementos armazenadores de energia entre si. Como discutido, a eliminação (compensação) desta componente instantânea não requer armazenadores de energia e reduziria o valor das perdas Joule ao longo do sistema. Em [71] a denominação de “correntes ortogonais” foi sugerida para $\mathbf{i}_z$, entretanto, neste texto

⁵Neste texto, quando se fala em transferência de energia, faz-se referência ao fenômeno físico de conversão de energia média ($E = \int P \cdot dt$) e não ao fenômeno de energização ou magnetização de campos eletromagnéticos.

sugere-se o termo *correntes de potência zero* definido por Depenbrock (*zero power* ou *powerless*), como ficará evidente a seguir.

Uma vez decomposta a corrente total instantânea ($\mathbf{i}$) em suas parcelas $\mathbf{i}_r$ e $\mathbf{i}_z$, a potência instantânea pode ser reescrita como:

$$p = \mathbf{v} \cdot \mathbf{i} = \mathbf{v} \cdot \mathbf{i}_r + \mathbf{v} \cdot \mathbf{i}_z \quad (3.9)$$

ou ainda,

$$p = p_r + p_z. \quad (3.10)$$

Expressões similares a esta podem ser encontradas em uma vasta literatura, que vai dos sistemas senoidais monofásicos até sistemas não-senoidais polifásicos [34, 42, 44, 71, 100, 101], o que mostra que já é consenso que a potência instantânea pode ser dividida em duas componentes básicas, onde: p_r tem uma forte relação com a transferência de energia entre a fonte e a carga e p_z representaria a corrente que circula nos circuitos e sistemas elétricos, sem transferir energia. Sob determinadas condições, p_r é *associada* à potência ativa (P) de um circuito e p_z à potência reativa e são encontradas em muitos textos como p_p e p_q .

A partir da expressão anterior, pode-se escrever:

$$p_r = v_a \cdot i_{ra} + v_b \cdot i_{rb} + \cdots + v_m \cdot i_{rm} = p \quad (3.11)$$

e

$$p_z = v_a \cdot i_{za} + v_b \cdot i_{zb} + \cdots + v_m \cdot i_{zm} = 0. \quad (3.12)$$

Na verdade, esta última componente (p_z) está relacionada com as oscilações ou trocas de energia eletromagnéticas no “sistema” fonte-carga e, apesar de não transferirem efetivamente energia da fonte para ser consumida na carga, elevam o valor *rms* coletivo da corrente (i_Σ) que circula por este sistema (geração-transmissão-distribuição) e provoca perdas por efeito Joule.

Em sistemas polifásicos, p pode ser oscilatório em torno de um valor médio (P) ou ter apenas valor médio (P), dependendo dos sinais de tensão e corrente (assimetrias e distorções na tensão, desequilíbrios e/ou não linearidades nas cargas). No caso de p oscilatório, a parte oscilante é devido apenas à p_r . Isto porque, apesar de existir uma potência oscilante $p_{\nu z}$ em cada fase do circuito, sua contribuição para o conjunto polifásico (p_z) resulta nula, como discutido em [42, 44, 71], o que significa que as correntes $i_{\nu z}$ somente expressam a troca de energia entre as fases ao longo do sistema.

Uma observação importante e que deve ser ressaltada é que a presença de componentes homopolares ou assimetrias tanto nas tensões, quanto nas correntes, também pode contribuir para o acréscimo de $p_{\nu z}$ por fase [44, 84], uma vez que são responsáveis por oscilações de energia. Tais oscilações podem ocorrer inclusive em sistemas com cargas polifásicas puramente resistivas e representam um efeito característico de sistemas elétricos desbalanceados [102].

Portanto, ao associarmos $p_{\nu z}$ à potência reativa, devemos abstrair o conceito convencional de que potência reativa é estritamente relacionada com elementos armazenadores de energia (caso monofásico) ou simplesmente evitarmos tal associação de nomenclaturas. O termo não-ativo também será evitado, uma vez que está reservado para outra componente de potência.

3.2.1 Potência ativa, potência aparente e fator de potência

Um outro consenso importante que deveria ser mantido é a definição da *Potência Ativa* (P), como medida da energia média transferida por um sistema ou consumida em um circuito:

$$P = \frac{1}{T} \int_0^T p \, dt = P = \overline{(\mathbf{v} \cdot \mathbf{i})} = \sum_{h=1}^{\infty} (P_h) = \sum_{h=1}^{\infty} V_h I_h \cos \phi_h , \quad (3.13)$$

no entanto, é importante explicitar sua relação com as potências instantâneas p_r e p_z , ou seja:

$$P = \frac{1}{T} \int_0^T p \, dt = \frac{1}{T} \int_0^T p_r \, dt + \frac{1}{T} \int_0^T p_z \, dt . \quad (3.14)$$

Como já discutido, se a parcela p_z relaciona-se apenas com oscilações e trocas de energia do sistema, a mesma não representa transferência real de energia:

$$\frac{1}{T} \int_0^T p_z \, dt = 0 , \quad (3.15)$$

o que significa que quando se calcula a potência ativa P , não se está avaliando a contribuição de p_z , ou ainda, que os efeitos devido à circulação das correntes $\mathbf{i}_z$ estariam sendo desprezados, o que faz necessário definir uma nova variável para incluir as contribuições de p_z .

Neste sentido, a definição de Buchholz para Potência Aparente Equivalente (S_{Σ}) parece ser realmente interessante [34, 59]. Por ser calculada através dos valores *rms* coletivos da tensão e da corrente (3.3), tal definição está apta a quantificar as contribuições de p_r e p_z em sistemas multi-dimensionais, com ou sem a presença de fio de retorno. Desta forma,

$$S_{\Sigma} = V_{\Sigma} . I_{\Sigma} . \quad (3.16)$$

Esta definição de Potência Aparente deve trazer informações úteis ao projeto dos sistemas de geração, transmissão e distribuição de energia, uma vez que representa o quanto de potência (e corrente) total deve circular pelos condutores de um sistema multi-dimensional, fornecendo energia para uma carga com demanda de potência média igual a P (assim fica respondida a questão **P2**).

Havendo a necessidade em se avaliar a “taxa de ocupação” ou o “rendimento elétrico” destes sistemas, a definição a seguir de *Fator de Potência Equivalente* (FP_e) deveria ser utilizada (vide 2.60 e 2.109):

$$FP_e = \frac{P}{S_{\Sigma}} , \quad (3.17)$$

o qual representa a razão entre a potência média demandada (P) e a máxima potência (S_Σ) requerida pelo sistema elétrico para o atendimento dessa mesma carga [30, 31, 57].

Destaca-se que até este ponto, a definição das componentes de potência reativa (ou imaginária) e aparente instantâneas não foi necessária. Uma vez compreendida a existência das parcelas de potência instantânea p_r e p_z e, como estas influenciam nos valores da potência ativa P e da potência aparente (S_Σ), isso foi suficiente para definição do fator de potência equivalente (FP_e), o qual poderia ser utilizado para tarifação. Da mesma forma, o cálculo das parcelas de corrente instantâneas i_r e i_z possibilitam o projeto de compensadores de energia. Notar que P , S_Σ e FP_e são valores médios, definidos no domínio do tempo e, portanto, não podem ser considerados instantaneamente.

No entanto, como ainda não há consenso sobre a necessidade ou utilidade de tais componentes de potência instantânea, o equacionamento a seguir mostra como seria possível calculá-las a partir das correntes i_r e i_z .

3.2.2 Potências coletivas instantâneas: resistiva, não-resistiva e aparente

Calculando os valores coletivos instantâneos das correntes i_r e i_z , tem-se:

$$i_{\Sigma r} = \sqrt{\sum_{\nu=1}^m i_{\nu r}^2} = \sqrt{(i_r \cdot i_r)} \quad i_{\Sigma z} = \sqrt{\sum_{\nu=1}^m i_{\nu z}^2} = \sqrt{(i_z \cdot i_z)} . \quad (3.18)$$

Sabendo que i_r e i_z são mutuamente ortogonais, pode-se escrever a seguinte relação:

$$i_\Sigma^2 = i_{\Sigma r}^2 + i_{\Sigma z}^2 , \quad (3.19)$$

a qual multiplicada pelo valor coletivo instantâneo da tensão ao quadrado, resulta:

$$v_\Sigma^2 \cdot i_\Sigma^2 = v_\Sigma^2 \cdot i_{\Sigma r}^2 + v_\Sigma^2 \cdot i_{\Sigma z}^2 , \quad (3.20)$$

ou seja,

$$s_\Sigma^2 = p_{\Sigma r}^2 + p_{\Sigma z}^2 . \quad (3.21)$$

Com isto, de forma similar à abordagem proposta por Tenti *et al.* e posteriormente incorporada por outros autores [47, 71, 88], a *potência aparente coletiva instantânea* poderia ser definida como:

$$s_\Sigma = v_\Sigma \cdot i_\Sigma = \sqrt{p_{\Sigma r}^2 + p_{\Sigma z}^2} \quad (3.22)$$

e subdividida em *parcela coletiva instantânea* igual a

$$p_{\Sigma r} = v_\Sigma \cdot i_{\Sigma r} \neq P \quad (3.23)$$

e *parcela coletiva instantânea* igual a

$$p_{\Sigma z} = v_{\Sigma} \cdot i_{\Sigma z} \neq 0 . \quad (3.24)$$

Através das equações anteriores, poder-se-ia definir a razão entre a potência resistiva coletiva instantânea e a potência aparente coletiva instantânea como sendo o *fator de potência coletivo instantâneo* (fp_{Σ}). Em [36] os autores definiram $p_{\Sigma r}$ e $p_{\Sigma z}$ respectivamente como potências ativa (p) e reativa (q) instantâneas.

$$fp_{\Sigma} = \frac{p_{\Sigma r}}{s_{\Sigma}} . \quad (3.25)$$

Nesta abordagem, por utilizar valores “coletivos” instantâneos ao invés dos valores de fase instantâneos, é possível avaliar a contribuição das correntes i_z , as quais seriam responsáveis pela magnitude da potência não-resistiva coletiva instantânea. Entretanto, a potência resistiva coletiva instantânea $p_{\Sigma r}$ não coincide com o tradicional conceito de potência ativa média P . Assim, seguindo as sugestões de Czarnecki, Depenbrock, Tenti *et al.*, bem como as discussões de [71], a próxima seção sugere uma nova decomposição para i_r e $p_{\Sigma r}$.

3.3 Decomposição da corrente resistiva instantânea em parcela proporcional e não-proporcional à tensão

O primeiro passo é encontrar a mínima corrente responsável pela transferência da potência ativa P e isto pode ser obtido substituindo nas equações (3.5) e (3.7), a condutância equivalente instantânea g_e , pela média G_a , ou seja:

$$i_{\nu a} = G_a \cdot v_{\nu} \quad G_a = \frac{P}{V_{\Sigma}^2} , \quad (3.26)$$

$$\therefore i_{\nu a} = \frac{\frac{1}{T} \int_0^T v_a i_a + v_b i_b + \dots + v_m i_m dt}{\frac{1}{T} \int_0^T v_a^2 + v_b^2 + \dots + v_m^2 dt} \cdot v_{\nu} , \quad (3.27)$$

ou na notação vetorial:

$$i_a = i_P = \frac{P}{V_{\Sigma}^2} \cdot v , \quad (3.28)$$

onde G_a é a condutância equivalente à uma carga resistiva equilibrada e constante em “T” e, i_a coincide com a definição da corrente ativa de Fryze (i_w), expandida por Depenbrock para o caso polifásico e é proporcional à tensão. Uma vez que i_a depende do valor médio da potência instantânea e do valor coletivo *rms* das tensões, sugere-se desvincular esta componente do termo instantâneo, denominando-a apenas de *corrente ativa* [31, 58]. Vale lembrar que i_a não precisa ser senoidal, apenas periódica. Como consequência, pode conter contribuições tanto da componente fundamental, quanto de eventuais harmônicos presentes na tensão.

O equacionamento anterior sugere que a corrente resistiva instantânea (i_r) é composta por:

$$i_r = i_a + i_v \quad (3.29)$$

onde $\mathbf{i}_v$ representa a corrente responsável pelas variações da potência instantânea p em torno do valor médio P e pode ser calculado pela expressão anterior ou como a seguir:

$$\mathbf{i}_v = \frac{p}{v_\Sigma^2} \cdot \mathbf{v} - \frac{P}{V_\Sigma^2} \cdot \mathbf{v} = \left(\frac{p}{v_\Sigma^2} - \frac{P}{V_\Sigma^2} \right) \cdot \mathbf{v} , \quad (3.30)$$

onde:

$$\frac{p}{v_\Sigma^2} - \frac{P}{V_\Sigma^2} = g_e - G_a = \Delta g . \quad (3.31)$$

Portanto, a corrente $\mathbf{i}_v$ é dada por:

$$\mathbf{i}_v = \Delta g \cdot \mathbf{v} \quad (3.32)$$

e pode ser associada com variações na condutância equivalente instantânea do circuito, em torno de G_a . Esta terminologia foi proposta por [73, 103] e detalhada em [71], em função dos tipos de circuito que podem gerar Δg .

Assim, multiplicando os valores coletivos instantâneos das correntes em 3.29, pelo coletivo instantâneo da tensão, resulta:

$$p_{\Sigma r} = v_\Sigma \cdot i_{\Sigma r} = v_\Sigma \cdot i_{\Sigma a} + v_\Sigma \cdot i_{\Sigma v} = p_{\Sigma a} + p_{\Sigma v} , \quad (3.33)$$

onde ($p_{\Sigma a} = P$) é a potência coletiva ativa ou simplesmente a potência ativa, com valor igual a P , e $p_{\Sigma v}$ é a parcela de potência flutuante (variável) em torno desta média. Vale ressaltar que $p_{\Sigma v}$ relaciona-se com desequilíbrios das cargas e assimetrias nas tensões, mas por ser uma sub-parcela de potência proveniente da corrente resistiva instantânea, mantém sua relação com a tensão. Isto significa que sua corrente correspondente $\mathbf{i}_v$ não pode ser compensada sem a presença de fontes ou armazenadores de energia. O valor de $p_{\Sigma v}$ deveria ser utilizado no dimensionamento de tais elementos.

3.3.1 Decomposição em correntes e potências não-ativas

Como sugerido em [59], as várias parcelas de corrente distintas de $\mathbf{i}_a$ podem ser agrupadas em uma única parcela de *corrente não-ativa* $\mathbf{i}_n$:

$$\mathbf{i}_n = \mathbf{i} - \mathbf{i}_a = \mathbf{i}_z + \mathbf{i}_v , \quad (3.34)$$

a qual relaciona-se com toda energia trocada (oscilações) entre fases do sistema ou entre fonte e carga, sem efetivamente transferência de potência média (P) para as cargas. O termo instantâneo deve ser novamente evitado, uma vez que para o cálculo de $\mathbf{i}_n$ é necessário calcular $\mathbf{i}_a$, o que não pode ser realizado instantaneamente. Se tal parcela de corrente ($\mathbf{i}_n$) for compensada em uma instalação, o fator de potência equivalente será unitário e as perdas serão minimizadas, entretanto, destaca-se que tal compensação só pode ser realizada com a utilização de elementos armazenadores ou fontes auxiliares de energia.

Do ponto de vista de compensação e compreensão das oscilações de energia, a definição de $\mathbf{i}_n$ já seria suficiente, no entanto, se o objetivo for quantificar a potência referente a tal parcela

de corrente e o quanto a mesma representa no sistema elétrico, seria interessante definir uma *potência aparente não-ativa* como:

$$S_{\Sigma n} = V_{\Sigma} \cdot I_{\Sigma n} = \sqrt{S_{\Sigma}^2 - P^2} \equiv N, \quad (3.35)$$

a qual é calculada através de valores *rms* coletivos e pode ser associada à potência não-ativa (N) definida em [34].

Assim como na expressão anterior, várias sub-componentes de potência não-ativas podem ser definidas através das parcelas de corrente não-ativas ($\mathbf{i}_z$, $\mathbf{i}_v$, etc.), de forma a se poder avaliar o quanto cada uma destas correntes representa em termos de potência em uma instalação ou sistema elétrico. Entretanto, destaca-se que, como neste caso a preocupação é a tarifação ou monitoramento em determinados intervalos de tempo, sugere-se o uso das variáveis coletivas *rms*. Portanto, cada nova componente de potência, é uma parcela da potência coletiva aparente, analogamente ao que vem sendo proposto pelo IEEE (questão **P4**).

A) Discussão

Até este ponto, a abordagem apresentada tratou de generalizar, associar e unificar algumas das principais propostas [34, 36, 59] e já é possível discutir e ressaltar alguns pontos:

- A identificação das diversas parcelas de corrente ativa e não-ativas (instantâneas ou não), permite a caracterização de alguns fenômenos presentes no sistema elétrico, bem como o projeto de compensadores para sua eliminação, sejam eles com ou sem armazenadores de energia;
- Cada parcela de corrente, uma vez associada com a tensão medida, pode produzir distintas componentes de potência (instantâneas ou não), mas não o contrário;
- O estudo das potências instantâneas p_r e p_z traz informações bastante úteis na compreensão da transferência de energia entre dois pontos de um sistema, bem como as oscilações de energia nos sistemas polifásicos;
- O cálculo e o estudo das potências coletivas instantâneas $p_{\Sigma r}$, $p_{\Sigma z}$ e s_{Σ} parece ser interessante no que diz respeito à quantificação do efeito de determinadas parcelas de corrente, entretanto, pode ser desnecessário em grande parte das aplicações;
- A utilização de valores coletivos *rms* na definição da potência aparente e do fator de potência parece ser interessante, principalmente para aplicações em monitoração ou tarifação de energia;
- O agrupamento das parcelas de corrente não-ativas em uma única parcela pode permitir o projeto de compensadores ativos de energia, bem como a definição de uma componente de potência associada com a mesma, a qual representa toda energia circulante em um sistema elétrico que não será convertida em potência útil ou em outra forma de energia necessária às cargas (**P4**);

- As transformações de coordenadas ($a, b, c \Rightarrow \alpha, \beta, 0$ ou $a, b, c \Rightarrow d, q, 0$) propostas em outros trabalhos, são completamente desnecessárias no âmbito das definições de potência e deveriam ser evitadas para não dificultar ainda mais a formulação de uma teoria unificada (**P8**);
- O termo “instantâneo” deve ser evitado para não gerar confusões, principalmente porque são poucas as parcelas de corrente e potência realmente utilizáveis de forma instantânea.

As análises anteriores ainda podem ser estendidas em função da metodologia seletiva que será apresentada a seguir, para identificar várias outras parcelas de corrente e tensão responsáveis pela deterioração da qualidade da energia elétrica em um sistema.

Até aqui, as parcelas de tensão e corrente associadas à distorções e assimetrias dos sinais medidos, bem como suas possíveis causas e efeitos, ainda não foram identificados e analisados isoladamente e isto é o que se pretende com o equacionamento proposto a seguir. Tal metodologia poderia ser considerada uma generalização para o domínio do tempo, da proposta de Czarnecki e apesar de discutida por Willems em alguns de seus trabalhos [74, 92], vem sendo expandida e amplamente utilizada no contexto deste trabalho [13, 14, 16, 104, 88, 105, 71]. Destaca-se que tal proposta também pode ser associada com a recomendação do IEEE [34].

3.4 Metodologia seletiva de decomposição dos sinais de tensão e corrente

Já que uma teoria unificada deveria ser aplicável às mais diversas áreas da engenharia elétrica (projetos, compensação, instrumentação, tarifação, etc) e considerando as condições ideais de fornecimento e consumo de energia CA discutidas no primeiro capítulo, este trabalho propõe a utilização de uma metodologia seletiva de identificação das diversas componentes da tensão, corrente e, portanto, da potência em um circuito elétrico. Tal metodologia deve permitir o cálculo das parcelas associadas com as ditas condições ideais, bem como o cálculo das parcelas responsáveis pela deterioração da qualidade da energia, ou seja, aquelas relacionadas com o afastamento dos sinais elétricos destas condições ideais.

Como será discutido, a identificação de forma seletiva de tais parcelas permite o projeto de compensadores seletivos de distúrbios [13, 14, 106], bem como a definição de grandezas e indicadores para sistemas de medição, tarifação ou para fins de normalização [16, 88, 104].

Assumindo um sistema polifásico genérico, onde as tensões de alimentação podem ser não-senoidais e assimétricas e as cargas quaisquer (lineares ou não), a Figura 3.2 ilustra como, através da aplicação sequencial de três decomposições de sinais, é possível identificar o sub-sistema que corresponderia às condições ideais de operação.

A *primeira decomposição* busca extrair dos sinais de tensão e corrente, as ondas senoidais fundamentais, as quais ainda podem conter assimetrias; a *segunda decomposição* busca identificar as componentes senoidais correspondentes à chamada sequência positiva; e a *terceira decomposição* é responsável por identificar a parcela de corrente proporcional à tensão

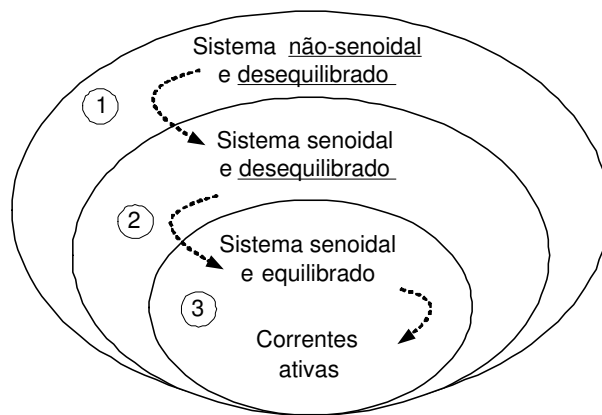


Figura 3.2: Processo de decomposição em subsistemas.

senoidal equilibrada, a qual é equivalente ao consumo de uma carga resistiva equilibrada, com alimentação senoidal.

3.4.1 Decomposição 1 - identificação das ondas fundamentais

Uma das condições ideais na geração, transmissão, distribuição e consumo de energia é que as tensões e correntes sejam senoidais, dada a estrutura eletromagnética baseada nas leis de Faraday, segundo as quais os sistemas elétricos de potência em CA foram propostos. Esta condição é de extrema importância para minimização de perdas, além de garantir o funcionamento adequado de equipamentos sensíveis a distorções na forma de onda dos sinais de tensão e corrente.

Como discutido no capítulo anterior, esta condição vem sendo desrespeitada pelo crescente número de cargas variáveis e não-lineares de pequeno porte (eletrodomésticos, computadores, retificadores, etc.), médio porte (compressores e máquinas de solda industriais, no-breaks, conversores de frequência, etc.) e grande porte (conversores de alta potência, fornos de arco e de indução, etc.). Com isso os sinais de tensão e corrente passaram a apresentar um conteúdo harmônico e inter-harmônico bastante variado, sobretudo a corrente elétrica. Daí a necessidade de separar a contribuição da componente fundamental, das distorções responsáveis pela deterioração da qualidade da energia elétrica [34].

No entanto, ao contrário da análise de *Fourier* que pressupõe periodicidade para todos os componentes de uma série harmônica, esta decomposição considera apenas as ondas fundamentais como periódicas, o que é uma imposição do próprio sistema elétrico que deveria operar com frequência nominal fixa.

Assim, a idéia básica é decompor os vetores multi-dimensionais de tensões e correntes instantâneas ($\mathbf{v}$ e $\mathbf{i}$) em parcelas denominadas *fundamentais* ($\mathbf{v}_1$ e $\mathbf{i}_1$), as quais são senoidais, e parcelas denominadas *residuais* ($\mathbf{v}_{res}$ e $\mathbf{i}_{res}$), as quais representam o conteúdo harmônico, inter-harmônico e sub-harmônico dos sinais, ou seja:

$$\mathbf{v} = \mathbf{v}_1 + \mathbf{v}_{res} = \begin{bmatrix} v_{a1} \\ v_{b1} \\ \vdots \\ v_{m1} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_{ares} \\ v_{bres} \\ \vdots \\ v_{mres} \end{bmatrix} \quad (3.36)$$

$$\mathbf{i} = \mathbf{i}_1 + \mathbf{i}_{res} = \begin{bmatrix} i_{a1} \\ i_{b1} \\ \vdots \\ i_{m1} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} i_{ares} \\ i_{bres} \\ \vdots \\ i_{mres} \end{bmatrix}. \quad (3.37)$$

Tal separação é tipicamente baseada em uma decomposição no domínio da frequência. No entanto, sugere-se inicialmente a sua realização no domínio do tempo. Por outro lado, vale destacar que o termo “instantâneo” deve ser evitado, já que a dinâmica temporal desta decomposição está estritamente relacionada com a técnica de implementação adotada para sua realização, como será discutido no próximo capítulo.

A utilização do termo “residual” (*res*) não é apenas para criar uma “nova” nomenclatura, mas sim para diferenciar do índice *h* utilizado freqüentemente para representar as componentes harmônicas do domínio da frequência. Notar que neste caso não é necessário uma análise em frequência (FFT), basta calcular a componente fundamental e pela diferença com a entrada (vide Figura 3.3), obtém-se o termo residual responsável por harmônicos e “inter-harmônicos” com bastante precisão.

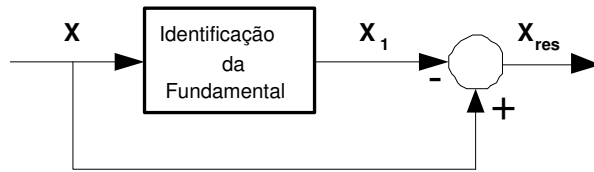


Figura 3.3: Separação em sinais fundamentais e residuais.

De modo dual, também poder-se-ia calcular as componentes fundamentais e residuais de acordo como diagrama da Figura 3.4, como será demonstrado no próximo capítulo.

Desta forma, se o objetivo for quantificar as distorções de forma de onda presentes nos sinais de tensão e corrente, seja para avaliação, compensação ou tarifação, $\mathbf{v}_{res}$ e $\mathbf{i}_{res}$ seriam as variáveis que devem ser monitoradas ou eliminadas. É claro que neste caso não é possível saber quais e quanto de cada harmônico ou inter-harmônico está presente no sinal, visto que para isto seria necessária uma varredura completa no domínio da frequência.

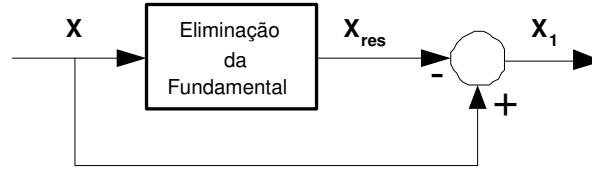


Figura 3.4: Separação em sinais residuais e fundamentais (dual).

Como discutido anteriormente e, dada a opção pelo ponto de referência virtual para a medida das tensões, vale ressaltar que as “componentes homopolares” de frequência não-fundamental devem ser quantificadas através de uma associação entre as tensões medidas nos condutores de fase ($\frac{1}{m}$) e no condutor de retorno ($\frac{m-1}{m}$), quando existente.

Do ponto de vista de compensação, a eliminação destas duas parcelas residuais significa a compensação de toda distorção nas formas de onda dos sinais, o que pode ser atingido fazendo com que a técnica de compensação use tais parcelas como sinais de referência nas malhas de controle.

Do ponto de vista prático, o próximo capítulo discutirá alguns dos possíveis algoritmos digitais para implementação desta decomposição, bem como das que serão discutidas a seguir.

3.4.2 Decomposição 2 - identificação da seqüência positiva

A obtenção dos componentes fundamentais através da *Decomposição 1* não elimina as assimetrias nos sinais de tensão ou corrente, quando existentes. Portanto, os sinais senoidais obtidos após a primeira decomposição podem conter desequilíbrios, sejam por problemas com as tensões de alimentação do sistema ou por desbalanços nas cargas.

Sempre com o intuito de identificar os sinais ideais para a operação do sistema elétrico, a segunda decomposição permite encontrar as tensões e correntes fundamentais balanceadas, ou seja, as *componentes de seqüência positiva dos sinais fundamentais*.

Em [29], foi definido um método para o cálculo destas componentes baseado numa análise fasorial (vetores complexos), onde a seqüência positiva é obtida através da soma média dos valores *rms* dos sinais elétricos, deslocados de um operador defasador unitário que depende do número de fases do sistema elétrico em análise. Para um sistema trifásico, por exemplo, a seqüência positiva da tensão referida à fase “a”, seria calculada por:

$$\dot{V}_a^+ = \frac{1}{3}(\dot{V}_a + \dot{V}_b e^{j\frac{2\pi}{3}} + \dot{V}_c e^{j\frac{4\pi}{3}}). \quad (3.38)$$

Neste trabalho, propõe-se o cálculo de tais componentes no domínio do tempo [77, 107], como será discutido no próximo capítulo.

Assim, assumindo um sistema trifásico qualquer, os vetores tri-dimensionais que representam as componentes temporais de seqüência positiva da tensão e da corrente fundamental, serão:

$$\mathbf{v}_1^+ = \begin{bmatrix} v_{a1}^+ \\ v_{b1}^+ \\ v_{c1}^+ \end{bmatrix} \quad \mathbf{i}_1^+ = \begin{bmatrix} i_{a1}^+ \\ i_{b1}^+ \\ i_{c1}^+ \end{bmatrix}. \quad (3.39)$$

Faz-se questão de destacar o termo “fundamental”, uma vez que todo este processo poderia, se necessário, ser aplicado a cada frequência harmônica, ou seja, poderiam ser calculadas as componentes de seqüência para qualquer frequência harmônica [29].

Neste ponto já se pode, por exemplo, definir um vetor auxiliar de tensões como:

$$\mathbf{v}_d = \mathbf{v} - \mathbf{v}_1^+, \quad (3.40)$$

o qual poderia ser denominado de *tensão de distúrbio*, e representaria todas as distorções e assimetrias presentes no sinal de tensão. A eliminação desta parcela de tensão faria com que a tensão em um determinado PAC respeitasse as condições ditas ideais de fornecimento e poderia ser efetuada, por exemplo, através de filtragem ativa série.

Tomando as componentes fundamentais da tensão e da corrente, poder-se-ia estimar os vetores das componentes de desequilíbrio ou assimetria (u de “*unbalanced*”) como:

$$\mathbf{v}_{u1} = \mathbf{v}_1 - \mathbf{v}_1^+ \quad (3.41)$$

$$\mathbf{i}_{u1} = \mathbf{i}_1 - \mathbf{i}_1^+, \quad (3.42)$$

os quais poderiam ser usados tanto para medir e monitorar o valor das assimetrias, quando para controlá-las isoladamente de outros distúrbios (seletividade). Diversos trabalhos tem ressaltado a importância do efeito destas assimetrias no sistema elétrico, que muitas vezes podem ser mais prejudiciais do que as distorções de forma de onda [108]. Uma vez que considerar o desequilíbrio nas outras frequências harmônicas é tarefa factível, mas muito mais complexa, neste texto optou-se por explicitá-las apenas em função da fundamental 3.41 e 3.42.

O diagrama da Figura 3.5 ilustra o procedimento sugerido.

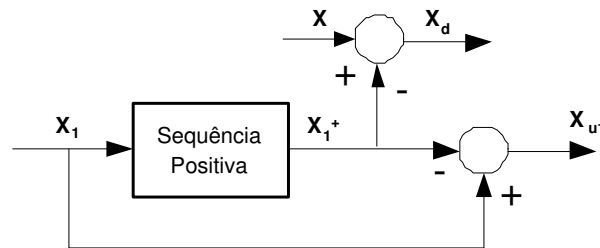


Figura 3.5: Separação dos sinais em componente fundamental de seqüência positiva, desbalanço e distúrbio.

3.4.3 Decomposição 3 - identificação da corrente proporcional à tensão

Como já foi mencionado na seção anterior, a terceira decomposição é baseada no método dos *Multiplicadores de Lagrange*, o qual vem sendo utilizado por outros autores na identificação da corrente proporcional à tensão. Entretanto, muitas vezes sem o devido detalhamento.

Conforme estudado em [71], esta é provavelmente a mais geral das três decomposições e trata-se de um método de minimização baseado em projeções vetoriais ortogonais [98, 109]. A seguir serão resgatadas algumas deduções fundamentais para a sua compreensão.

Considerando dois vetores m -dimensionais co-relacionados, de funções temporais reais $\mathbf{f}_1$ e $\mathbf{f}_2$, deseja-se aproximar $\mathbf{f}_1$ em termos de $\mathbf{f}_2$ no intervalo genérico $t_1 \leq t \leq t_2$. Isto significa que se procura um fator de proporcionalidade λ_{12} tal que:

$$\mathbf{f}_1' = \lambda_{12} \cdot \mathbf{f}_2, \quad (3.43)$$

represente a melhor aproximação entre $\mathbf{f}_1$ e $\mathbf{f}_2$ no intervalo $t_1 \leq t \leq t_2$, ou ainda, a menor projeção de $\mathbf{f}_1$ sobre $\mathbf{f}_2$.

Para encontrar o valor de λ_{12} que melhor aproxime as duas funções, define-se uma equação de erro como sendo:

$$\mathbf{f}_e = \mathbf{f}_1 - \mathbf{f}_1' = \mathbf{f}_1 - \lambda_{12} \cdot \mathbf{f}_2. \quad (3.44)$$

Para minimizar tal diferença é utilizado o critério da minimização do erro quadrático médio, ou seja:

$$\varepsilon = \frac{1}{t_2 - t_1} \cdot \int_{t_1}^{t_2} \mathbf{f}_e^2 dt = \frac{1}{t_2 - t_1} \cdot \int_{t_1}^{t_2} [\mathbf{f}_1 - \lambda_{12} \cdot \mathbf{f}_2]^2 dt. \quad (3.45)$$

O valor de λ_{12} que minimiza esse erro é obtido impondo-se a condição de extremo:

$$\frac{d\varepsilon}{d\lambda_{12}} = 0, \quad (3.46)$$

que resulta na relação:

$$\lambda_{12} = \frac{\frac{1}{t_2 - t_1} \cdot \int_{t_1}^{t_2} \mathbf{f}_1 \cdot \mathbf{f}_2 dt}{\frac{1}{t_2 - t_1} \cdot \int_{t_1}^{t_2} \mathbf{f}_2 \cdot \mathbf{f}_2 dt}. \quad (3.47)$$

Uma vez que $\mathbf{f}_1$ e $\mathbf{f}_2$ são vetores multi-dimensionais, o numerador da expressão anterior é dado pela média do produto escalar destes dois vetores no intervalo $t_1 \leq t \leq t_2$. O denominador por sua vez, é definido como sendo a norma quadrática média de $\mathbf{f}_2$ no intervalo $t_1 \leq t \leq t_2$.

Observa-se que a norma só será nula se $\mathbf{f}_2$ se anular sobre todo o intervalo. O numerador só será nulo se $\mathbf{f}_1$ e $\mathbf{f}_2$ forem ortogonais no intervalo sugerido. Neste caso λ_{12} vale zero e, de acordo com 3.43, conclui-se que a única aproximação possível é:

$$\mathbf{f}'_1 = 0, \quad (3.48)$$

no intervalo $t_1 \leq t \leq t_2$.

A partir de (3.44) constata-se também que $\mathbf{f}_e$, na condição de erro mínimo, corresponde à parcela de $\mathbf{f}_1$ que é ortogonal à $\mathbf{f}_2$.

O fator de proporcionalidade λ_{12} também é conhecido por *Função de Decomposição Ortogonal* [109] ou *Multiplicador de Lagrange* [98], e possui a propriedade de definir números escalares (multiplicadores), os quais associam os vetores entre si identificando as parcelas escalar (proporcional) e ortogonal ao vetor de referência (neste caso $\mathbf{f}_2$).

Notar que o intervalo $t_2 - t_1$ é arbitrário e que as funções $\mathbf{f}_1$ e $\mathbf{f}_2$ não têm restrições quanto à forma de onda ou dimensão “m”.

A) Considerações sobre a definição de Norma Euclidiana no intervalo $t_2 - t_1$

A *Norma Euclidiana Instantânea* (NEI) de um vetor $\mathbf{f}_2$, em um determinado instante $t = t_k$, pode ser definida como:

$$\|\mathbf{f}_2\| = \sqrt{\mathbf{f}_2 \cdot \mathbf{f}_2} = \sqrt{f_{2a}^2 + f_{2b}^2 + \dots + f_{2m}^2}, \quad (3.49)$$

a qual comparada com a norma quadrática média no denominador da expressão 3.47, para um dado intervalo $[t_k, t_k + \Delta t]$ pode ser escrita como

$$\lim_{\Delta t \rightarrow 0} \frac{1}{\Delta t} \int_{t_k}^{t_k + \Delta t} \mathbf{f}_2^2 dt = \|\mathbf{f}_2\|^2, \quad (3.50)$$

resultando na definição de norma instantânea dada por:

$$\|\mathbf{f}_2\| = \lim_{\Delta t \rightarrow 0} \sqrt{\frac{1}{\Delta t} \int_{t_k}^{t_k + \Delta t} \mathbf{f}_2^2 dt}. \quad (3.51)$$

Quanto menor o intervalo de discretização Δt tanto mais a função irá se aproximar do valor instantâneo da função contínua $\mathbf{f}$ para $t = t_k$. Isto sugere que no caso de sinais amostrados com intervalos de tempo pequenos (relativamente à taxa de variação do sinal), podemos substituir o valor da função no intervalo pelo valor amostrado e realizar a decomposição ortogonal usando a *Norma Euclidiana Instantânea*.

Observar que considerando-se um vetor de tensões ou correntes, (3.49) tem exatamente a mesma definição dos valores coletivos de Buchholz utilizados na seção anterior (3.2). A norma instantânea será um valor constante se e somente se o vetor de tensões ou correntes for formado por um grupo de funções periódicas, perfeitamente simétricas entre si. Desta forma, a variação da NEI pode ser usada como uma medida das assimetrias dos sinais instantâneos.

Para sinais periódicos, a *norma por período* ($\Delta t = T$) corresponde ao valor eficaz (*rms*), ou seja, à média quadrática da função no intervalo considerado:

$$\mathbf{F}_2 = \|\mathbf{f}_2\| = \sqrt{\frac{1}{T} \int_{t_k}^{t_k+T} \mathbf{f}_2^2 dt}, \quad (3.52)$$

a qual corresponde a definição de valores *rms* coletivos como em (3.3).

B) Associação com as grandezas elétricas

Substituindo $\mathbf{f}_1$ e $\mathbf{f}_2$ pelos vetores instantâneos de corrente $\mathbf{i}$ e tensão $\mathbf{v}$, respectivamente, pode-se encontrar a menor projeção de $\mathbf{i}$ sobre $\mathbf{v}$, através do método de Lagrange.

Desta forma, (3.47) pode ser reescrita como:

$$\lambda_{iv} = \frac{\frac{1}{t_2-t_1} \cdot \int_{t_1}^{t_2} \mathbf{i} \cdot \mathbf{v} dt}{\frac{1}{t_2-t_1} \cdot \int_{t_1}^{t_2} \mathbf{v} \cdot \mathbf{v} dt} = g_e, \quad (3.53)$$

onde o numerador e o denominador correspondem respectivamente, à potência média e à norma (ou valor coletivo) quadrática média da tensão, no intervalo $t_2 - t_1$. Assim, como antecipado nas seções anteriores, o multiplicador de Lagrange resulta na condutância equivalente do sistema em análise ($\lambda_{iv} = g_e$).

Esta equação é válida para qualquer intervalo $\Delta t = t_2 - t_1$. Portanto, se Δt é o período de amostragem de um sistema discreto (considerando uma taxa de amostragem elevada), (3.53) pode se calculada “instantaneamente”, como no cálculo das *correntes resistivas instantâneas* (3.5)-(3.7), ou seja:

$$g_e = \frac{v_a i_a + v_b i_b + \dots + v_m i_m}{v_a^2 + v_b^2 + \dots + v_m^2} = \frac{p}{\|\mathbf{v}\|^2} = \frac{p}{v_\Sigma^2}. \quad (3.54)$$

Portanto, a mínima parcela de corrente que, associada à tensão, garante a mesma potência instantânea p , pode ser calculada por:

$$\mathbf{i}' = \mathbf{i}_r = g_e \cdot \mathbf{v}. \quad (3.55)$$

C) Considerações sobre o valor de g_e

Mesmo sabendo que as expressões anteriores continuam válidas, é interessante observar que no caso do valor de g_e *ser variável*, para intervalos $t_2 - t_1$ consecutivos, isto significa que as correntes resultantes da minimização não terão a mesma forma de onda das tensões. Tal condição pode ocorrer em vários casos práticos, sendo os principais:

- sistemas com cargas não-lineares;
- cargas desbalanceadas, com tensões de alimentação equilibradas;
- cargas desbalanceadas, com tensões de alimentação desequilibradas.

Nestes casos, a potência instantânea (p) deve variar de forma não-proporcional à norma quadrática das tensões (v_Σ) e conseqüentemente o valor de g_e não é uma constante e, portanto, não representa um conjunto de cargas lineares e equilibradas. Este é um dos principais motivos para identificação da corrente resistiva média como em (3.28) e para isto basta considerar o intervalo $\Delta t = t_2 - t_1 = T$, onde T é o período da fundamental dos sinais, para calcular a condutância equivalente média:

$$G_a = \frac{\frac{1}{T} \cdot \int_{t_k}^{t_k+T} v_a i_a + v_b i_b + \dots + v_m i_m dt}{\frac{1}{T} \cdot \int_{t_k}^{t_k+T} v_a^2 + v_b^2 + \dots + v_m^2 dt} = \frac{P}{\|\mathbf{V}\|^2} = \frac{P}{V_\Sigma^2}, \quad (3.56)$$

a qual representa um conjunto de resistências lineares e equilibradas.

Existem apenas dois casos onde a *condutância equivalente instantânea* (g_e) será sempre *constante*, são eles:

- Circuitos polifásicos resistivos, lineares e equilibrados ($g_a = g_b = \dots = g_m$), onde as tensões de alimentação podem ser quaisquer (inclusive assimétricas e não-senoidais). Este é o caso que justifica o ponto comum virtual discutido anteriormente;
- Circuitos polifásicos reativos, lineares e equilibrados, onde as tensões de alimentação são puramente senoidais e equilibradas. Esse é um caso particular de interesse em sistemas de energia, onde cada ramo do circuito pode ser representado por uma condutância e uma susceptância em série ou paralelo, formando um circuito equilibrado.

Considerando os sistemas elétricos atuais, tanto um caso como outro são bastante específicos e difíceis de ocorrer. Entretanto, o segundo caso representa o subsistema formado após as Decomposições 1 e 2, ou seja, um subsistema de tensões (v_1^+) e correntes (i_1^+) senoidais e equilibradas, mas podendo estar defasadas entre si, devido ao comportamento não-resistivo puro das cargas.

D) Condições ideais

Resgatando a discussão sobre as condições ideais de operação e, considerando-se que para a máxima transferência de energia em um sistema elétrico, seria interessante que as tensões e correntes fundamentais de sequência positiva estivessem em fase (como em uma carga resistiva equilibrada), a terceira decomposição é então aplicada tomando como referência o vetor de tensão v_1^+ . Tal vetor representa as condições ideais de alimentação das cargas CA.

Considerando que o produto escalar a seguir, define a potência polifásica instantânea devida aos componentes de sequência positiva fundamental:

$$p_1^+ = \mathbf{v}_1^+ \cdot \mathbf{i}_1^+, \quad (3.57)$$

a projeção do vetor i_1^+ sobre o vetor v_1^+ é calculada pelo método do Multiplicador de Lagrange de forma que o vetor instantâneo resultante:

$$\mathbf{i}_{1a}^+ = \frac{p_1^+}{\|\mathbf{v}_1^+\|^2} \cdot \mathbf{v}_1^+ = \frac{p_1^+}{(v_{1\Sigma}^+)^2} \cdot \mathbf{v}_1^+ \quad (3.58)$$

seja denominado de *corrente ativa fundamental de seqüência positiva* e representa a corrente ideal de um sistema elétrico, sendo que:

$$v_1^+ \cdot i_1^+ = v_{1a}^+ \cdot i_{1a}^+. \quad (3.59)$$

Em um sistema m-dimensional, (3.58) poderia ser reescrita como:

$$\mathbf{i}_{1a}^+ = \frac{v_{a1}^+ i_{a1}^+ + v_{b1}^+ i_{b1}^+ + \cdots + v_{m1}^+ i_{m1}^+}{v_{a1}^+ v_{a1}^+ + v_{b1}^+ v_{b1}^+ + \cdots + v_{m1}^+ v_{m1}^+} \cdot \mathbf{v}_1^+, \quad (3.60)$$

ou ainda:

$$\begin{bmatrix} i_{1a_a}^+ \\ i_{1a_b}^+ \\ \vdots \\ i_{1a_m}^+ \end{bmatrix} = \frac{v_{a1}^+ i_{a1}^+ + v_{b1}^+ i_{b1}^+ + \cdots + v_{m1}^+ i_{m1}^+}{v_{a1}^+ v_{a1}^+ + v_{b1}^+ v_{b1}^+ + \cdots + v_{m1}^+ v_{m1}^+} \cdot \begin{bmatrix} v_{1a}^+ \\ v_{1b}^+ \\ \vdots \\ v_{1m}^+ \end{bmatrix}. \quad (3.61)$$

Notar que usando a simbologia proposta, o índice “a” aparece duas vezes na parcela de corrente ativa (“a”) fundamental de seqüência positiva, da respectiva fase “a”.

Seguindo o raciocínio da metodologia seletiva de decomposição e identificação de parcelas de tensão e corrente, outras parcelas de corrente podem ser definidas após a terceira decomposição, tais como o vetor instantâneo:

$$\mathbf{i}_d = \mathbf{i} - \mathbf{i}_{1a}^+, \quad (3.62)$$

que define a parcela denominada *corrente de distúrbio*, a qual representa todas as formas de deterioração do sinal de corrente (reativos, distorções, desequilíbrios, não-linearidades, etc.).

Uma vez eliminada ou compensada a parcela i_d , a corrente resultante seria apenas a corrente ideal i_{1a}^+ . Desta forma i_d pode ser usada como referência de controle para dispositivos de compensação, entretanto, deve-se ressaltar que assim como a parcela de corrente não-ativa i_n , esta corrente também não pode ser completamente compensada sem a utilização de armazenadores ou fontes auxiliares de energia.

Através desta última decomposição, também é possível identificar, no domínio do tempo, a parcela de corrente convencionalmente relacionada com as cargas reativas lineares (indutores e capacitores) balanceadas:

$$\mathbf{i}_{1q}^+ = \mathbf{i}_1^+ - \mathbf{i}_{1a}^+, \quad (3.63)$$

a qual embora possa ser completamente compensada eletronicamente, sem elementos armazenadores de energia, de acordo com as teorias convencionais, também pode ser compensada por elementos puramente passivos, como por exemplo, bancos de capacitores ou indutores.

Do ponto de vista de monitoração e até mesmo de tarifação em qualidade da energia, esta decomposição possibilita identificar e quantificar parcelas importantes que compõem a corrente do sistema elétrico. Aplicando sequencialmente as três decomposições, o diagrama da Figura 3.6 ilustra o cálculo de algumas das parcelas sugeridas após a terceira decomposição.

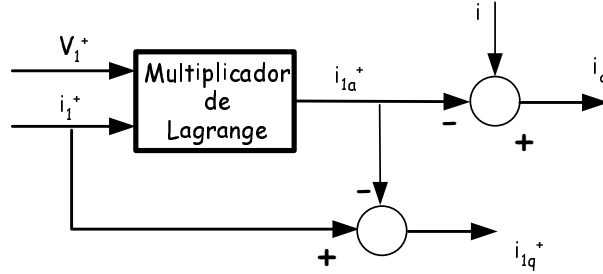


Figura 3.6: Decomposição da corrente após a terceira decomposição.

3.4.4 Associação das decomposições

Como já foi discutido, esta última decomposição pode ser aplicada independente das duas anteriores para o cálculo das correntes resistivas instantâneas i_r , correntes de potência zero i_z , bem como várias outras parcelas que possam ser de utilidade para monitoração ou condicionamento. Assim, o diagrama da Figura 3.7 ilustra uma das possíveis configurações das três decomposições para identificação seletiva das várias componentes de tensão e corrente presente nos sinais originais.

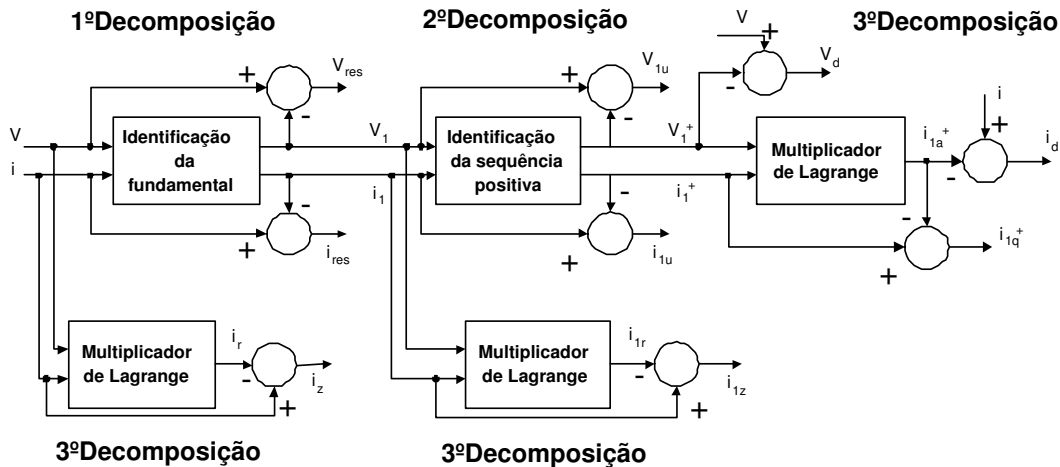


Figura 3.7: Metodologia de decomposição e identificação seletiva.

Como discutido anteriormente, cada uma destas parcelas poderia ser utilizada em algoritmos de controle de compensadores eletrônicos, tais como filtros ativos, de forma que possibilitassem sua compensação ou minimização. Além disto, várias outras sub-parcelas da potência aparente podem ser calculadas através dos valores coletivos de cada parcela de tensão ou corrente

proveniente da metodologia seletiva, a fim de, por exemplo, monitorar ou mesmo tarifar determinados distúrbios ou fenômenos específicos de uma instalação [16, 105].

Trabalhos recentes [72, 94] mostram que propostas de decomposição e compensação seletiva dos distúrbios, similares à apresentada neste trabalho, também vem sendo estudadas por outros grupos de pesquisa, mesmo que de forma independente.

No próximo capítulo serão discutidas algumas técnicas de processamento digital de sinais para realização das decomposições propostas em sistemas práticos.

3.5 Sistemas monofásicos: caso particular com dois condutores (m=2)

Como já mencionado, os sistemas monofásicos constituem um caso particular da abordagem descrita nas seções anteriores. Neste texto, o caso monofásico é caracterizado pela presença de apenas uma fonte de tensão, fornecendo energia para um único bipolo elétrico (carga), através de dois condutores idênticos. A próxima seção discute as modificações necessárias para análise de tais sistemas.

3.5.1 Grandezas, simbologia e sistemas de medidas adotadas

Como utilizado nas seções anteriores, as funções temporais unidimensionais são apresentadas com letras minúsculas (v e i), enquanto os valores médios ou *rms* são apresentados com letras maiúsculas:

$$I^2 = \frac{1}{T} \int_0^T i^2 dt \quad V^2 = \frac{1}{T} \int_0^T v^2 dt . \quad (3.64)$$

Neste caso, a corrente i representa a corrente instantânea que circula pelos dois condutores (circuito fechado) e a tensão instantânea v representa a diferença de potencial entre os dois condutores ou sobre o bipolo da carga (vide Figura 3.8).

A única tensão responsável pela circulação da corrente i é a diferença de potencial v . Destaca-se que neste caso os comentários sobre as componentes homopolares não são mais válidos, primeiro porque resultam de um fenômeno típico dos sistemas polifásicos (multi-condutores) e depois porque neste caso, a tensão v será exatamente a diferença de potencial sobre o bipolo da carga (sempre).

3.5.2 Decomposição da potência instantânea em função das correntes ativa e não-ativa

É consenso que em sistemas monofásicos a potência instantânea é dada por:

$$p = v.i , \quad (3.65)$$

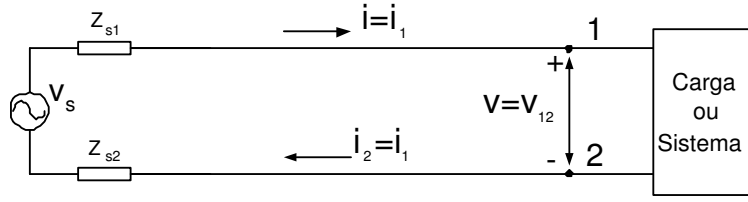


Figura 3.8: Sistema monofásico: caso com dois condutores (m=2).

onde v e i são a tensão e a corrente instantâneas do sistema em análise. Quaisquer que sejam as formas de onda de tensão e corrente alternadas, a potência instantânea p é sempre oscilatória⁶. Esta é uma característica intrínseca deste tipo de sistema [102].

A) Considerações sobre o Multiplicador de Lagrange no caso monofásico

Ao contrário do que foi discutido no caso multi-dimensional ($m > 2$), a terceira decomposição (Multiplicador de Lagrange) não pode ser efetuada de forma instantânea em sistemas monofásicos. Este é outro ponto pouco abordado na literatura, mas de interesse prático considerável.

Do ponto de vista matemático, não é possível levar o Multiplicador de Lagrange ao limite do passo de integração (“instantâneo”) para sistemas unidimensionais (v e i), como feito em (3.53) e (3.54). Isto porque, uma vez que a tensão CA (denominador do Lagrangeano) passa por zero, cria-se uma indefinição matemática no cálculo da terceira decomposição.

O que vem sendo discutido por outros autores [39] e sugerido neste texto, é que no caso de sistemas monofásicos, a corrente instantânea seja dividida em corrente ativa e corrente não-ativa, como apresentado a seguir.

B) Correntes ativa e não ativa

De acordo com o que já foi discutido nas seções anteriores, a *corrente ativa* i_a deve ser aquela parcela relacionada com a transferência de energia média (P) do sistema, portanto:

$$i_a = \frac{\frac{1}{t_2-t_1} \cdot \int_{t_1}^{t_2} \mathbf{i} \cdot \mathbf{v} dt}{\frac{1}{t_2-t_1} \cdot \int_{t_1}^{t_2} \mathbf{v} \cdot \mathbf{v} dt} \cdot v = \frac{P}{V^2} \cdot v = G_a \cdot v, \quad (3.66)$$

onde o intervalo $T = t_2 - t_1$ deve ser maior ou igual a um período das ondas fundamentais de v e i . Assim, P é a potência ativa (média) do sistema, V é o valor *rms* da tensão instantânea v e G_a é a condutância média. Esta definição coincide exatamente com a definição de Fryze para sistemas monofásicos e, qualquer que seja a forma de onda da tensão, a corrente i_a será exatamente proporcional e com o mesmo sinal desta.

De forma similar à abordagem anterior, uma vez definida a corrente i_a , pode-se definir a *corrente não-ativa* i_n , para sistemas monofásicos, como:

⁶A não ser no caso de formas de onda retangulares.

$$i_n = i - i_a, \quad (3.67)$$

sendo que esta é matematicamente ortogonal à tensão v e não participa da transferência de energia média P , mas provoca acréscimo no valor *rms* da corrente instantânea e perdas nos condutores. No caso monofásico, a corrente i_n está relacionada apenas com armazenadores de energia.

Para maximização do fator de potência, as correntes não-ativas deveriam ser eliminadas, o que pode ser feito através de compensadores ativos. No entanto, destaca-se que neste caso é imprescindível a presença de armazenadores ou fontes auxiliares de energia.

C) Potência ativa, não-ativa e aparente

Considerando que o cálculo das parcelas de corrente ativa i_a e não-ativa i_n é efetuado no domínio do tempo, mesmo que não instantaneamente, pode-se definir as respectivas funções temporais de potência como:

$$p_a = v \cdot i_a, \quad (3.68)$$

sendo a parcela da potência instantânea responsável pela transferência da energia média para as cargas ($\overline{p_a} = P$). Assim, p_a é sempre oscilante em torno de um valor médio positivo (P) e nunca assume valores negativos. No caso de cargas puramente não-resistivas, $p_a = 0$. E

$$p_n = v \cdot i_n, \quad (3.69)$$

a qual relaciona-se com a presença de elementos armazenadores de energia (capacitores e indutores) no sistema e terá sempre valor oscilatório em torno de zero ($\overline{p_n} = 0$). Para cargas puramente resistivas, o valor de p_n é sempre nulo.

Para definição da *potência aparente* (S), sugere-se a utilização de valores *rms* de tensão e corrente, portanto:

$$S = V \cdot I = \sqrt{P_a^2 + S_n^2}, \quad (3.70)$$

onde:

$$P_a = P = V \cdot I_a \quad S_n = V \cdot I_n \quad (3.71)$$

são os valores correspondentes a p_a e p_n , quando calculados pelos valores eficazes das tensões e correntes.

O fator de potência neste caso, é calculado como a razão:

$$FP = \frac{P}{S}. \quad (3.72)$$

3.5.3 Metodologia seletiva de decomposição dos sinais monofásicos

Como mencionado, identificar a parcela de corrente ativa significa identificar a parcela de corrente responsável pela transferência da energia média. Entretanto, isto não significa que tais tensões e correntes se aproximam das condições ideais de fornecimento e consumo de energia discutidas no primeiro capítulo.

Se a forma de onda da tensão for distorcida, a da corrente ativa i_a também será e, conseqüentemente, mesmo que a corrente não-ativa i_n seja nula ou tenha sido compensada, teremos correntes distorcidas circulando pelo sistema elétrico, o que muitas vezes é indesejável.

Portanto, seguindo a idéia da metodologia seletiva apresentada, poder-se-ia calcular as parcelas de tensão e corrente fundamentais e conseqüentemente, as respectivas corrente ativa fundamental, não-ativa fundamental ou outras parcelas de interesse, bem como as componentes de potência aparente associadas com cada uma. A Figura 3.9 ilustra o procedimento sugerido.

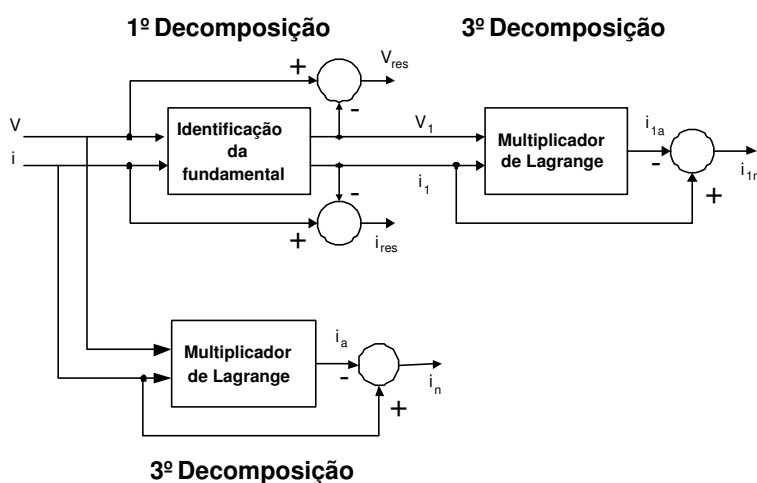


Figura 3.9: Metodologia seletiva o para caso monofásico.

3.6 Conclusão

Uma definição generalizada de teoria de potências não deve conter nenhum tipo de restrição quanto às variáveis ou sistemas a analisar. Portanto, deve permitir não só o controle da qualidade da energia (compensação ativa ou passiva), mas também medição, monitoração, tarifação e identificação das diferentes parcelas da tensão, corrente e suas respectivas componentes de potências.

Assim, embora muito ainda possa ser discutido ou detalhado em função da abordagem unificada e da metodologia seletiva apresentadas, acredita-se que este capítulo aponte um bom direcionamento no sentido de formalizar uma proposta de teoria de potência unificada.

As definições e discussões apresentadas mostram que é possível adotar uma metodologia, a qual poderia ser implementada tanto em aplicações de medição e tarifação, quanto compensação de energia, sejam em sistemas monofásicos ou polifásicos. Destacam-se as discussões sobre a definição do ponto de referência para medida das tensões, e sua influência nas aplicações práticas; as discussões sobre a nomenclatura das diversas parcelas de tensão, corrente e potência avaliadas; bem como a associação de tais componentes com os fenômenos físicos envolvidos (transferência de energia, oscilações de energia, componentes homopolares, assimetrias das tensões ou das cargas, distorções, etc.).

Além disto, a decomposição dos sinais elétricos em suas possíveis parcelas, permite analisar eventuais não-linearidades do sistema, por meio de técnicas lineares aplicadas aos subsistemas de variáveis.

Considerando as várias propostas deste e do capítulo anterior, analisando os acertos e desacertos discutidos, deseja-se encerrar este capítulo com uma frase utilizada recentemente em [40]:

“Muitas vezes a única forma de descobrirmos o que é possível (certo), é descobrindo o que não é possível, em outras palavras, errando”.

Ou seja, das muitas propostas que vem sendo discutidas, inclusive no contexto deste trabalho, muitos erros foram e provavelmente ainda serão cometidos, mas a comunidade científica internacional começa a dar sinais, de que uma abordagem unificada possa vir a ser definida nos próximos anos.

No contexto nacional, vive-se um bom momento com as revisões ou edições de novas normas e recomendações para o setor elétrico e muito trabalho ainda pode ser feito para direcionar estes novos textos no sentido de evitar definições equivocadas.

Do ponto de vista acadêmico, é de se esperar que novas publicações de livros texto, bem como a grade curricular de disciplinas relacionados com os temas de circuitos elétricos, sistemas de potência, instalações elétricas, eletrônica de potência, etc, sejam revisados para incorporar as discussões e definições modernas sobre a teoria de potência em sistemas mono ou polifásicos, sob condições não-senoidais e/ou assimétricas.

Capítulo 4

Técnicas de Processamento Digital de Sinais Utilizadas

Considerando as discussões anteriores sobre a necessidade de definir algoritmos e métodos para implementação das teorias propostas, em especial a premissa **D3** apresentada por Depenbrock (*Capítulo 02*) e a metodologia de decomposição seletiva proposta no capítulo anterior, as próximas seções apresentam possíveis algoritmos para realização de tais decomposições no domínio do tempo. Para isto foram utilizadas técnicas de processamento digital de sinais.

Os algoritmos propostos ou estudados, foram avaliados por meio de simulações em *software* MatLab R13 e SimCad 4.1a e também através de resultados experimentais. Tais resultados foram obtidos por meio da implementação dos algoritmos em dois sistemas microprocessados: um processador digital de sinais (DSP, *digital signal processor*), o ADMC401 do fabricante Analog Devices; e no Monitor Digital de Qualidade da Energia Elétrica (MDQEE) [24], o qual utiliza um computador pessoal para o processamento das variáveis de interesse.

Também foram discutidos aspectos práticos da implementação destes algoritmos em DSPs de aritmética saturada (aritmética em ponto-fixa), como por exemplo, a influência do efeito das quantizações, os problemas associados e possíveis soluções, bem como a complexidade computacional, precisão e resposta dinâmica dos algoritmos.

4.1 Identificação da onda fundamental: Decomposição 1

Como apresentado no capítulo anterior, a *Decomposição 1* é responsável pela separação das ondas fundamentais, das ondas residuais dos sinais de tensão e/ou correntes medidas. Tal separação é extremamente importante para as definições apresentadas e em diversas aplicações de eletrônica de potência ou sistemas de energia.

$$\mathbf{v} = \mathbf{v}_1 + \mathbf{v}_{res} \quad (4.1)$$

$$\mathbf{i} = \mathbf{i}_1 + \mathbf{i}_{res} . \quad (4.2)$$

Assim, a escolha do algoritmo de identificação das ondas fundamentais $\mathbf{v}_1$ e $\mathbf{i}_1$ e residuais $\mathbf{v}_{res}$ e $\mathbf{i}_{res}$, deve ser feita levando em consideração características como resposta dinâmica, precisão, estabilidade, etc. A seguir, dois tipos de filtros capazes de auxiliar em tal separação são apresentados e comparados.

Destaca-se que os métodos apresentados se aplicam a sinais unidimensionais e portanto, devem ser aplicados para cada sinal de tensão e corrente medido nos “m” condutores do sistema em análise.

4.1.1 Filtro rejeita-faixa de resposta impulsiva infinita (IIR)

Um dos procedimentos avaliados baseia-se no diagrama da Figura 3.4, o qual utiliza um filtro rejeita-faixa (*notch*) sintonizado em 60 Hz, para inicialmente eliminar a fundamental v_1 e identificar a parcela residual v_{res} . Posteriormente, por simples operação de subtração com o sinal medido ($v_{m1} = v_m - v_{mres}$), obtém-se o cálculo da onda fundamental.

Considerando a forma canônica de um sistema linear contínuo, a função de transferência do filtro rejeita-faixa utilizado (ordem 2) é dada por:

$$H(s) = \frac{Y(s)}{X(s)} = \frac{s^2 + \omega_0^2}{s^2 + \omega_c s + \omega_0^2}, \quad (4.3)$$

onde $\omega_0 = 2\pi f_0$ define a frequência de sintonia do filtro (f_0) e $\omega_c = 2\pi f_c$ define a largura da banda de rejeição do filtro (f_c). O fator de qualidade do filtro (Q) é inversamente proporcional a ω_c e quanto maior seu valor, mais seletivo ou sintonizado será o filtro e mais lenta será sua resposta dinâmica.

No entanto, o objetivo é a implementação digital do filtro no domínio discreto. Considerando-se que o método de discretização pela Transformação Bilinear e a Transformada-z são as técnicas mais usadas [110], deve-se obter uma função de transferência no domínio discreto (z) como:

$$H(z) = \frac{Y(z)}{X(z)} = \frac{b_2 z^{-2} + b_1 z^{-1} + b_0}{a_2 z^{-2} + a_1 z^{-1} + a_0}, \quad (4.4)$$

onde b e a são, respectivamente, os coeficientes do numerador e do denominador da função discretizada, calculados a partir de (4.3) e da transformação bilinear para o domínio transformado “ z ”.

Através da Transformada-z inversa de (4.4), pode-se obter a seguinte equação a diferenças:

$$a_0 \cdot q^0 \{y[k]\} = b_0 \cdot q^0 \{x[k]\} + b_1 \cdot q^{-1} \{x[k]\} + b_2 \cdot q^{-2} \{x[k]\} - a_1 \cdot q^{-1} \{y[k]\} - a_2 \cdot q^{-2} \{y[k]\}, \quad (4.5)$$

onde x e y são respectivamente as amostras de entrada e saída do filtro discreto, k é um contador de amostras e q^{-n} é o operador de atraso temporal, relacionado com a variável complexa z^{-n} do domínio transformado (4.4). Muitos autores não fazem a diferenciação entre a variável complexa “ z ” e o operador “ q ”. Entretanto, destaca-se que tal diferenciação é importante uma vez que o significado de “ z ” e “ q ” não é o mesmo.

Portando, aplicando o operador q (também conhecido como “*shift operator*”) na equação anterior, resulta:

$$a_0 y[k] = b_0 x[k] + b_1 x[k-1] + b_2 x[k-2] - a_1 y[k-1] - a_2 y[k-2]. \quad (4.6)$$

Pode-se notar que a implementação discreta do filtro não utiliza apenas duas amostras passadas da entrada, mas também duas amostras anteriores da saída¹, ou seja, sua saída atual depende das saídas anteriores e, portanto, caracteriza-se como um sistema de resposta infinita ao impulso (IIR, *infinite impulse response*). No caso da decomposição proposta, a variável x representa os sinais amostrados de tensão e corrente, enquanto a variável y representa os sinais residuais de saída.

No caso prático de um filtro de segunda ordem, sintonizado em 60Hz, com uma faixa de rejeição de 2Hz e uma frequência de amostragem de 12kHz, os coeficientes a e b resultam como na equação a seguir:

$$y[k] = 0.99895406981277x[k] - 1.99692229256381x[k-1] + 0.99895406981277x[k-2] + 1.99692229256381y[k-1] - 0.99790813962553y[k-2]. \quad (4.7)$$

A resposta em frequência do filtro descrito por (4.7) é mostrado na Figura 4.1(a). Notar que a atenuação na faixa de interesse é da ordem de -35dB, se usada a precisão máxima definida pelo próprio MatLab. A Figura 4.1(b) mostra a resposta do filtro se reprojetoado para uma faixa de rejeição de 10Hz.

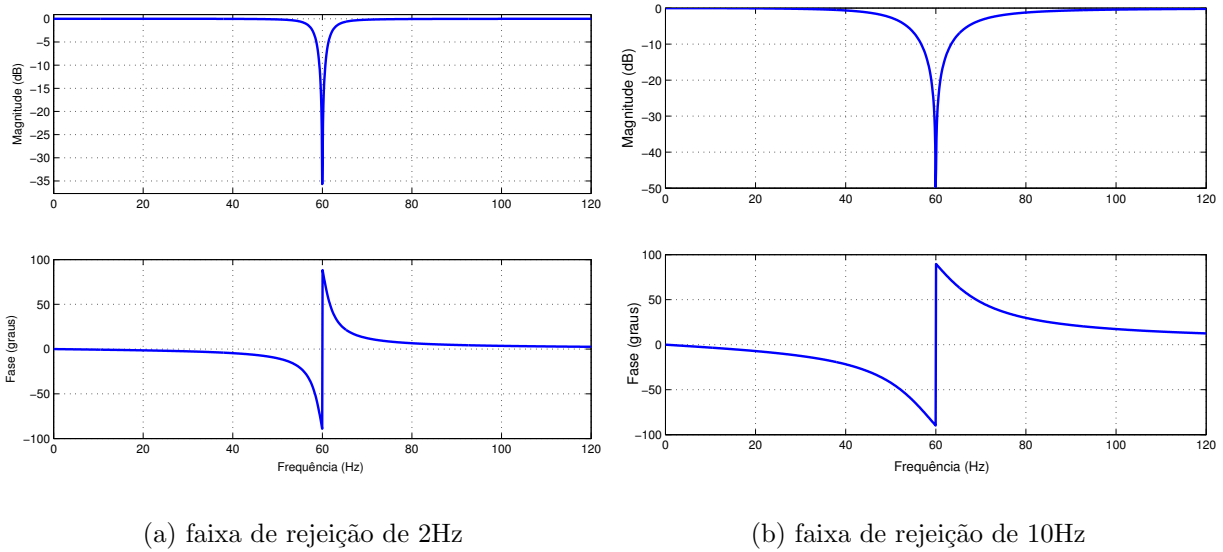


Figura 4.1: Resposta em frequência do filtro rejeita-faixa IIR.

¹Notar a correspondência entre a variável transformada z^{-n} , o operador defasador $q^{-n}\{x[k]\}$ e as amostras deslocadas no tempo $x[k-n]$.

Para validar o projeto deste filtro no domínio do tempo, utilizou-se uma forma de onda quadrada (60Hz) como entrada do filtro rejeita-faixa. Como se sabe, tal forma de onda pode ser decomposta em uma senóide fundamental e um conjunto de componentes harmônicas (resíduo). Assim, a Figura 4.2(a) mostra a entrada do filtro (traço pontilhado), bem como o sinal residual de saída (contínuo). Através do procedimento descrito anteriormente, o sinal fundamental de 60Hz pode ser identificado como na Figura 4.3(a) (contínuo).

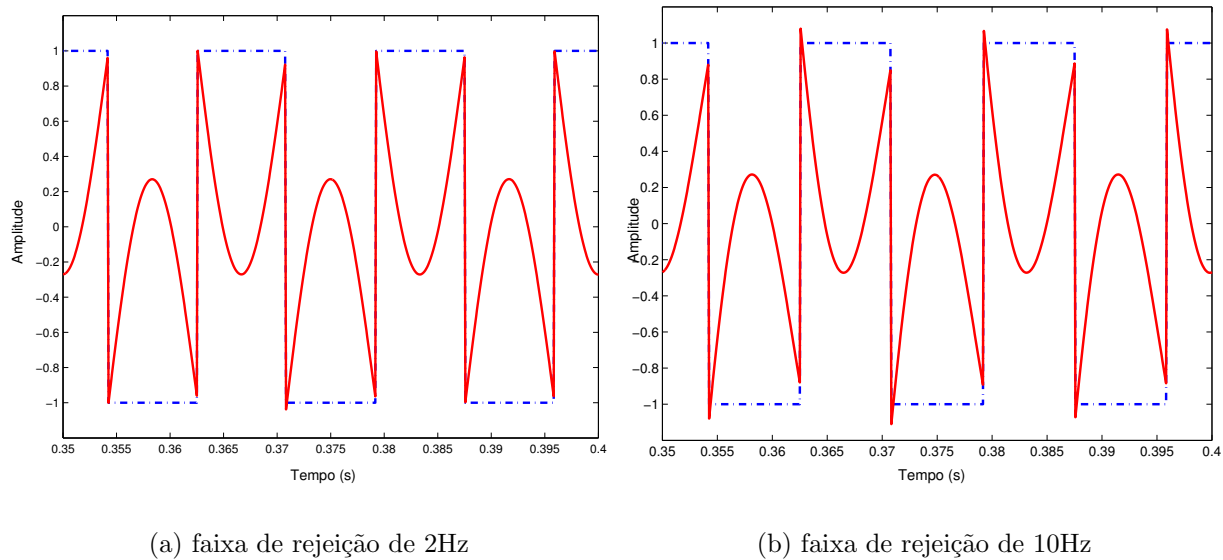


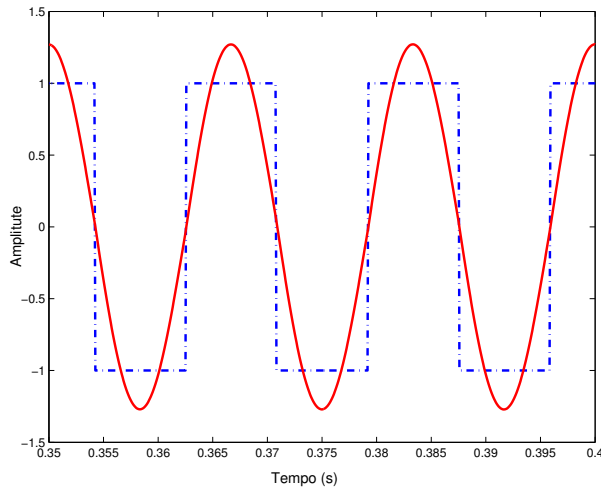
Figura 4.2: Filtro rejeita-faixa com onda de entrada quadrada (entrada - traço pontilhado, saída - traço contínuo).

Para avaliar a resposta dinâmica do filtro, aplicou-se um degrau de -50% na amplitude do sinal de entrada e o resultado pode ser observado na Figura 4.4(a). Observa-se que a saída do filtro leva mais de 15 ciclos da fundamental para convergir para a nova condição de regime. Como mencionado, esta resposta dinâmica está relacionada principalmente, com a largura da faixa de rejeição do filtro, ou seja, filtros mais sintonizados resultam mais lentos, enquanto filtros menos sintonizados resultam mais rápidos.

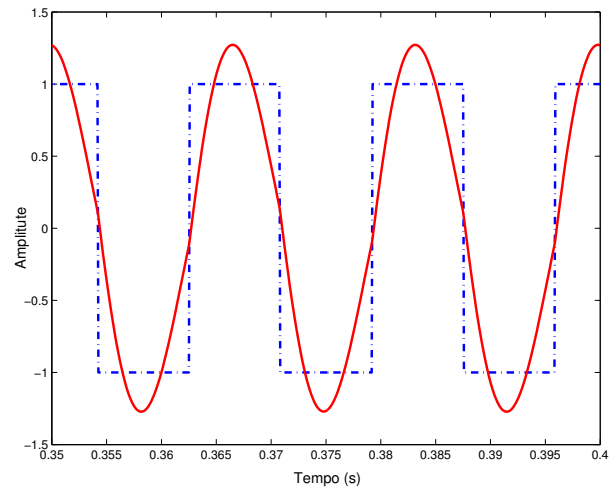
Observando as Figuras 4.2(b) e 4.3(b), pode-se concluir que o filtro com faixa de rejeição em 2 Hz apresenta um efeito de filtragem mais efetivo do que aquele de 10Hz. Entretanto, sua resposta dinâmica é bem mais rápida do que a do filtro de 2Hz. Portanto, a escolha da faixa de rejeição (fator de qualidade do filtro) deve ser feita levando em consideração o máximo de informações possíveis sobre o sistema ou variável que se deseja processar.

A) Efeitos sob variações na frequência fundamental dos sinais a serem filtrados

Considerando as aplicações nas quais o filtro analisado deve ser utilizado, é importante destacar que eventuais variações na frequência dos sinais fundamentais de tensão e corrente, podem resultar em erros de filtragem, uma vez que o procedimento proposto não prevê estas variações,

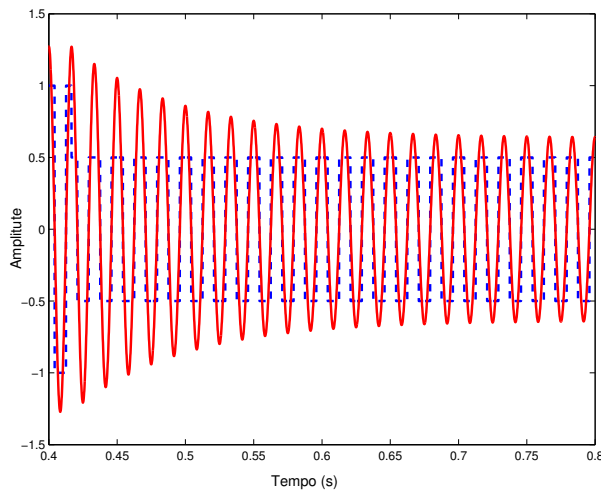


(a) faixa de rejeição de 2Hz

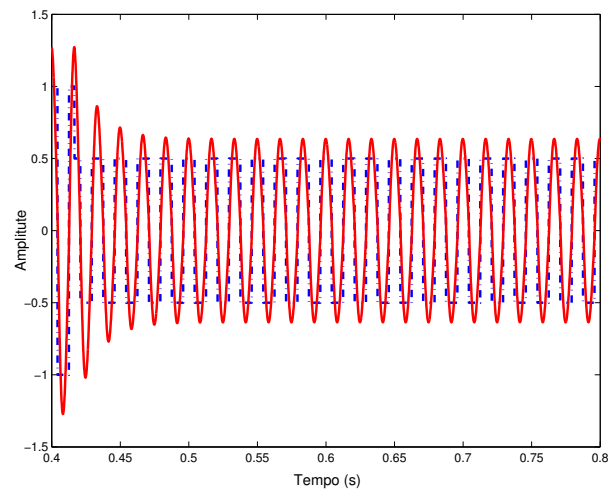


(b) faixa de rejeição de 10Hz

Figura 4.3: Identificação da onda fundamental (entrada - traço pontilhado, saída - traço contínuo).



(a) faixa de rejeição de 2Hz



(b) faixa de rejeição de 10Hz

Figura 4.4: Resposta dinâmica do filtro rejeita-faixa (entrada - traço pontilhado, saída - traço contínuo).

ou seja a frequência de sintonia do filtro é fixa. Desvios de frequência de valores consideráveis não são um fenômeno extremamente comum. Entretanto, não devem ser desconsiderados em determinadas aplicações, principalmente aquelas em malha fechada, com necessidade de sincronismo com a tensão do sistema elétrico.

Apesar de não terem sido abordados neste trabalho, algumas soluções eficientes para este problema se baseiam em técnicas de filtragem adaptativa, as quais, através de um critério de minimização de erro (LMS, RLS), fariam uma correção adaptativa e em tempo real dos parâmetros do filtro IIR [111], de forma que este estivesse sempre sintonizado com a frequência correta. Entretanto, deve-se destacar que tais soluções são computacionalmente muito mais complexas do que a simples implementação de (4.7).

B) Efeitos das quantizações em sistemas com aritmética de ponto fixo

Como já demonstrado, o filtro descrito pode ser bastante eficiente para identificação dos sinais residuais e das ondas fundamentais. Entretanto, para obter um bom desempenho (em termos de precisão), (4.7) deve ser implementada em sistemas discretos com aritmética de ponto flutuante ou sistemas de ponto fixo (lógica saturada) de alta resolução, preferencialmente igual ou superior a 32 bits.

As simulações apresentadas na seção anterior foram realizadas no Matlab, emulando um sistema discreto de ponto flutuante com resolução de 64 bits. Nos trabalhos [15, 21, 24, 88, 104] foi utilizado um sistema de processamento baseado em uma plataforma de aquisição e um computador padrão *Pentium I*, o qual trabalha com uma resolução de 32 bits e os resultados também foram satisfatórios.

Por outro lado, considerando as aplicações baseadas em DSPs com aritmética saturada, como o utilizado neste trabalho para implementação do protótipo do filtro ativo de potência, os quais em sua maioria trabalham com resolução em 16 bits (DSPs dedicados à aplicações em eletrônica de potência), alguns problemas podem ser encontrados.

Tais problemas se relacionam com o truncamento no valor dos coeficientes e saturação (truncamentos e arredondamentos) no valor dos resultados de operações como soma, subtração, multiplicações e divisões. São particularmente mais significativos em implementações de filtros ou controladores sintonizados (como o filtro rejeita-faixa), de resposta infinita ao impulso (IIR) e com frequências de amostragem (f_a) muito maiores que a frequência de sintonia (f_0), normalmente $f_a \gg 50.f_0$, como no caso considerado.

Como discutido em [110, 112, 113, 114], estes efeitos são normalmente chamados de efeitos de quantizações e se relacionam com o posicionamento dos pólos e zeros do filtro digital ou sistema de interesse, em função da região de estabilidade no domínio discreto transformado.

Considerando a utilização da Transformada-z, a resposta em frequência do domínio discreto pode ser obtida através da substituição da variável complexa “z” por $e^{j\omega T_a}$. Assim, a região de estabilidade do Domínio-z é definida considerando $0 \leq \omega \leq \frac{2\pi}{T_a}$, o que delimita um

circunferência de raio unitário (CRU), com centro na origem do domínio transformado. Para que um filtro ou sistema discreto seja estável, seus pólos devem estar localizados dentro da CRU.

Entretanto, quanto maior a frequência de amostragem, mais críticos e sensíveis se tornam os sistemas discretos em relação a erros de arredondamento ou quantizações em geral. Este fenômeno ocorre porque os pólos e zeros da sistema (filtro) são progressivamente agrupados nas proximidades da posição $z=1$, conforme ilustra a Figura 4.5. Quanto mais agrupados forem os pólos de uma função discreta, mais sensível às variações em seus coeficientes será o sistema em questão [110]. A implementação deste tipo de filtro ou sistema, em DSPs de aritmética saturada ou ponto-fixa, pode resultar em soluções diferentes das esperadas ou ainda em características de operação completamente instáveis, mesmo para pequenos erros nos coeficientes envolvidos.

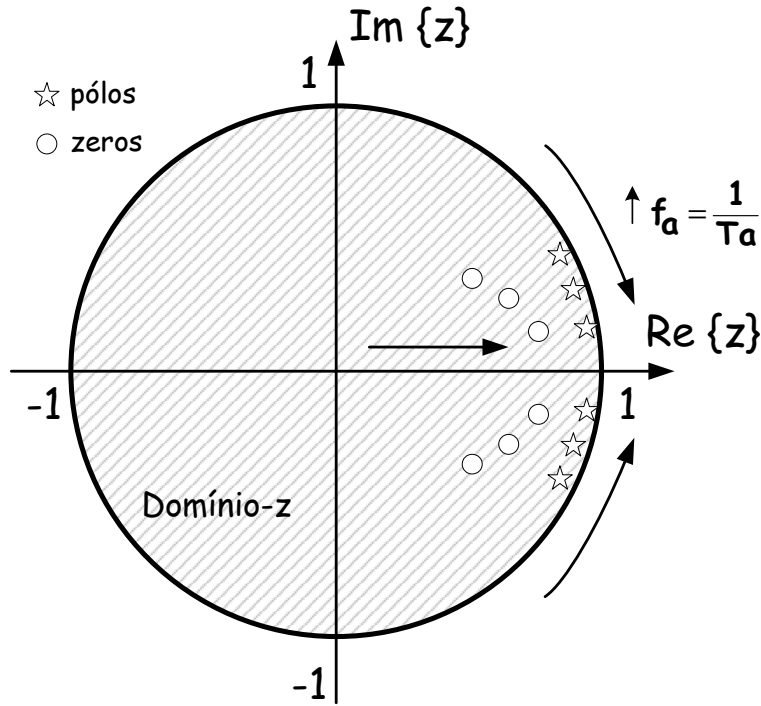


Figura 4.5: Pólos e zeros no Domínio-z (agrupamento sob elevadas frequências de amostragem).

Para exemplificar os erros discutidos, foram simulados dois tipos de filtros sintonizados: um filtro do tipo rejeita-faixas (filtro *notch*) e um do tipo passa-faixas, ambos com frequência de sintonia em 60Hz, banda passante ou de rejeição de 2Hz e frequência de amostragem de 12kHz (como nas simulações anteriores). A biblioteca de processamento digital de sinais do MatLab (DSP *Toolbox*) foi utilizada para emular o comportamento de um processador real com lógica aritmética de ponto-fixa [114, 115]. Assim, funções específicas de normalização de coeficientes, truncamentos e arredondamentos foram definidos baseados no DSP de 16 bits utilizado na obtenção dos resultados experimentais, o ADC401.

A Figura 4.6 apresenta a resposta em frequência do filtro rejeita-faixa quantizado (traço pontilhado), ou seja, simulado com precisão finita em 16 bits e emulando a aritmética do

DSP citado. É possível observar que a atenuação na frequência de interesse é de apenas 4dB, enquanto deveria ser de aproximadamente 35dB (traço contínuo), o que torna o filtro completamente ineficiente para as aplicações sugeridas, conforme ilustram as Figuras 4.7 e 4.8.

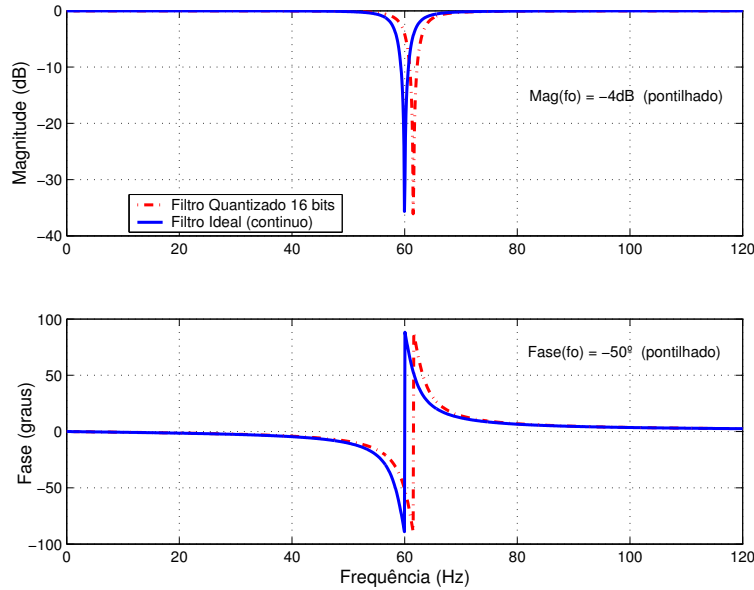


Figura 4.6: Resposta em frequência do filtro rejeita-faixa digital, implementado através do operador defasador “ q ” e quantizado em 16bits (ideal - traço contínuo, quantizado - traço pontilhado).

A Figura 4.9 por sua vez, ilustra a simulação de um filtro passa-banda com as características citadas e emulando as mesmas condições experimentais do caso anterior. Também pode-se observar que a resposta em frequência do filtro quantizado (traço pontilhado) não corresponde àquela esperada (traço contínuo), o que significa que sua utilização resultaria em erros no processo de identificação dos sinais fundamental e residual (Figura 3.3).

Existem várias técnicas convencionais para se minimizar tais erros e garantir a estabilidade e eficiência dos filtros nestas condições [110, 112]. Entretanto, muitas vezes fica praticamente impossível obter os resultados desejados. Este é o caso de nossa aplicação, na qual deseja-se obter um filtro sintonizado em 60Hz, com banda passante de mais ou menos 2Hz e uma frequência de amostragem de 12kHz.

Assim, optou-se por investigar uma técnica pouco conhecida para discretização e processamento dos filtros digitais, a Transformada- γ . Tal técnica foi apresentada por [116, 117, 118] e mesmo apresentando ótimos resultados nas áreas de filtragem digital e estimadores para controle digital, é pouco utilizada nas áreas de sistemas de energia ou eletrônica de potência. Recentemente, os autores de [113] levantaram esta questão e mostraram que a aplicação de tal transformada soluciona grande parte dos problemas de precisão mencionados. Detalhes podem ser encontrados em [114, 119] e serão retomados no final deste capítulo.

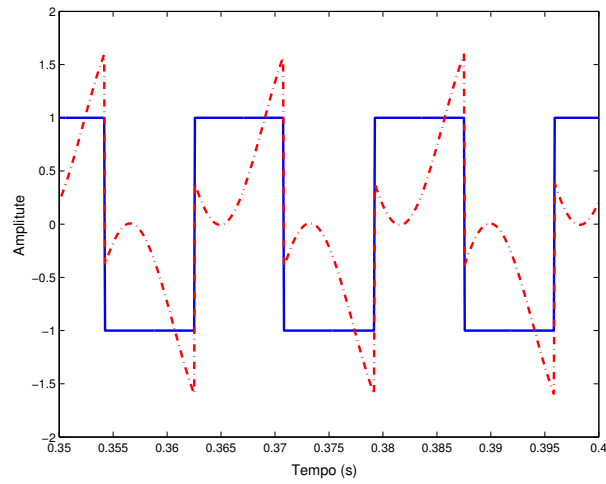


Figura 4.7: Entrada (onda quadrada) e saída do filtro rejeita-faixa quantizado (16 bits).

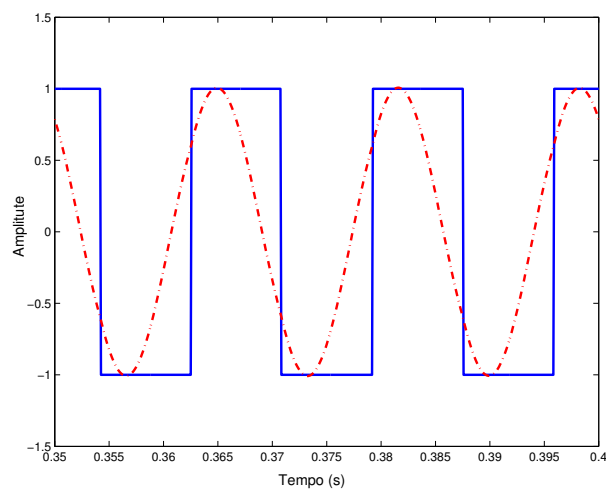


Figura 4.8: Identificação da onda fundamental através de filtro quantizado (16 bits).

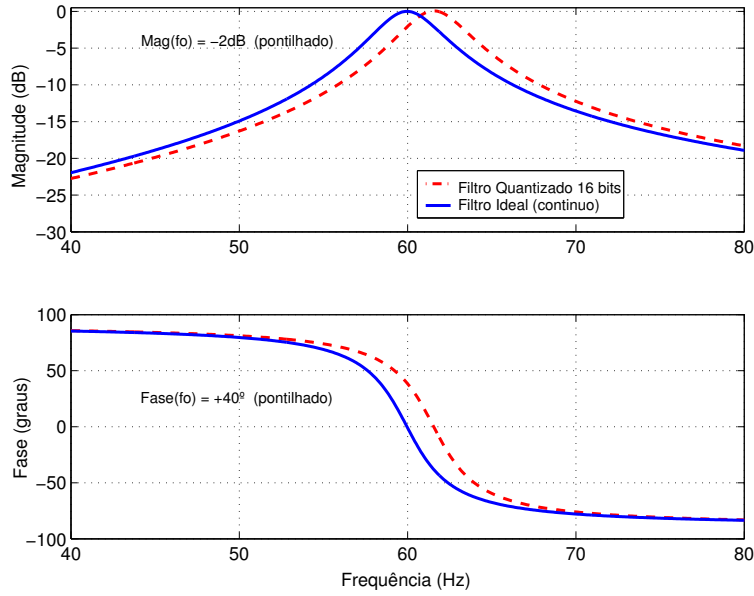


Figura 4.9: Resposta em frequência do filtro passa-faixa digital, implementado através do operador defasador “ q ” e quantizado em 16 bits (ideal - traço contínuo, quantizado - traço pontilhado).

4.1.2 Filtro passa-faixa de resposta impulsiva finita (FIR)

Outro procedimento considerado baseia-se no diagrama da Figura 3.3, o qual utiliza um filtro passa-faixa sintonizado em 60 Hz, para identificar a fundamental v_1 e posteriormente, por simples operação de subtração com o sinal medido ($v_{mres} = v_m - v_{m1}$), permite o cálculo do sinal residual v_{res} .

Neste caso, ao invés da utilização de um filtro IIR como na Figura 4.9, optou-se por avaliar a utilização de um filtro sintonizado, baseado na Série Discreta de Fourier (SDF) para seqüências periódicas. Considerando o caso de seqüências de comprimento finito, ou através da utilização do método de janelamento circular, o método abordado também pode ser referenciado como uma aplicação da Transformada Discreta de Fourier (TDF) [110].

Os estudos relativos à utilização da SDF ou da TDF mostraram que sua implementação pode ser bastante viável em aplicações de monitoramento e controle da qualidade da energia elétrica [110, 111, 120, 121, 122, 123, 124], já que possui uma resposta dinâmica fixa, conhecida e relativamente rápida quando comparada aos filtros IIR.

Uma vez que se deseja identificar as ondas fundamentais no domínio do tempo, a equação básica que rege a implementação do filtro analisado é baseada na identificação das componentes da SDF responsáveis por tal frequência:

$$v_{m1}[k] = \frac{2}{N} \sum_{c=0}^{N-1} v_m[k-c] \cdot \cos\left[\frac{2\pi}{N} \cdot c\right], \quad (4.8)$$

onde k é o contador de amostras do algoritmo, N é o número de amostras por ciclo da onda fundamental em regime permanente (60Hz) e c é o contador circular de amostras de um ciclo.

Notar que o filtro descrito utiliza apenas os termos cossenoidais da SDF_1 e, no caso de sua aplicação para seqüências finitas (ou janelas de amostras), o mesmo também é conhecido como uma aplicação da DCT (*Discrete Cosine Transform*) de ganho unitário.

Portanto, a equação anterior pode ser implementada utilizando o conceito de “janelas móveis” ou “vetores (*buffers*) circulares”, resultando em um Filtro de Média Móvel. Uma vez que o processamento de tal filtro não depende das saídas anteriores, apenas da entrada atual e das últimas $N - 1$ entradas ($v_m[c]$), o mesmo caracteriza-se como um filtro de resposta impulsiva finita (FIR, *finite impulse response*). A Figura 4.10 ilustra o procedimento para atualização do vetor circular em função de uma nova amostra convertida.

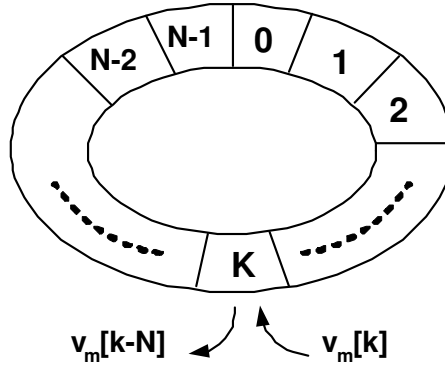


Figura 4.10: Procedimento para atualização do vetor circular $v_m[c]$.

Por ser baseado na identificação de uma única freqüência da SDF, o algoritmo é bastante preciso em condições de regime e sua resposta dinâmica é fixa e limitada a 1 ciclo de 60Hz (N amostras), como mostra a Figura 4.11. Nesta Figura tomou-se um sinal qualquer (traço contínuo) como entrada do filtro, por exemplo uma tensão, com amplitude fundamental igual a 100 e somou-se 5% de uma componente harmônica de ordem 5. O traço pontilhado mostra a saída do filtro, a qual leva um ciclo de 60Hz (16,6666ms) para convergir para o valor correto da onda fundamental do sinal de entrada, seja na inicialização, ou após um degrau da entrada (50ms).

No caso dos estudos realizados, tanto nos simuladores quanto no programa do DSP utilizado, foram utilizadas janelas móveis (vetores) com 200 posições de memória, resultando em filtros e tabelas com 200 coeficientes. Destacando que mesmo um número quatro vezes menor de coeficientes (50) ainda garantiria uma boa precisão ao filtro.

Na implementação prática, os N valores provenientes do cálculo do cosseno da equação anterior são sempre os mesmos e portanto, podem ser obtidos *off-line* e armazenados em uma tabela (arquivo *.dat) que posteriormente é lido para o cálculo em tempo real da expressão. Esta opção diminui o tempo de processamento da equação, uma vez que evita o cálculo em

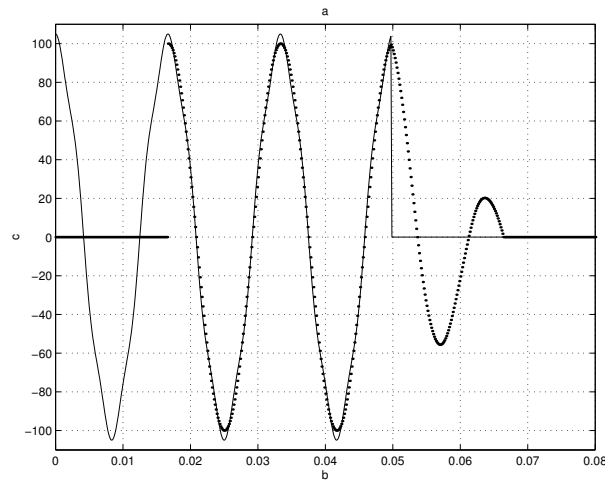


Figura 4.11: Resposta dinâmica do filtro FIR - N amostras (entrada - traço contínuo, saída - traço pontilhado).

tempo real da função cosseno.

A Figura 4.12 ilustra um sinal com fundamental em 50Hz, visivelmente distorcido (traço de menor amplitude), sendo filtrado através do filtro proposto. Observar que a fase do sinal filtrado (traço de maior amplitude) resulta igual à do sinal original. A diferença entre as amplitudes dos sinais é uma mera questão de escalas do osciloscópio, sendo o sinal com distorção medido em valores reais (50 Volts/div), enquanto o sinal filtrado foi medido na saída do conversor Digital-Analógico do DSP, portanto, com escala entre $\pm 2,5V$.

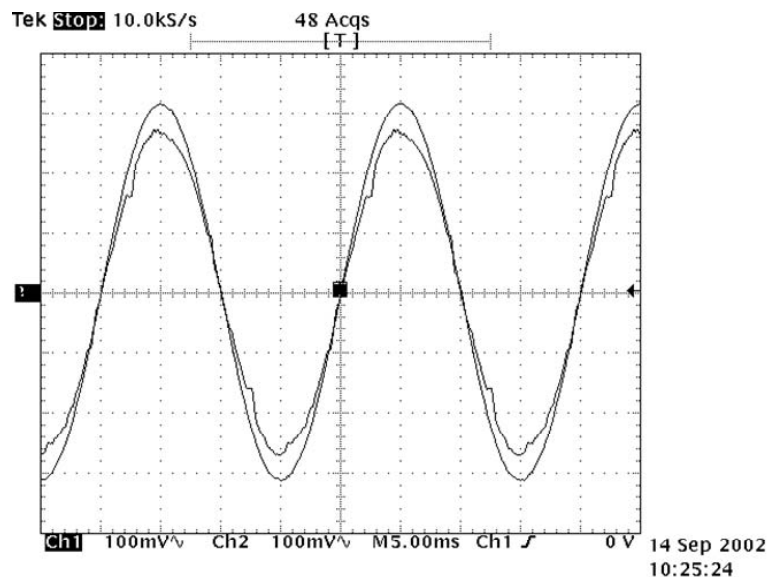


Figura 4.12: Tensão de fase (50Hz) e saída do filtro sintonizado em 50Hz.

O filtro (4.8) foi implementado e avaliado tanto no algoritmo de controle de um filtro ativo paralelo [13, 16], quanto para análises do fator de potência sob condições não-senoidais e

desequilibradas.

A) Efeitos sob variações na frequência dos sinais a serem filtrados

Alguns trabalhos sugerem que o algoritmo analisado ainda poderia ser acelerado se fossem usadas algumas interações recursivas e minimizações de erros [122]. No entanto, a questão que ainda tange sua utilização é sobre eventuais variações da frequência fundamental da rede, como discutido em [125]. A não ser que sejam utilizadas estratégias de filtragem adaptativa, como por exemplo a proposta em [126], por se tratar de um filtro sintonizado, o mesmo não está apto a seguir eventuais desvios da frequência da rede se esta for sujeita a variações.

Mesmo sabendo que estas variações representam pequenos desvios e ocorrem muito lentamente nos sistemas elétricos, o algoritmo pode resultar em perda de eficiência do processo de filtragem. Além disto, mais adiante será discutida uma técnica de compensação seletiva de harmônicos, a qual também utiliza um filtro baseado na SDF para melhorar a eficiência de um filtro ativo na compensação de distorções harmônicas da corrente. Neste caso, é importante garantir imunidade a eventuais variações da frequência da rede.

Assim, para garantir imunidade a variações de frequência, propõe-se uma estratégia baseada na utilização de um algoritmo de sincronismo (*Phase Locked Loop* - PLL), o qual será detalhado em uma das próximas seções. A idéia central é utilizar a informação da frequência proveniente do PLL para variar a frequência de amostragem que o sistema digital deve impor ao conversor AD, e garantir que o número de amostras dentro de um período da frequência da rede seja sempre constante (por exemplo, 200 amostras). Tomando $60Hz$ como a frequência nominal do sistema, tal algoritmo controla a taxa de amostragem para que esta fique sempre em torno de $12kHz$. Esta estratégia foi desenvolvida e implementada para ser aplicada no controle do filtro ativo de potência [127, 128], mas também pode ser utilizada para fins de monitoração da QEE.

4.1.3 Discussão

Dentre os vários métodos e procedimentos possíveis para implementação da *Decomposição 1*, a análise destes dois tipos de filtros (IIR e FIR) já permite algumas comparações e comentários:

A) Quanto à resposta dinâmica

Em aplicações em que a resposta dinâmica deve ser rápida e bem definida, a utilização do filtro baseado na SDF pode ser a melhor opção. Isto porque seu comportamento está sempre relacionado com o número de coeficientes do filtro ou número de amostras de um ciclo do sinal de entrada (fundamental).

O filtro IIR, por sua vez, tem uma resposta dinâmica mais lenta (normalmente) e dependente da atenuação e banda de passagem do filtro projetado. Mas isto não significa que sua aplicação não seja interessante em determinados sistemas, por exemplo, nos quais se deseje minimizar o efeito de eventuais transitórios rápidos do sinal de entrada. Neste caso, a contribuição de tais efeitos para o sinal filtrado de saída, seria diluída nos vários ciclos seguintes ao transitório.

Portanto, a escolha do tipo de filtro, no que tange à resposta dinâmica, obviamente deve ser feita levando em consideração sua aplicação e contribuição no sistema de controle ou medição como um todo. Além disto, retomando a questão colocada nos capítulos anteriores quanto à utilização do termo “instantâneo” na definição de parcelas de tensão, corrente e potência, ressalta-se que se tais parcelas são provenientes de processos de filtragem como os descritos, tal nomenclatura é inadequada e sem sentido prático ou teórico.

B) Quanto a variações da frequência de sintonia

Como discutido, nenhum dos dois tipos de filtros analisados é capaz de seguir variações na frequência fundamental do sinal de entrada, a não ser que alguma técnica adaptativa seja utilizada. No caso do filtro FIR, propõe-se a utilização de um PLL para alterar a frequência de amostragem do sinal e garantir um bom funcionamento do filtro. No caso do filtro IIR, tal possibilidade não foi abordada.

C) Quanto a erros de quantização

Em aplicações de controle ou sistemas de monitoramento, nos quais o custo com os sistemas microprocessados pode ser um fator determinante, é usual a escolha de sistemas baseados em aritmética de ponto fixo. Como discutido, esses sistemas estão sujeitos a erros por efeito das quantizações e saturações dos coeficientes e variáveis envolvidas.

Neste sentido, é importante observar que o filtro baseado na SDF, por se tratar de um filtro de resposta finita (FIR), é menos susceptível a tais erros. Isto porque eventuais erros ou aproximações no valor da variável de saída do filtro não influenciam as próximas saídas, ou seja, por não serem recorrentes, os erros não se somam ao longo do tempo. Por outro lado, face à recorrência dos filtros IIR, eventuais problemas de quantização podem se somar ao longo do processamento, podendo levar o filtro à instabilidade.

D) Quanto à complexidade computacional

Em se tratando de sistemas digitais, a definição das técnicas e métodos a serem implementados pode influenciar diretamente na escolha dos processadores ou micro-controladores a serem empregados. Isto porque um mesmo procedimento (*Decomposição 1*) pode ser implementado com mais ou menos complexidade computacional, o que normalmente impacta no tempo computacional e na capacidade de processamento necessária. Desta forma, é importante comparar os dois filtros analisados quanto a este fator.

Considerando (4.6), pode-se observar que o filtro IIR requer 6 multiplicações, 2 adições e 2 subtrações, o que representa um número muito menor de operações do que as 201 multiplicações e 200 adições de (4.8) (filtro FIR). Portanto, desde que os erros de quantização ou a resposta dinâmica não sejam um problema, a utilização dos filtros IIR representa economia em tempo computacional e capacidade de processamento.

4.2 Identificação da seqüência positiva: Decomposição 2

Como discutido no capítulo anterior, os sinais fundamentais encontrados após a *Decomposição 1* ainda podem conter assimetrias, o que significa que uma nova decomposição é necessária para identificar as tensões e correntes balanceadas, ou seja, as componentes de seqüência positiva (v_1^+ e i_1^+).

Apesar de não ser usual o cálculo da seqüência positiva no domínio do tempo, esta é uma possibilidade comprovada e de extremo interesse em diversas aplicações de sistemas de potência [83, 88, 104, 107, 129, 123, 130, 131]. Neste trabalho, três técnicas de identificação das componentes de seqüência positiva, no domínio do tempo, foram avaliadas e serão discutidas a seguir.

4.2.1 Transformada de Fortescue no domínio do tempo

A primeira técnica avaliada é baseada nas componentes de *Fortescue*, bem como nos trabalhos [77, 107, 132, 129]. Assim, assumindo um sistema trifásico de seqüência *abc*, o método consiste em substituir o operador rotacional complexo de *Fortescue* ($\hat{a} = e^{j120^\circ} = 1\angle 120^\circ$) por um deslocamento no tempo, correspondente a um terço do período dos sinais fundamentais $\frac{1}{3}T$. Assim, as *componentes de seqüência positiva fundamentais* podem ser definidas *no domínio do tempo* como:

$$v_{1a}^+ = \frac{1}{\sqrt{3}}[v_{1a}(t) + v_{1b}(t + \frac{T}{3}) + v_{1c}(t - \frac{T}{3})] \quad (4.9)$$

$$i_{1a}^+ = \frac{1}{\sqrt{3}}[i_{1a}(t) + i_{1b}(t + \frac{T}{3}) + i_{1c}(t - \frac{T}{3})], \quad (4.10)$$

onde v_{1a}^+ e i_{1a}^+ são os escalares (não são vetores) correspondentes às componentes instantâneas de seqüência positiva referidos a fase *a*, conforme as definições de *Fortescue*.

Da mesma forma, poderiam ser definidas as componentes instantâneas de seqüência negativa e zero como sendo:

$$v_{1a}^- = \frac{1}{\sqrt{3}}[v_{1a}(t) + v_{1b}(t - \frac{T}{3}) + v_{1c}(t + \frac{T}{3})], \quad (4.11)$$

$$v_{1a}^0 = \frac{1}{\sqrt{3}}[v_{1a}(t) + v_{1b}(t) + v_{1c}(t)], \quad (4.12)$$

onde o fator de escala $\frac{1}{\sqrt{3}}$ garante a condição de invariância em potência [132].

De acordo com a teoria de *Fortescue*, para encontrar o valor da seqüência positiva referido às outras fases (*b* e *c*) basta fazer os devidos deslocamentos rotacionais ou, neste caso, temporais:

$$v_{1b}^+ = v_{1a}^+(t + \frac{T}{3}) \quad (4.13)$$

$$i_{1b}^+ = i_{1a}^+(t + \frac{T}{3}) \quad (4.14)$$

$$v_{1c}^+ = v_{1a}^+(t - \frac{T}{3}) \quad (4.15)$$

$$i_{1c}^+ = i_{1a}^+(t - \frac{T}{3}), \quad (4.16)$$

já que o módulo das componentes é o mesmo.

Neste ponto pode-se definir os vetores tri-dimensionais instantâneos que representam as componentes de seqüência positiva fundamental da tensão e da corrente:

$$\mathbf{v}_1^+ = \begin{bmatrix} v_{1a}^+ \\ v_{1b}^+ \\ v_{1c}^+ \end{bmatrix} \quad \mathbf{i}_1^+ = \begin{bmatrix} i_{1a}^+ \\ i_{1b}^+ \\ i_{1c}^+ \end{bmatrix}, \quad (4.17)$$

os quais poderiam ser utilizados na definição de estratégias de compensação ou na monitoramento das assimetrias dos sinais, por exemplo, através das parcelas de distúrbio de tensão ($\mathbf{v}_d$) e de desbalanço das ondas fundamentais ($\mathbf{v}_{u1}$ e $\mathbf{i}_{u1}$), conforme sugerido na Figura 3.5.

Notar que as somas utilizadas nas equações anteriores (4.9)-(4.10) usam os sinais de tensão e corrente em diferentes instantes. Considerando a implementação desta decomposição em sistemas amostrados, a principal questão prática é: como efetuar uma soma temporal que usa valores de amostras futuras ($+\frac{T}{3}$)?

Na verdade, como as variáveis utilizadas nesta decomposição são senoidais (devido a *Decomposição 1*), pode-se assumir que o sinal em $\frac{T}{3}$ é igual ao sinal em $-\frac{2T}{3}$, ou seja:

$$v\angle +120^\circ \equiv v\angle -240^\circ \quad (4.18)$$

de forma que o processamento desta segunda decomposição, só necessite de valores passados.

No caso específico da implementação digital, estas operações são obtidas com o auxílio de um vetor circular (ou janela móvel), com amostras correspondentes a dois terços de período da fundamental ($\frac{2}{3}T$). Aqui vale destacar que no caso da implementação discreta, para garantir a precisão do algoritmo proposto, é aconselhável que o número de amostras por período fundamental seja divisível por 3.

Com isso tem-se a decomposição que, a partir de um sistema de sinais senoidais, identifica o subsistema composto por sinais senoidais simétricos ou as componentes fundamentais instantâneas de seqüência positiva.

Para ilustrar os resultados desta decomposição, a Figura 4.13 apresenta três sinais (tensões ou correntes de fase), com ondas fundamentais assimétricas em amplitude (1-0,85-0,7) e com 10% de 3°, 5° e 7° harmônicos respectivamente. Na seqüência, a Figura 4.14 apresenta os sinais fundamentais assimétricos (usando filtro IIR) e a Figura 4.15 mostra as componentes de

seqüência positiva após a segunda decomposição.

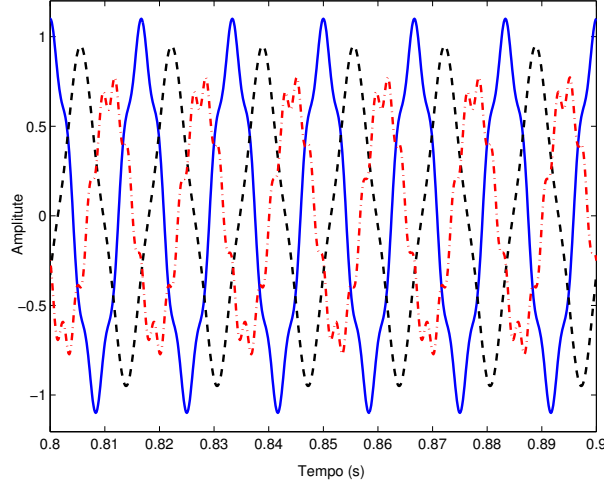


Figura 4.13: Formas de onda das fases a, b, c : assimétricos e distorcidos.

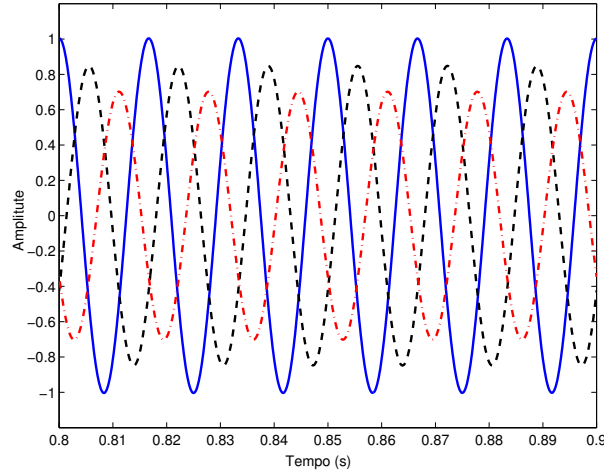


Figura 4.14: Ondas fundamentais assimétricas após a Decomposição 1.

Na Figura 4.16 os sinais originais, as ondas fundamentais e a componente de seqüência positiva de uma das fases foram sobrepostas para demonstrar que o procedimento anterior não altera a fase dos sinais decompostos.

A) Quanto à resposta dinâmica e complexidade computacional

Analisando especificamente o cálculo da seqüência positiva, pode-se observar que a dinâmica do algoritmo limita-se ao tamanho do vetor circular utilizado para deslocar os sinais temporais, ou seja, dois terços do período da onda fundamental ($\frac{2T}{3}$) ou ainda, dois terços do número de amostras de um ciclo de 60Hz ($\frac{2N}{3}$).

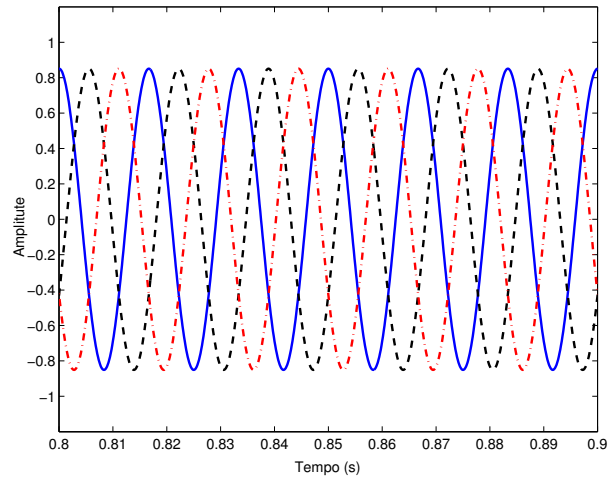


Figura 4.15: Componentes fundamentais de seqüência positiva para as três fases, após a Decomposição 2.

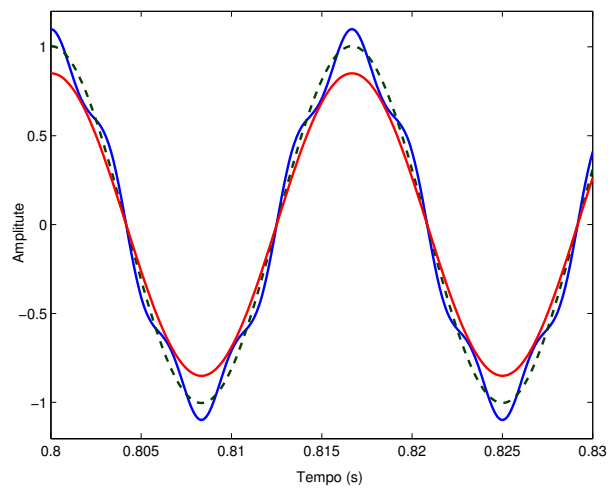


Figura 4.16: Sinais sobrepostos para uma das fases.

No que se refere à complexidade computacional, o algoritmo é bastante simples e necessita apenas de algumas somas (4) e multiplicações (2) para encontrar as ondas fundamentais de sequência positiva da tensão e da corrente.

B) Algoritmos alternativos

Com o mesmo objetivo da implementação no domínio do tempo das componentes simétricas de *Fortescue* e da identificação da sequência positiva, outros algoritmos poderiam ser implementados.

Nos trabalhos [15, 20, 21] foi proposto um algoritmo que utiliza a matriz de transformação para componentes ortogonais $(\alpha, \beta, 0)$ de Clarke [77], para então calcular as componentes de sequência através de operadores defasadores de um quarto do período $\frac{T}{4}$ ou um quarto do número de amostras $\frac{N}{4}$. Técnica semelhante também foi abordada em [130, 133], onde após uma análise detalhada da transformação de coordenadas empregada, constatou-se que o método poderia ser implementado com operadores defasadores de um sexto de período $\frac{T}{6}$.

Entretanto, vale destacar que tais métodos são computacionalmente, ou mesmo teoricamente, muito mais complexos do que o descrito na seção anterior, uma vez que necessitam das transformadas direta e inversa de Clarke.

C) Quanto à relação com a decomposição anterior

Uma vez que a *Decomposição 2* é implementada após a identificação dos sinais fundamentais, sua resposta dinâmica, precisão, sensibilidade a variações de frequência e outras características práticas estão estreitamente relacionadas com o algoritmo escolhido para *Decomposição 1*.

4.2.2 Filtro FIR modificado

A segunda técnica avaliada para identificação da sequência positiva foi proposta inicialmente para aplicações em relés digitais [120], mas também pode ser encontrada em referências como [121, 134]. Recentemente, foi detalhada e sugerida para o controle de filtros ativos de tensão por [123, 135].

Basicamente, a técnica consiste em modificar o filtro baseado na SDF, proposto para identificação das ondas fundamentais, de forma a facilitar o cálculo posterior da componente de sequência positiva.

Em um sistema trifásico, a SDF_1 deve ser aplicada a cada um dos sinais de tensão e corrente (fases abc) para identificação das componentes fundamentais, ou seja:

$$v_{1a}[k] = \frac{2}{N} \sum_{c=0}^{N-1} v_a[k-c] \cdot \cos\left[\frac{2\pi}{N} \cdot c\right], \quad (4.19)$$

$$v_{1b}[k] = \frac{2}{N} \sum_{c=0}^{N-1} v_b[k-c] \cdot \cos\left[\frac{2\pi}{N} \cdot c\right], \quad (4.20)$$

$$v_{1c}[k] = \frac{2}{N} \sum_{c=0}^{N-1} v_c[k-c] \cdot \cos\left[\frac{2\pi}{N} \cdot c\right]. \quad (4.21)$$

No entanto, se o objetivo for a obtenção direta da componente fundamental de seqüência positiva (associação das Decomposições 1 e 2) e observando as equações (4.9) e (4.10), pode-se concluir que as componentes fundamentais das fases *b* e *c* devem ser atrasadas de 240° ($\frac{2N}{3}$) e 120° ($\frac{N}{3}$), respectivamente em relação à fase *a*. Assim, os filtros aplicados às fases *b* e *c* poderiam ser modificados como:

$$v'_{1b}[k] = \frac{2}{N} \sum_{c=0}^{N-1} v_b[k-c] \cdot \cos\left[\frac{2\pi}{N} \cdot \left(c - \frac{2N}{3}\right)\right] \quad (4.22)$$

e

$$v'_{1c}[k] = \frac{2}{N} \sum_{c=0}^{N-1} v_c[k-c] \cdot \cos\left[\frac{2\pi}{N} \cdot \left(c - \frac{N}{3}\right)\right], \quad (4.23)$$

onde o símbolo ' representa as componentes fundamentais “modificadas” em função do cálculo da seqüência positiva.

Desta forma, a componente de seqüência positiva da fase *a* pode ser calculada por:

$$v_{1a}^+[k] = \frac{1}{\sqrt{3}}(v_{1a}[k] + v'_{1b}[k] + v'_{1c}[k]) \quad (4.24)$$

e, conseqüentemente, as respectivas componentes da seqüência positiva das fases *b* e *c* seriam:

$$v_{1b}^+[k] = v_{1a}^+[k - \frac{2N}{3}] \quad e \quad v_{1c}^+[k] = v_{1a}^+[k - \frac{N}{3}]. \quad (4.25)$$

Portanto, uma vez que as componentes de corrente podem ser obtidas por equacionamento similar, seria possível definir os vetores tri-dimensionais de seqüência positiva e eventuais parcelas associadas ao diagrama da Figura 3.5:

$$\mathbf{v}_1^+ = \begin{bmatrix} v_{1a}^+ \\ v_{1b}^+ \\ v_{1c}^+ \end{bmatrix} \quad \mathbf{i}_1^+ = \begin{bmatrix} i_{1a}^+ \\ i_{1b}^+ \\ i_{1c}^+ \end{bmatrix}. \quad (4.26)$$

Para ilustrar os resultados desta decomposição, a Figura 4.17 apresenta três sinais (tensões ou correntes de fase), com ondas fundamentais assimétricas em amplitude (1-0,85-0,7) e com 10% de 3°, 5° e 7° harmônicos respectivamente, bem como as componentes fundamentais de seqüência positiva obtidas após a decomposição proposta (*valp*, *vb1p*, *vc1p*). Na seqüência, a Figura 4.18 apresenta a sobreposição da tensão de entrada com a componente de seqüência positiva da fase “a”, ilustrando que a decomposição não gera defasagem entre entrada e saída.

A) Quanto à resposta dinâmica e complexidade computacional

A resposta dinâmica do algoritmo está relacionada com a SDF, ou seja, é fixa e limitada a um ciclo da fundamental. No que se refere à complexidade computacional, o algoritmo utiliza poucas somas e multiplicações além das da própria SDF.

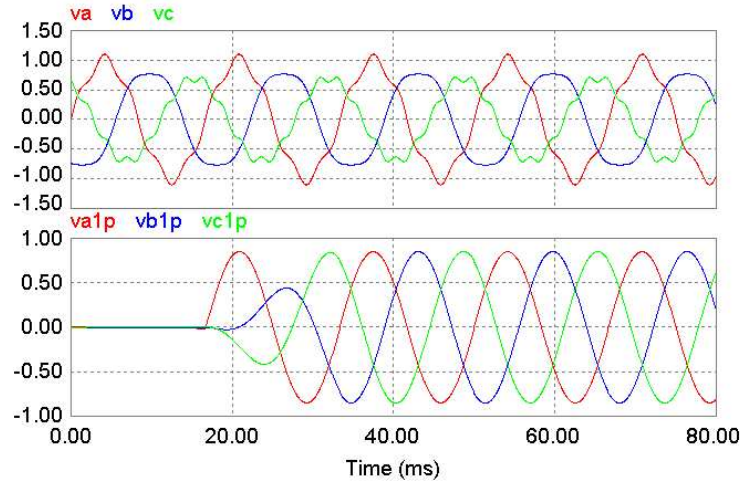


Figura 4.17: Tensões de entrada distorcidas e assimétricas e componentes fundamentais de sequência positiva após a Decomposição 2.

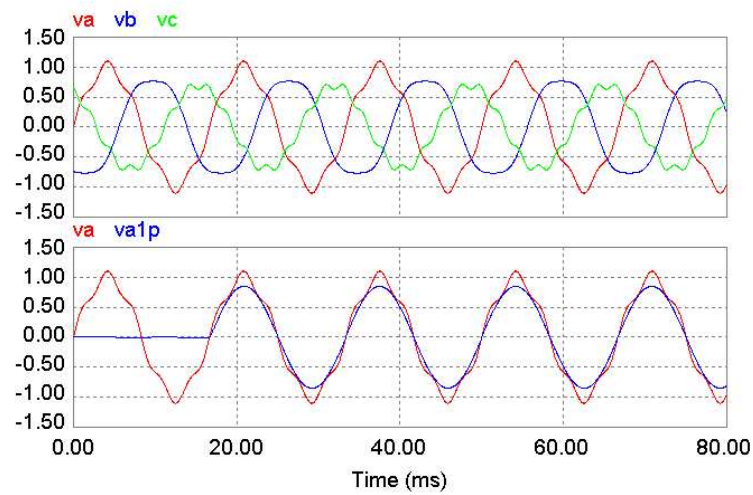


Figura 4.18: Sinais sobrepostos para uma das fases.

B) Efeitos sob variações da frequência fundamental

Assim como no caso do filtro FIR isolado, baseado na SDF, a SDF modificada para o cálculo da sequência positiva também é sensível a eventuais variações da frequência dos sinais medidos. Portanto, ressalta-se a necessidade da implementação do algoritmo auxiliar baseado em um PLL, para garantir a sintonia do filtro e seu bom desempenho.

4.2.3 Discussão

Os mesmos comentários da seção anterior sobre a *Decomposição 1* são válidos para os dois algoritmos propostos para efetuar a *Decomposição 2*.

Além disto, uma vez que eventuais variações da frequência fundamental dos sinais medidos podem influenciar nos resultados das Decomposições 1 e 2, ou seja, podem levar a erros no cálculo das ondas fundamentais e das componentes de sequência positiva, destaca-se a importância em garantir imunidade à presença de tais desvios de frequência.

Por este motivo, além da estratégia sugerida, de adaptar a frequência de amostragem em função da frequência dos sinais medidos, na próxima seção também será detalhado um novo detector de sequência positiva, o qual, por trabalhar em conjunto com o PLL proposto, é imune a erros de frequência.

4.3 Identificação da frequência e do ângulo de sincronismo da tensão de fornecimento

A detecção rápida e precisa da frequência e do ângulo de sincronismo da tensão fundamental é de grande interesse para aplicações de controle ou análise dos sistemas de potência. A ação correta de vários equipamentos eletrônicos, tais como fontes ininterruptas de energia, equipamentos de co-geração ou geração distribuída, retificadores controlados, *filtros ativos*, dispositivos FACTS e relés digitais, pode estar relacionada com a informação do ângulo de fase das tensões. Além disto, como visto nas seções anteriores, vários indicadores de qualidade ou conformidade da energia também se baseiam em algoritmos sensíveis a variações da frequência fundamental.

Assim, mesmo não constituindo uma decomposição específica da metodologia seletiva de identificação de distúrbios, proposta no capítulo anterior, faz-se necessária a identificação da frequência e do ângulo de sincronismo da rede.

Nos últimos anos, diferentes algoritmos e circuitos têm sido propostos no sentido de obter tais informações. O foco dos estudos tem sido garantir boa resposta dinâmica, precisão em regime permanente e robustez na presença de distorções harmônicas e desbalanços na tensão da rede [136, 137, 138, 139, 140, 141].

Os métodos mais frequentes são derivados de técnicas baseadas em detecção do cruzamento por zero [136, 137], Transformada Discreta de Fourier Adaptativa [126], técnicas de

demodulação ou circuitos PLL (*Phase Locked Loop*), sendo este último o método analisado e proposto por este trabalho. Cada um destes métodos apresenta vantagens e desvantagens dependendo da aplicação final, das condições da tensão da rede e das características do sistema analógico ou digital onde são implementados.

4.3.1 Algoritmo de detecção de fase em malha-fechada (PLL)

Originalmente, os circuitos analógicos de sincronismo eram baseados em uma estrutura de controle por realimentação, a qual utilizava um circuito integrado (CI) detector de fase, um oscilador de tensão controlado (VCO, *Voltage Controlled Oscillator*), um filtro passa-baixas e um CI de comparação. Tal estrutura foi amplamente utilizada em várias aplicações da eletrônica industrial, de potência e em sistemas de comunicação. Entretanto, com o avanço dos sistemas microprocessados, fez-se necessário o desenvolvimento de algoritmos PLL, desenvolvidos via software, para aplicações digitais [139, 142, 143, 144, 145, 146].

No caso de aplicações em eletrônica de potência ou sistemas de potência, os projetos mais interessantes baseiam-se, principalmente, em estruturas PLL desenvolvidas a partir de transformações para os sistemas de coordenadas estacionário ($\alpha, \beta, 0$ ou a, b, c) ou rotacional (d, q), com destaque aos trabalhos associando o princípio de funcionamento do PLL às definições de potência instantânea [144, 145, 146, 147, 148].

A) Sobre os Algoritmos de PLL baseados na teoria de potências instantâneas

Por apresentarem resultados interessantes em aplicações trifásicas, especialmente sob condições de pouca distorção e desequilíbrio das tensões, os modelos de PLL baseados nas definições de potência instantânea vêm sendo utilizados em aplicações como, por exemplo, controle de filtros ativos e dispositivos FACTS [146, 127, 128, 82, 149].

Uma análise interessante de tais modelos pode ser encontrada em [145, 147]. A associação com a potência instantânea se dá pela relação dos sinais de entrada do PLL com suas variáveis internas (senóides). Dependendo do modelo adotado, o PLL produz um conjunto de senóides unitárias que podem estar em fase ou ortogonais às tensões medidas. Em [145] também foi proposto um modelo PLL para sistemas monofásicos.

Entretanto, sob condições de distorção das formas de onda e assimetrias das tensões de entrada, os modelos propostos ainda necessitavam de algum tipo de filtro para auxiliar na convergência e garantir bons resultados na identificação da frequência, especialmente os modelos trifásicos [131, 145].

Um estudo detalhado destas estruturas de PLL mostrou que a necessidade de tal filtro não é uma mera questão de ajuste às condições não-senoidais ou desequilibradas, mas sim uma exigência dos modelos anteriores. A presença de tal filtro é uma premissa para garantir a ortogonalidade necessária ao funcionamento do PLL. No caso bastante específico da implementação de um PLL trifásico, onde as tensões medidas são senoidais e balanceadas, o efeito da presença

do filtro não é notado. No entanto, esta condição não pode ser expandida para o caso geral.

Assim, um novo modelo foi proposto com base em propriedades da álgebra vetorial e na definição teórica de ortogonalidade entre funções temporais. Uma vez que a precisão e resposta dinâmica do PLL estão relacionadas com o projeto de seu regulador proporcional-integral (PI), também será discutida a metodologia de ajuste dos ganhos deste PI, bem como aspectos práticos de sua implementação em sistemas discretos.

B) Álgebra vetorial multidimensional e ortogonalidade entre vetores

Seguindo a abordagem vetorial, o modelo do PLL proposto utiliza a definição do produto escalar de vetores e o conceito de ortogonalidade [99], para fundamentar sua base matemática.

Assim, assumindo um vetor instantâneo de tensões $\mathbf{v}$ e um outro vetor qualquer $\mathbf{u}$, ambos não nulos:

$$\mathbf{v} = \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ \vdots \\ v_m \end{bmatrix} \quad \mathbf{u} = \begin{bmatrix} u_a \\ u_b \\ \vdots \\ u_m \end{bmatrix}, \quad (4.27)$$

o **produto escalar** (*dp*, *dot product*) entre os dois é dado por:

$$dp = \mathbf{v} \cdot \mathbf{u} = v_a \cdot u_a + v_b \cdot u_b + \cdots + v_m \cdot u_m = \sum_{l=a}^m v_l \cdot u_l, \quad (4.28)$$

sendo os mesmos ditos **vetores ortogonais** ($\perp$) em um dado intervalo de tempo ($t_1 \leq t \leq t_2$), com respeito a uma determinada função peso ($w(t) > 0$), se e somente se:

$$\mathbf{v} \perp \mathbf{u} \Leftrightarrow \int_{t_1}^{t_2} w(t) \cdot (\mathbf{v}(t) \cdot \mathbf{u}(t)) dt = 0. \quad (4.29)$$

Assumindo a função peso como sendo o inverso do período de integração ($w(t) = \frac{1}{t_2 - t_1}$), então a equação anterior pode ser reescrita como:

$$\overline{dp} = \overline{\mathbf{v} \cdot \mathbf{u}}_{\perp} \equiv \frac{1}{t_2 - t_1} \int_{t_1}^{t_2} \mathbf{v}(t) \cdot \mathbf{u}(t) dt = 0, \quad (4.30)$$

o que significa que a média do produto escalar entre dois vetores ortogonais deve ser sempre nula, independentemente das suas amplitudes relativas ou formas de onda.

Como mencionado nos Capítulos 2 e 3, no caso de sinais periódicos, tais como funções trigonométricas, a condição de ortogonalidade pode ser aplicada ao período T :

$$\overline{dp} = \overline{\mathbf{v} \cdot \mathbf{u}}_{\perp} \equiv \frac{1}{T} \int_{t_2-T}^{t_2} \mathbf{v}(t) \cdot \mathbf{u}(t) dt = 0 \quad (4.31)$$

e considerando um PLL digital, a expressão anterior pode ser implementada como a soma discreta:

$$\overline{dp}[k] = \overline{\mathbf{v} \cdot \mathbf{u}_\perp}[k] \equiv \frac{1}{N\Delta} \sum_{c=1}^N \left\{ \sum_{l=1}^m v_l[k - c\Delta] \cdot u_l[k - c\Delta] \right\} = 0, \quad (4.32)$$

onde “ Δ ” é o intervalo de amostragem, “ N ” é o número de amostras por período ($T = N \cdot \Delta$) e “ k ” é o contador de amostras do algoritmo.

Destaca-se que a equação anterior também pode ser interpretada como um filtro de média móvel [110], e representa um método simples e eficiente para calcular o valor médio de valores ou grandezas temporais.

C) Modelo do PLL monofásico - caso geral

Em contraste com trabalhos anteriores [144, 145, 146, 147] e embasado nas definições de ortogonalidade apresentadas, esta seção apresenta o modelo proposto de PLL monofásico (1ϕ -PLL) digital (*software*). Tal PLL é capaz de fornecer a informação sobre a frequência e o ângulo de sincronismo da tensão de fase utilizada no modelo, independentemente das demais fases, quando existentes [150, 151].

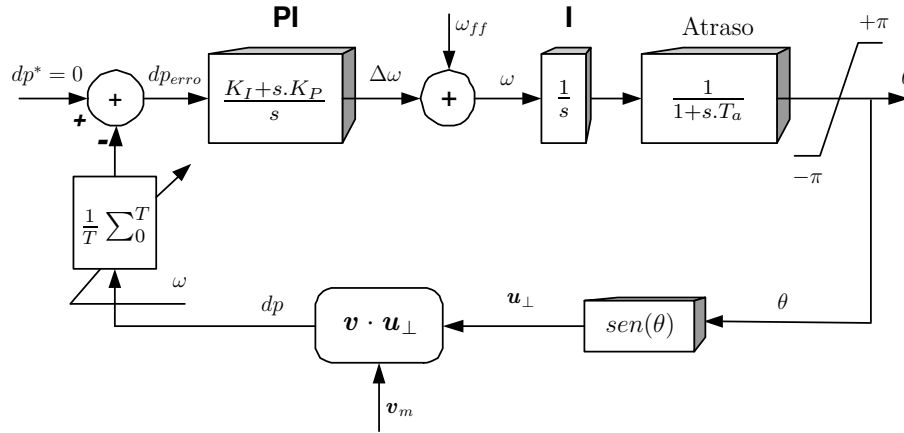
A Figura 4.19 ilustra a estrutura do (1ϕ -PLL) proposto. A idéia central é sintetizar, a partir das variáveis internas do PLL (ω, θ), uma senóide de amplitude unitária ($u_\perp$), a qual em condições de regime permanente, deve ser ortogonal (4.32) à fundamental da tensão medida (v_m). Desta forma, o valor médio do produto escalar entre a tensão medida e a senóide gerada digitalmente, deve convergir para zero. Como pode ser observado na Figura, a função temporal instantânea θ , a qual define o argumento utilizado para sintetizar a senóide unitária $u_\perp$ é obtida integrando a variável de saída do regulador PI, ou seja, a frequência da rede (ω) dada em rad/s.

Neste modelo, enquanto o algoritmo do PLL busca sintetizar a senóide unitária para satisfazer a condição de ortogonalidade com a tensão medida (v_m), o regulador PI converte o erro do produto escalar (dp_{erro}) em um sinal de correção da frequência ($\Delta\omega$), possibilitando a identificação correta da frequência do sinal de entrada (ω). Para melhorar a resposta dinâmica inicial do PLL, a variável ($\omega_{ff} = 2\pi f_n$) é utilizada como valor de inicialização, sendo f_n a frequência nominal do sistema em Hz.

Portanto, na condição onde o erro do produto escalar é nulo, o regulador PI fornece um valor constante na saída, igual à frequência da rede ω . Na sequência, o PLL é sintonizado através do argumento ($\theta = \omega \cdot t$), o qual é atrasado em 90° ($-\frac{\pi}{2}$) em relação ao ângulo de fase da tensão medida (condição de ortogonalidade). Assim, o ângulo de sincronismo da tensão medida v_m pode ser obtido por:

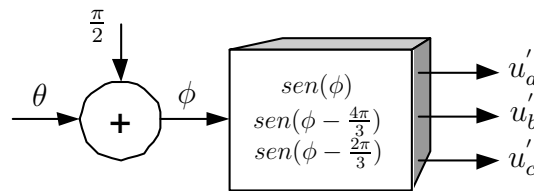
$$\phi_m = \theta + \frac{\pi}{2}. \quad (4.33)$$

Sendo a proposta desenvolver um PLL puramente digital, o modelo também deve prever a função “atraso” digital ($\frac{1}{1+sT_d}$), conforme ilustrado na figura. Tal função representa o atraso entre a conversão analógico-digital de uma amostra e a saída do PLL. Tal atraso é tipicamente

Figura 4.19: PLL monofásico (1ϕ -PLL) - Modelo geral.

definido pelo período de amostragem utilizado (T_a).

Mais adiante será apresentada e discutida uma estrutura de PLL trifásico, a qual, em determinadas condições, pode ser interessante. Entretanto é importante destacar que mesmo em aplicações trifásicas o modelo monofásico é perfeitamente capaz de fornecer a frequência de interesse (ω), uma vez que esta é a mesma para as outras fases do sistema. No que se refere ao ângulo de sincronismo, se o 1ϕ -PLL for aplicado sobre a fase “a”, por exemplo, os ângulos de sincronia com as fases “b” e “c” podem ser obtidos como no diagrama da Figura 4.20, o qual ilustra um gerador de senóides unitárias (u'_a, u'_b, u'_c) sincronizadas com as tensões nas fases a, b, c :

Figura 4.20: Gerador de senóides de sincronia baseado em 1ϕ -PLL.

C.1 Filtro de média móvel adaptativo

Para garantir a condição de ortogonalidade (4.31) e precisão ao PLL, o filtro de média móvel da Figura 4.19 deve ser auto-ajustável ou *adaptativo* em relação a variações da frequência da tensão de entrada, ou seja, em relação ao intervalo no qual a média é efetuada.

Considerando a implementação discreta do filtro exatamente como em (4.32), tal adaptação pode ser efetuada de duas maneiras. A primeira delas, ao identificar uma variação na frequência ω e conseqüentemente no período T , altera o número de amostras “N” por período, para garantir

a média sob o intervalo correto. A segunda técnica, ao identificar o desvio da frequência do seu valor nominal, altera a frequência de amostragem do sistema digital, de forma que o número de amostras em um ciclo T , seja sempre constante e igual a “N”, ou seja:

$$f_a = \frac{1}{T_a} = N \cdot \frac{\omega}{2\pi} . \quad (4.34)$$

Como a frequência da rede normalmente apresenta pequenas variações em torno do seu valor nominal, pode ocorrer que ao utilizar a primeira estratégia de adaptação, o número de amostras calculado para o novo período seja uma dízima, dificultando ou limitando a atuação do sistema. Por outro lado, utilizando a técnica de *alterar a frequência de amostragem*, o número de amostras do ciclo pode ser mantido constante com bastante precisão. Além disto, pequenas variações na frequência de amostragem não trazem prejuízos ao PLL ou aos outros algoritmos digitais utilizados neste trabalho e por estas razões, foi a estratégia escolhida para ajustar o filtro de média móvel.

A alteração da taxa de amostragem pode ser implementada com facilidade no DSP utilizado (ADMC401), uma vez que é possível a atualização em tempo real de uma variável (registrador PWMTM) dedicado à definição do intervalo de amostragem (T_a). Entretanto, deve-se levar em conta que a mudança de T_a pode afetar os coeficientes de outros filtros ou reguladores baseados nessa taxa de amostragem.

Aqui vale destacar que este algoritmo de adaptação da frequência de amostragem é importante não apenas para o funcionamento do PLL proposto, mas também para manter a sintonia do filtro FIR (SDF) e do algoritmo de cálculo da sequência positiva discutidos nas seções anteriores.

Ainda sobre o filtro de média móvel, também é importante ressaltar que se sub-harmônicas (modulações de frequência inferior a da fundamental) forem esperadas, o filtro de média deveria ser realizado sobre um período (T) maior que um ciclo da fundamental (de acordo com a mínima frequência que se deseje garantir imunidade).

C.1.1 Função de transferência do filtro de média móvel

A saída do filtro de média móvel, em resposta a $dp(t)$, é dada por:

$$\overline{dp} = \frac{1}{T} \int_{t_2-T}^{t_2} dp(t) dt . \quad (4.35)$$

Tal integral é idêntica ao resultado da convolução de $dp(t)$ com um pulso retangular de amplitude $\frac{1}{T}$, no intervalo $0 < t < T$, ou seja:

$$dp(t) * h(t) = \int_{-\infty}^{\infty} dp(\tau) h(t - \tau) d\tau . \quad (4.36)$$

Se a resposta de qualquer sistema linear é igual à entrada convoluída com a resposta ao impulso. Logo, a resposta ao impulso do filtro de média móvel é dada pelo pulso retangular como:

$$h(t) = \frac{1}{T}[u(t) - u(t - T)] , \quad (4.37)$$

onde $u(t)$ define uma função degrau unitário.

Desta forma, o filtro de média móvel pode ser representado no domínio de *Laplace* como sendo:

$$H_{filter}(s) = \frac{1 - e^{-sT}}{sT} . \quad (4.38)$$

Entretanto, tal função de transferência não-linear pode ainda ser simplificada através da utilização da *Série de Taylor*, resultando na aproximação linear descrita em (4.39). Além disto, uma vez que os valores dos termos de ordem maiores que 1 são relativamente pequenos em 60Hz (em relação aos termos de ordem 0 e 1), os mesmos podem ser desprezados de forma que a função de transferência do filtro resulte em um ganho praticamente constante e unitário, não influenciando na função de transferência global do PLL [145].

$$H_{filter}(s) = \frac{1 - [1 - sT + \frac{(sT)^2}{2!} - \frac{(sT)^3}{3!} \dots]}{sT} \cong 1 . \quad (4.39)$$

C.2 Projeto do regulador PI

Como mencionado, um dos pontos mais importantes no projeto do PLL digital proposto é o ajuste dos ganhos do regulador PI, o qual define a precisão e resposta dinâmica do PLL [138, 139, 145, 148].

Considerando-se a implementação discreta do PLL e assumindo-se que a frequência de amostragem do sistema digital é bem mais elevada do que a faixa de frequências onde o PLL deve atuar, a função não-linear de realimentação da Figura 4.19 pode ser simplificada para a estrutura linear da Figura 4.21. Isto é possível uma vez que pequenas variações do argumento θ resultam na aproximação $\sin(\Delta\theta) \equiv \Delta\theta$, como discutido em [138, 146].

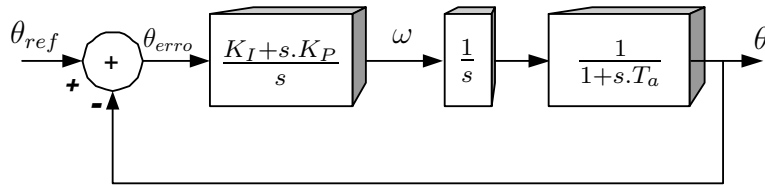


Figura 4.21: Modelo do PLL simplificado

Uma vez que ω_n é usado apenas no processo de inicialização do PLL (Figura 4.19), a função ou planta a ser controlada pelo regulador PI é constituída apenas pelo integrador ($\frac{1}{s}$) e pelo atraso digital, de forma que as funções transferência de malha aberta (H_{ma}) e malha fechada (H_{mf}) do sistema resultam respectivamente:

$$H_{ma}(s) = PI(s) \cdot H_{planta}(s) = \left(\frac{K_I + s.K_P}{s}\right) \cdot \left(\frac{1}{s}\right) \cdot \left(\frac{1}{1 + s.T_a}\right) \quad (4.40)$$

e

$$H_{mf}(s) = \frac{H_{ma}(s)}{1 + H_{ma}(s)} = \frac{s.K_P + K_I}{s^3.T_a + s^2 + s.K_P + K_I} \quad (4.41)$$

Idealmente, o que se deseja é que a função de terceira ordem anterior seja controlada com boa resposta dinâmica e pequenos erros em regime permanente. Também é desejável que o sistema seja robusto em condições transitórias e imune a ruídos no sinal de entrada. No entanto, em aplicações práticas, o ajuste do PI para obter todas estas condições simultâneas é bastante difícil e, muitas vezes, deve-se fazer uma opção de acordo com as características mais interessantes ao sistema final onde o PLL será utilizado.

Vários métodos de ajuste dos ganhos do PI poderiam ser aplicados [138, 145, 152, 153]. No entanto, com a consideração de altas frequências de amostragem, ou seja, pequenos valores de T_a , o sistema de terceira ordem (4.41) pode ser reduzido para forma canônica de segunda ordem como em (4.42), sem influenciar ou prejudicar a controlabilidade do sistema.

$$H_{mf}(s) = \frac{2\xi\omega_n s + \omega_n^2}{s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2} = \frac{K_P s + K_I}{s^2 + K_P s + K_I} \quad (4.42)$$

Tal consideração é possível uma vez que o pólo relativo à função “atraso digital”, posicionado no semi-plano esquerdo do plano- s , está relativamente distante da origem e dos outros dois pólos da função de transferência (4.41) e, portanto, pode ser desconsiderado [152, 153].

Desta forma, os ganhos do regulador PI podem ser ajustados de acordo com a equação anterior, resultando:

$$K_P = 2\xi\omega_n \quad K_I = \omega_n^2, \quad (4.43)$$

onde ω_n define a frequência de interesse (*crossover*) da malha fechada e ξ é o fator de amortecimento do regulador, normalmente definido entre $0,5 \leq \xi \leq 1$.

C.3 Resposta dinâmica e estabilidade do PLL

Uma breve análise da resposta dinâmica e estabilidade do sistema foi realizada através do estudo dos diagramas de Bode e da resposta ao degrau da função transferência de malha fechada.

Por exemplo, considerando um projeto onde a frequência de malha fechado fosse definida por $\omega_n = 45 \text{ rad/s}$ e $\xi = 0,707$, o diagram de Bode e a resposta ao degrau da equação de segunda ordem (4.42) seriam como nas Figuras 4.22 e 4.23, respectivamente. Neste caso, o ganho proporcional calculado foi $K_P = 64$, enquanto o ganho integral foi $K_I = 2,025$.

Observando a Figura 4.22 pode-se notar que a resposta em frequência do PLL funciona como um filtro passa-baixas, minimizando o impacto das frequências de entrada fora da faixa

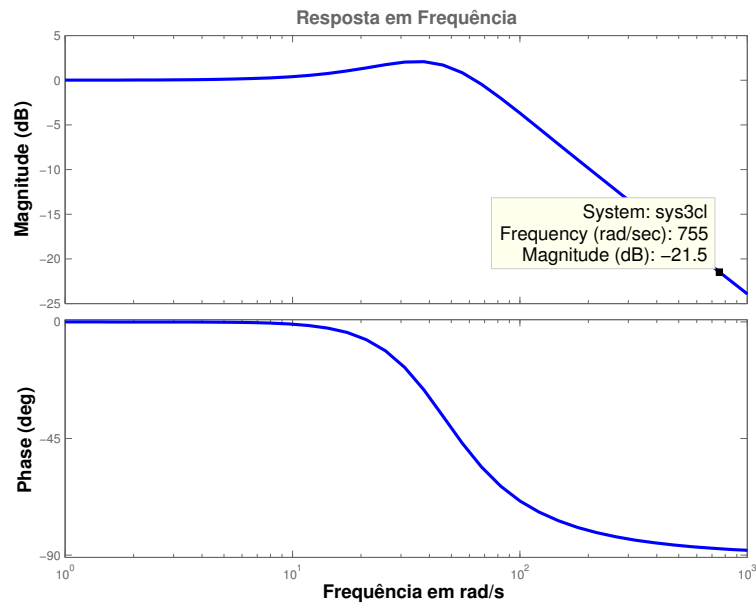


Figura 4.22: Diagrama de Bode da função de transferência ($\omega_n = 45\text{rad/s}$ e $\xi = 0,707$).

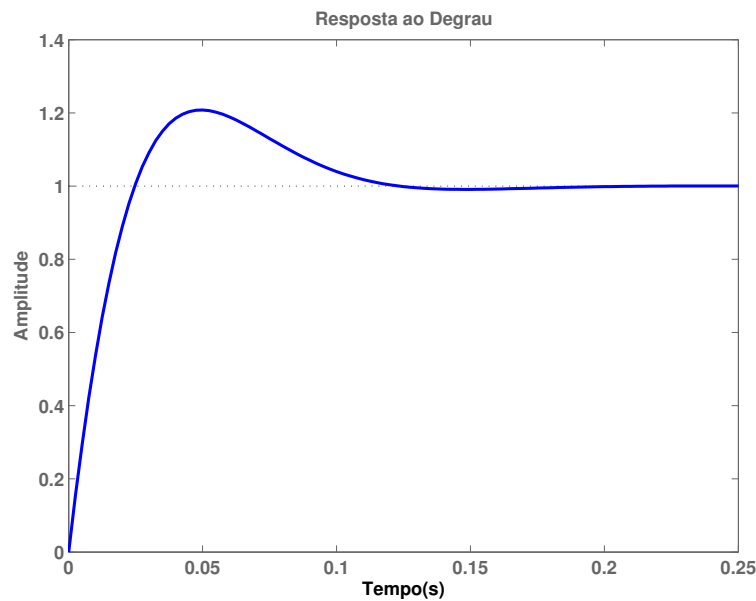


Figura 4.23: Resposta ao degrau da função de transferência ($\omega_n = 45\text{rad/s}$ e $\xi = 0,707$).

de interesse. Por exemplo, frequências de 120Hz (754 rad/s) seriam atenuadas de aproximadamente 22dB. Portanto, quanto menor a frequência de malha fechada (ω_n), menos sensível será o PLL a ruídos ou distorções harmônicas do sinal de entrada. Como pode ser observado na Figura 4.24, se ω_n for reduzido à metade, a atenuação em 120Hz passaria para 27,5 dB (5,5 dB a menos do que no caso anterior).

Entretanto, reduzir a frequência de corte demasiadamente significa deixar a resposta transitória do PLL cada vez mais lenta, o que pode ser observado através das Figuras 4.23 e 4.25 para ω_n respectivamente igual a 45 rad/s e 22,7 rad/s.

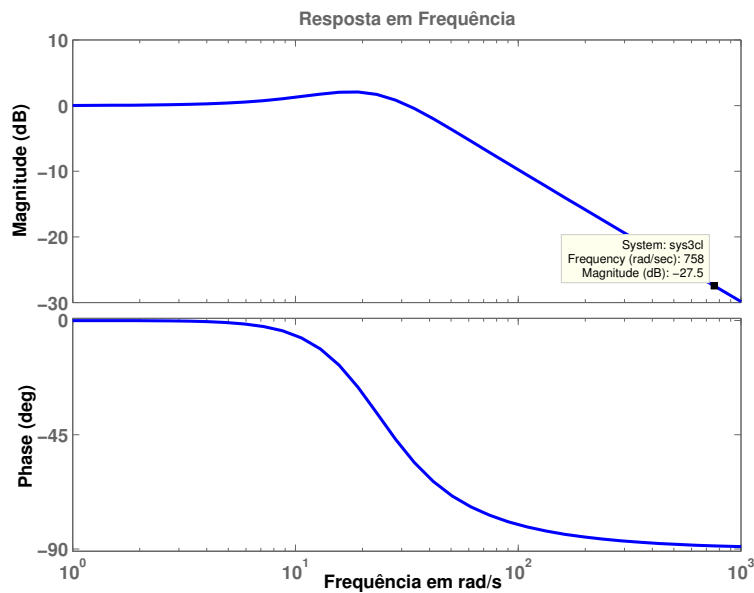


Figura 4.24: Diagrama de Bode da função de transferência ($\omega_n = 22,7$).

Portanto, destaca-se que o ajuste dos ganhos do controlador PI deve ser cuidadoso e deve ser baseado na necessidade de cada aplicação final, seja ela, monitoração da frequência para fins de análise, aplicações em condicionamento de energia (filtros ativos, UPS, dispositivos FACTS), bem como no nível de ruído ou distorção esperado em tal aplicação.

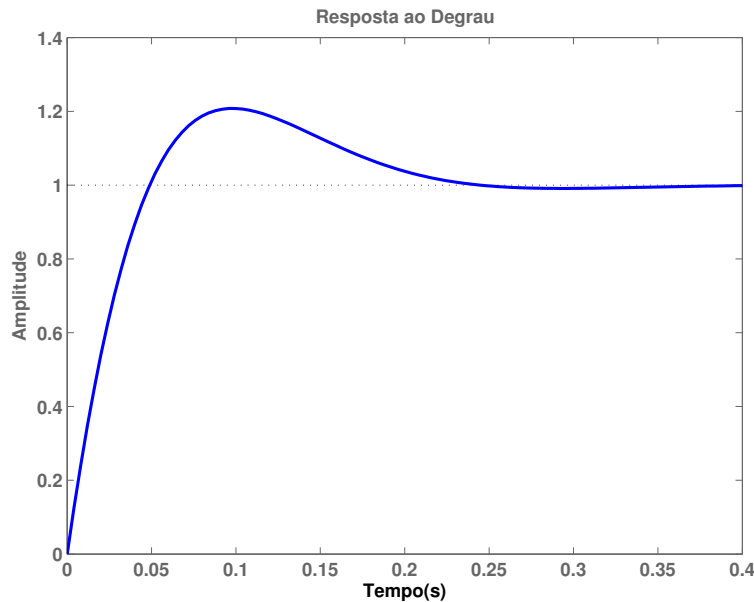


Figura 4.25: Resposta ao degrau da função de transferência ($\omega_n = 22, 7$).

Para ilustrar o funcionamento do PLL monofásico proposto, a Figura 4.26 mostra o desempenho no caso de $\omega_n = 20\text{rad/s}$ e $\xi = 0,707$ e uma tensão de entrada distorcida em 15% de 7º harmônico. A figura mostra a entrada (v), a senóide ortogonal (u) e o argumento θ variando entre $0 \leq \theta \leq 2\pi$.

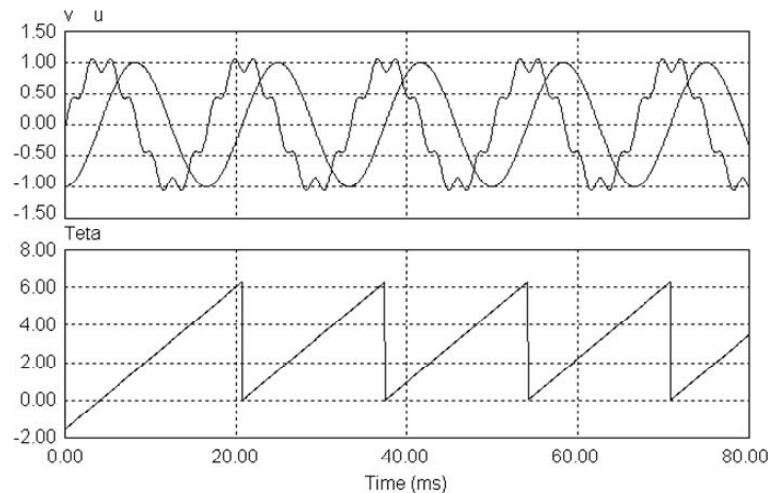


Figura 4.26: 1ϕ -PLL: entrada distorcida, senóide ortogonal e argumento.

Na Figura 4.27, além da tensão de entrada e da senóide unitária, também estão indicados a frequência angular ω , a qual converge para o valor correto em menos de dois ciclos, bem como o produto escalar (dp) e seu valor médio, o qual converge para zero devido à ação do regulador PI. Destaca-se que, neste caso, a convergência é mais rápida do que a estimada na Figura 4.25, simplesmente porque o PLL foi inicializado já com o valor nominal $\omega_{ff} = 2\pi f_n \text{rad/s}$, onde f_n é a frequência nominal do sistema (60Hz).

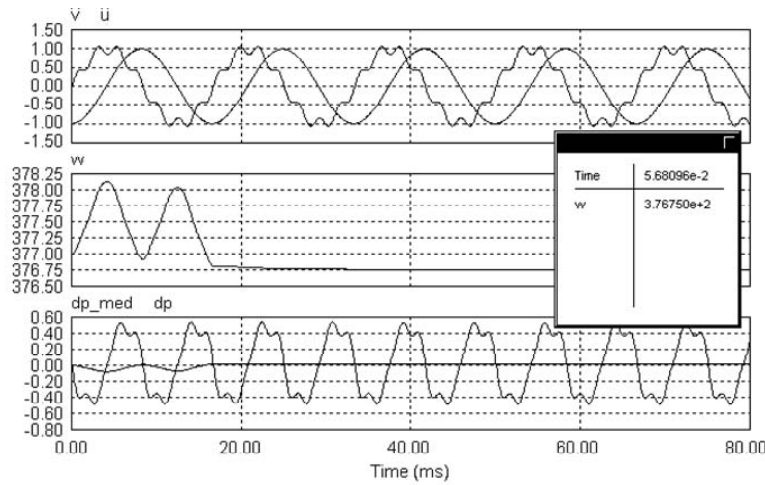


Figura 4.27: Convergência do 1 ϕ -PLL.

Notar que em momento algum da análise do PLL proposto foi necessário vincular o modelo a eventuais definições de potências instantâneas.

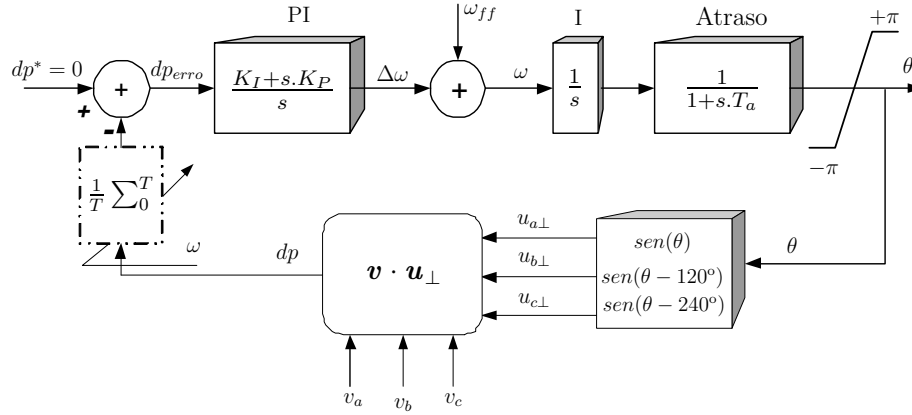
D) Modelo do PLL trifásico - caso específico

Em aplicações trifásicas, as informações necessárias dependem basicamente da frequência da rede, a qual é comum para todas as fases, e do ângulo de sincronismo de uma das fases. Portanto, o PLL monofásico apresentado na seção anterior é perfeitamente capaz de fornecer as informações de interesse (vide Figuras 4.20 e 4.19). Entretanto, como vários outros trabalhos têm proposto estruturas de PLL trifásicas, esta seção faz uma análise de um destes modelos e sua relação com as definições de potência instantânea.

O PLL trifásico analisado pode ser representado pela Figura 4.28. Como discutido em [145], seu modelo simplificado e sua função de transferência resultam exatamente iguais às do modelo monofásico proposto na Figura 4.21. Desta forma, tanto o critério de projeto dos ganhos do regulador PI, quanto as análises de estabilidade dinâmica são válidas para os dois modelos.

Entretanto, no caso das tensões medidas serem senoidais e balanceadas, uma característica bastante conveniente deve ser destacada. Nesta situação, o valor médio do produto escalar (dp) entre o vetor das tensões medidas ($\mathbf{v}$) e das senóides ortogonais ($\mathbf{u}_\perp$) resulta constante mesmo sem a necessidade do filtro de média móvel discutido na seção anterior. Desta forma, apenas o regulador PI é necessário para garantir a ortogonalidade entre os sinais de entrada do PLL e as senóides digitais.

Tal condição é válida mesmo considerando pequenas distorções ou desequilíbrios das tensões, isto porque, de acordo com o projeto do regulador PI, este funciona como uma espécie de filtro passa-baixas (bem como o filtro de média) e consegue minimizar a influência de pequenos distúrbios na tensão medida.

Figura 4.28: PLL trifásico (3ϕ -PLL) - Caso Específico.

É exatamente baseado nesta condição anterior que surge a relação com as definições de potência instantânea. Considere que as senóides unitárias possam ser associadas à grandeza corrente elétrica, o produto escalar entre as duas resultaria exatamente no valor da “potência instantânea”. Considere ainda que o argumento de saída do PLL (θ) possa ser deslocado de $\pm 90^\circ$, o resultado do produto escalar poderia ser equivalente a uma potência ativa ou reativa (imaginária) instantânea, fazendo com que o argumento θ fosse ortogonal ou em fase as tensões medidas. Como a associação de $u_\perp$ com correntes é uma mera conveniência, tais corrente e potências resultantes foram chamadas de fictícias em [147, 145].

Assim, considerando que na condição de tensões de entrada senoidais e equilibradas o produto escalar dp resulta naturalmente constante, como para potência instantânea no caso de circuitos com tensões e correntes equilibradas e senoidais, tal associação poderia ser conveniente. No caso do PLL da Figura 4.28, o valor constante (“médio”) de dp seria forçado a zero pela ação do regulador PI. Entretanto, na presença de assimetrias e distorções na tensão, seria novamente necessário o filtro de média móvel para eliminar as variações do produto escalar (potência instantânea oscilatória).

Detalhes sobre em quais situações o filtro de média poderia ser evitado e em quais seu uso é obrigatório, podem ser encontrados em [150, 151]. As discussões são basicamente relacionadas com as condições das tensões medidas.

Portanto, assim como no caso do PLL monofásico proposto, um modelo geral e robusto para o PLL trifásico também deveria conter o filtro de média sobre dp , o que torna o modelo trifásico menos interessante, já que requer a medida das três tensões e maior complexidade computacional (maior número de operações e o cálculo de dois senos a mais do que no caso monofásico). Além disso, como demonstrado na seção anterior, o modelo do PLL pode ser explicado baseado puramente em conceitos da álgebra vetorial, especialmente o de ortogonalidade e não requer as associações com grandezas elétricas.

Para ilustrar o funcionamento do PLL trifásico, as próximas figuras apresentam uma si-

mulação onde as tensões de entrada apresentavam 10% de 10^o harmônico e 5% de desbalanço entre as fases. Assim, a Figura 4.29 mostra as tensões de entrada (v_{sa}, v_{sb}, v_{sc}), a tensão de entrada e a senóide unitária ortogonal à fase “a” ($isa1$) e o argumento θ ($Theta$). A Figura 4.30 por sua vez, apresenta a tensão da fase “a” e a senóide unitária já defasada de 90^o (ϕ_a).

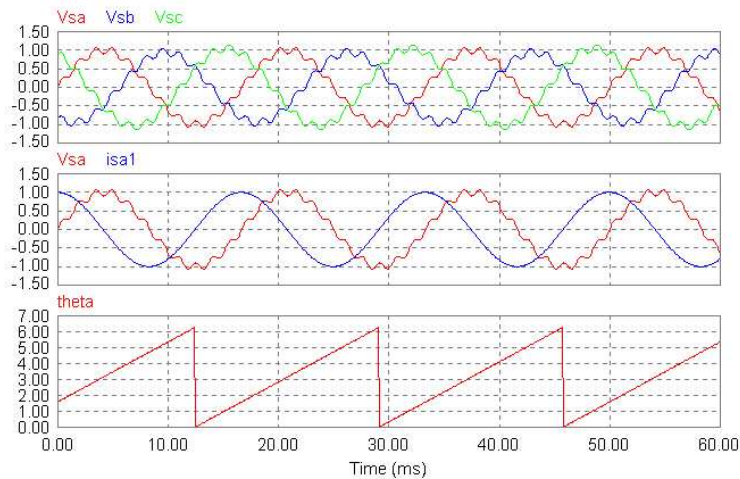


Figura 4.29: Performance do 3 ϕ -PLL com tensões de entrada distorcidas e desbalanceadas.

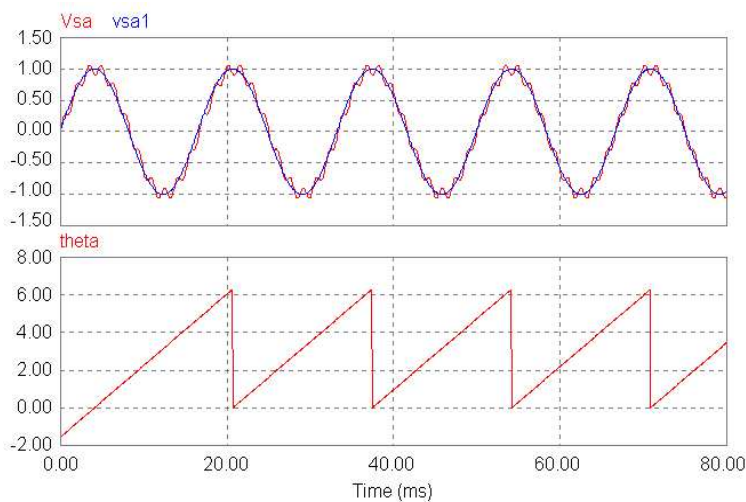


Figura 4.30: Detalhe da tensão da fase “a” e senóide sincronizada.

Considerando a implementação do PLL trifásico no DSP ADMC401, a próxima figura foi obtida usando as tensões medidas na saída de um Variac trifásico. Assim, a Figura 4.31 apresenta a tensão de entrada de uma das fases do Variac, a senóide unitária ortogonal à mesma e o argumento de saída do 3 ϕ -PLL. Observar que a tensão de entrada contém uma pequena distorção em forma de “achatamento” da forma de onda, o que não interfere no funcionamento correto do PLL.

Para avaliar a resposta do PLL a distúrbios na tensão de entrada ou mesmo a uma transição brusca da frequência, foi utilizado uma fonte de tensão programável (*California Instruments*). A Figura 4.32 apresenta a tensão de entrada do PLL e a senóide unitária, já sincronizada com a entrada. Observar que uma variação na amplitude da entrada (traço menor) não afeta o desempenho do PLL.

Já no caso da Figura 4.33, a fonte foi ajustada para fornecer um degrau de frequência de 50 para 60Hz em um determinado instante. Observar que com as tensões de entrada senoidais, o PLL foi capaz de rastrear o novo valor da frequência em aproximadamente um ciclo da tensão (o traço contínuo representa a frequência ω em rad/s).

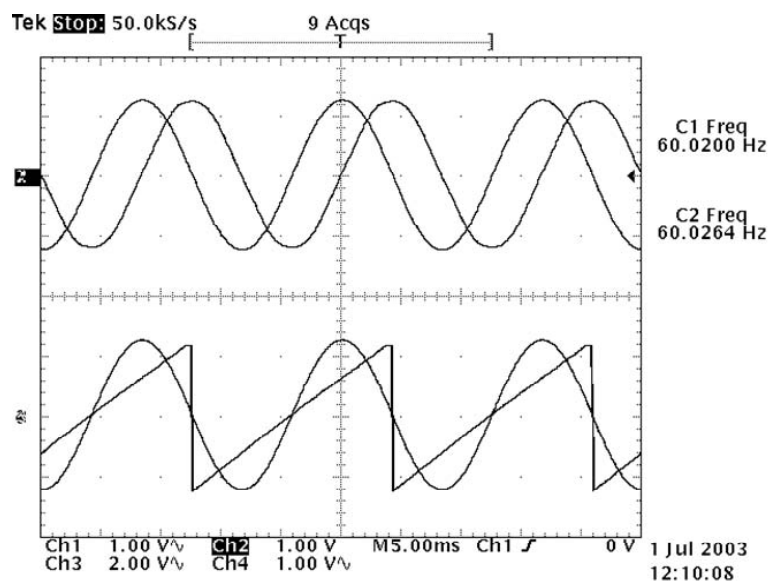


Figura 4.31: Tensão de entrada da fase “a”, senóide ortogonal e argumento.

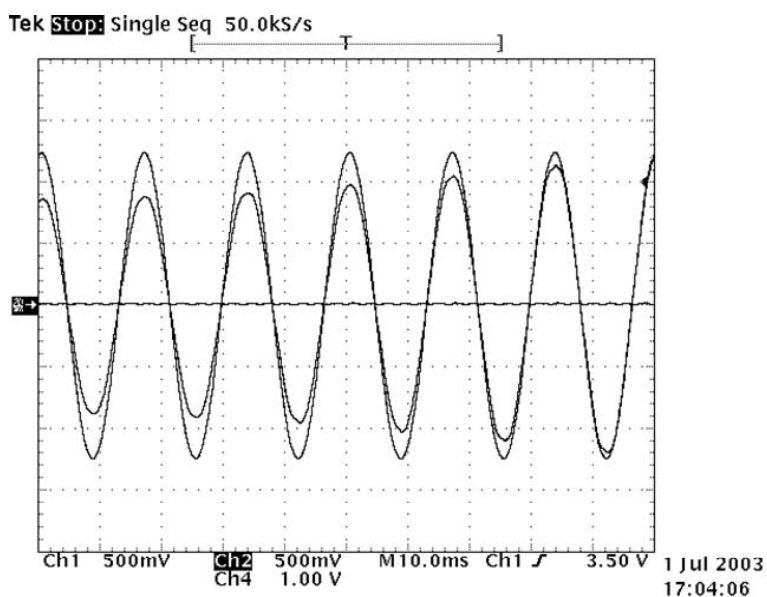


Figura 4.32: Variação da amplitude da tensão de entrada da fase “a”.

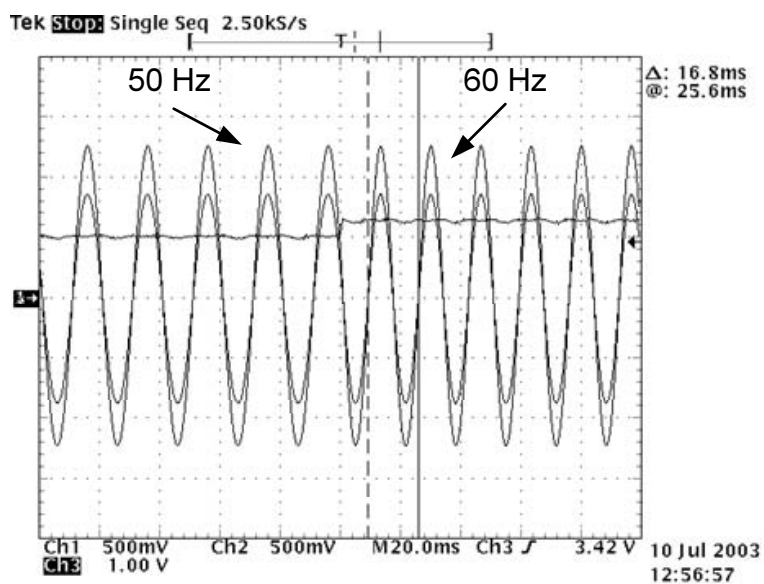


Figura 4.33: Degrau de frequência nas tensões de entrada.

E) Aspectos práticos da implementação do PLL em DSP

Considerando as simulações em computador ou a implementação em um DSP de ponto flutuante, os algoritmos do PLL (mono ou trifásico) podem ser implementados diretamente como nas Figuras 4.19 e 4.28, de forma relativamente simples e com bons resultados. Entretanto, quando a implementação for realizada em DSP de ponto-fixado, alguns cuidados adicionais devem ser tomados, são eles:

- é importante que as variáveis de entrada sejam normalizadas (escaloadas), por exemplo, através do uso de variáveis em *pu*. Tal medida permite que o sistema funcione em uma larga faixa das variáveis de entrada, além de minimizar erros de quantização por trabalhar com escalas muito distintas, por exemplo, a entrada em uma escala de $\pm 100V$ e as senóides ortogonais com $\pm 1V$;
- uma vez que a frequência angular nominal é normalmente conhecida (ω_n), é recomendável limitar a saída do regulador PI (ω) dentro de uma faixa apropriada, por exemplo, um percentual da frequência nominal. Esta preocupação deve minimizar instabilidades transitórias, ou mesmo que o sistema estabilize em um ponto indesejado;
- sempre que possível, utilizar reguladores PI com parte integral auto-ajustável, ou seja, algoritmos de *anti-windup* [152], os quais durante transitórios da entrada, priorizam a ação proporcional do regulador e limitam a parte integral, para depois reajustar os limites da ação integral em condições de regime permanente (tal algoritmo será discutido no Capítulo 6).

Considerando a segunda recomendação, deve-se destacar que o limite escolhido para limitar a saída do regulador PI pode afetar a dinâmica do sistema. Observar que na inicialização de um PLL com limitador em 10% no valor de ω , o sistema levou aproximadamente 30ms (Figura 4.34). Por outro lado, se o limitador for ainda mais estreito, por exemplo, 2% no valor de ω , o sistema pode levar mais de 80ms (Figura 4.35). O traço superior das figuras representa o valor de ω após o limitador, o traço do centro é o erro do produto escalar (dp_{erro}) e o traço inferior representa o argumento ou ângulo de saída (θ) do PLL.

F) Discussão

No contexto das decomposições de sinais propostas, esta última seção apresentou a discussão de possíveis modelos de PLL, apresentou e discutiu o modelo monofásico como o caso geral para as aplicações de interesse, bem como critérios de projeto e análise. Resultados de simulação e experimentais validaram as discussões.

Considerando o uso de um dos modelos propostos de PLL, ficaria então solucionado o problema das decomposições 1 e 2 (as quais utilizam filtro FIR), quanto à sensibilidade a variações de frequência.

Destaca-se que os modelos propostos não resultam de nenhuma associação com grandezas de corrente e potência, mas simplesmente de conceitos de ortogonalidade entre vetores, o que pode significar que os modelos seriam mais facilmente assimilados por estudiosos de outras áreas que

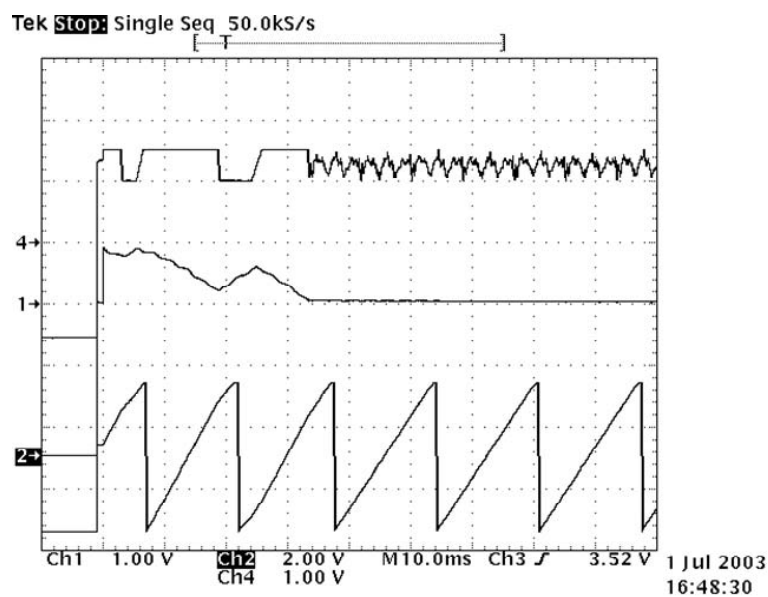


Figura 4.34: Saída do PI (ω) limitada em $\pm 10\%$ (traço superior), erro (traço intermediário) e fase (traço inferior).

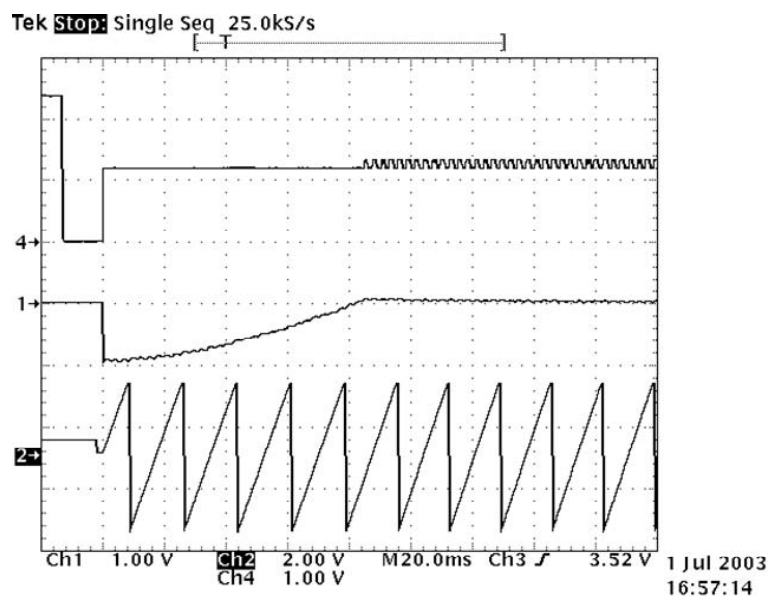


Figura 4.35: Saída do PI (ω) limitada em $\pm 2\%$ (traço superior), erro (traço intermediário) e fase (traço inferior).

não sistemas de potência, interessados em implementar apenas um algoritmo de sincronismo com um sinal (função) de entrada qualquer.

Portanto, destaca-se que, apesar da abordagem discutida fazer referência a tensões medidas, os mesmos princípios podem ser aplicados a qualquer outro sinal de entrada. Em [82] por exemplo, o autor propõe a utilização de um PLL para sincronismo com as correntes medidas.

Por fim, uma vez discutidos e avaliados os modelos dos PLL propostos, a próxima seção apresenta uma proposta de Detector de Sequência Positiva, o qual utiliza um 1ϕ -PLL e, apesar de apresentar os mesmos resultados em regime permanente do método de *Fortescue*, não é diretamente baseado no mesmo.

4.3.2 Detector de sequência positiva usando PLL (Decomposição 2)

Com discutido anteriormente, a identificação da sequência positiva é de extremo interesse em algumas aplicações de sistemas de potência, sejam elas voltadas para monitoração ou condicionamento de energia. As técnicas apresentadas nas seções anteriores são baseadas no método de Fortescue, o qual pode ser aplicada seja no domínio da frequência, quanto no domínio do tempo. Entretanto, nestes casos, é essencial a identificação prévia da frequência e da onda fundamental para realização da Decomposição 2.

No caso da decomposição baseada na TDF modificada, o PLL descrito na seção anterior poderia ser utilizado para garantir a precisão do método sob variações de frequência. No entanto, um novo Detector de Sequência Positiva (PSD, de *Positive Sequence Detector*) ainda poderia ser proposto como ilustrado na Figura 4.36.

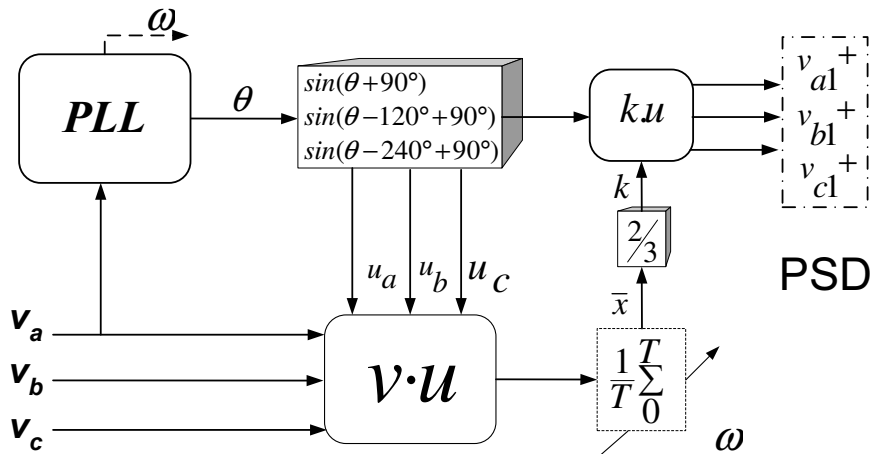


Figura 4.36: Detector de Sequência Positiva (PSD).

Vamos considerar um sistema multi-dimensional (trifásico por exemplo), onde o PLL monofásico fosse aplicado à fase “a” das tensões. A implementação do PSD inicia-se com o avanço do argumento de saída do PLL (θ) em 90° , resultando no ângulo de sincronia desta respectiva fase ($\phi_a = \theta + 90^\circ$). Em seguida, através do gerador de senóides de sincronia apresentado na

Figura 4.20, define-se um conjunto (vetor) balanceado de senóides unitárias em fase com as tensões trifásicas medidas.

$$\mathbf{u} = \begin{bmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sin(\theta + 90^\circ) \\ \sin(\theta - 120^\circ + 90^\circ) \\ \sin(\theta - 240^\circ + 90^\circ) \end{bmatrix}. \quad (4.44)$$

Na sequência, o produto escalar entre o vetor $\mathbf{u}$ e o vetor das tensões medidas $\mathbf{v}$ é efetuado. De acordo com as condições da tensão medida, tal operação pode resultar em uma parcela média e outra oscilatória ($x = \bar{x} + \tilde{x}$), onde a parte média, com o devido fator de escala, define a amplitude das componentes de sequência positiva das variáveis medidas.

Desta forma, o vetor de sequência positiva das tensões pode ser definido no domínio do tempo por:

$$\mathbf{v}_1^+ = \begin{bmatrix} v_{a1}^+ \\ v_{b1}^+ \\ v_{c1}^+ \end{bmatrix} = k \cdot \begin{bmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{bmatrix} = k \cdot \begin{bmatrix} \sin(\theta + 90) \\ \sin(\theta - 120 + 90) \\ \sin(\theta - 240 + 90) \end{bmatrix}, \quad (4.45)$$

onde $k = \frac{2}{3}\bar{x}$. O valor $\frac{2}{3}$ está relacionado com a manutenção da invariância em tensão [132]. O valor $\bar{x}$ representa o valor médio do produto escalar das tensões medidas, com suas respectivas senóides unitárias sincronizadas e pode ser obtido de forma similar a (4.32).

Usando tal metodologia, a dinâmica do detector de sequência positiva é afetada apenas pela dinâmica do PLL e do filtro de média móvel e, como será demonstrado, tal dinâmica pode ser ajustada para um período da frequência fundamental.

Para validar o detector proposto por meio de simulações no SimCad, a Figura 4.37 apresenta as tensões de um sistema assimétrico, onde as tensões das fases “b” e “c” são respectivamente 15% e 30% menores do que a fase “a” (1pu). Na mesma figura também estão apresentadas as componentes de sequência positiva (traço inferior), bem como o valor de k , o qual inicialmente vale $k = (1 + 0,85 + 0,70)/3 = 0,85$ (traço do meio) e após um afundamento trifásico de 50%, converge para seu novo valor $k = 0,425$. Como pode ser observado, o tempo de acomodação do PSD é de aproximadamente 1 ciclo.

Na Figura 4.38, além da assimetria do caso anterior, as tensões de entrada ainda apresentavam-se distorcidas respectivamente com 10% de 5°, 7° e 3° harmônicos. Como pode ser observado, em apenas 1 ciclo o PSD converge para o valor correto da sequência positiva.

O PSD proposto também foi avaliado através de sua implementação no Monitor Digital de Qualidade de Energia (MDQEE) mencionado [24, 15] e resultados experimentais foram obtidos utilizando uma fonte programável de potência (*California Instruments*). Na Figura 4.39, em um determinado instante, as tensões das fases “b” e “c” sofreram uma redução de 30% e 15%, respectivamente. Neste caso, o PSD mantém a dinâmica esperada e converge em apenas um ciclo da fundamental.

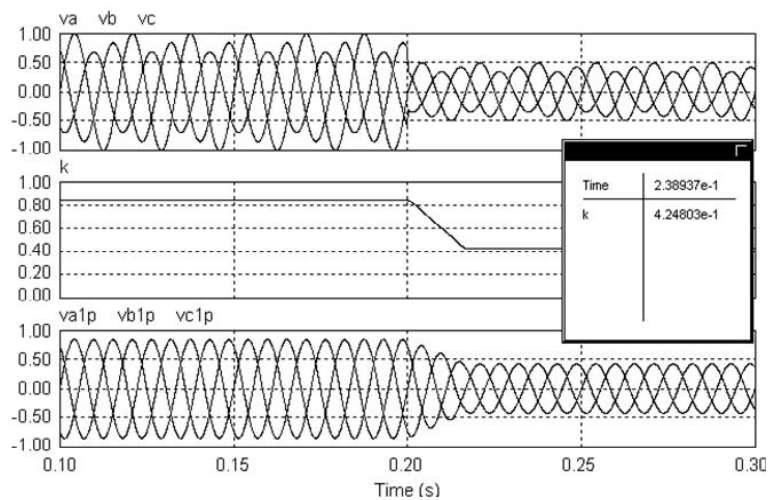


Figura 4.37: PSD com entrada assimétrica durante afundamento de 50%.

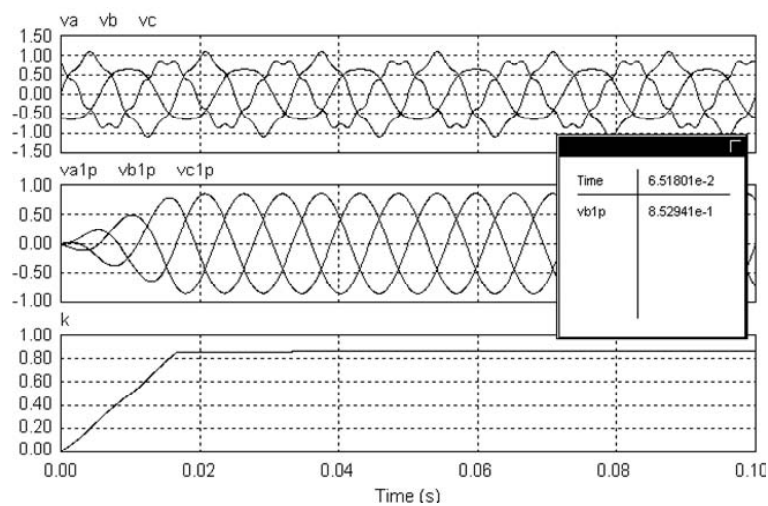


Figura 4.38: PSD com entrada assimétrica e distorcida.

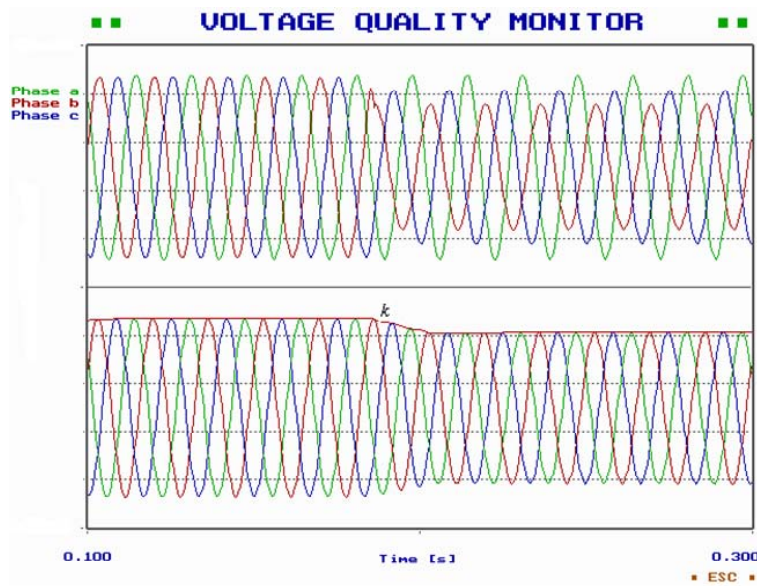


Figura 4.39: Resultado experimental do PSD durante transitório.

Na Figura 4.40, além de desequilibradas, as tensões encontravam-se distorcidas após o transitório. Notar que o PSD mantém seu desempenho.

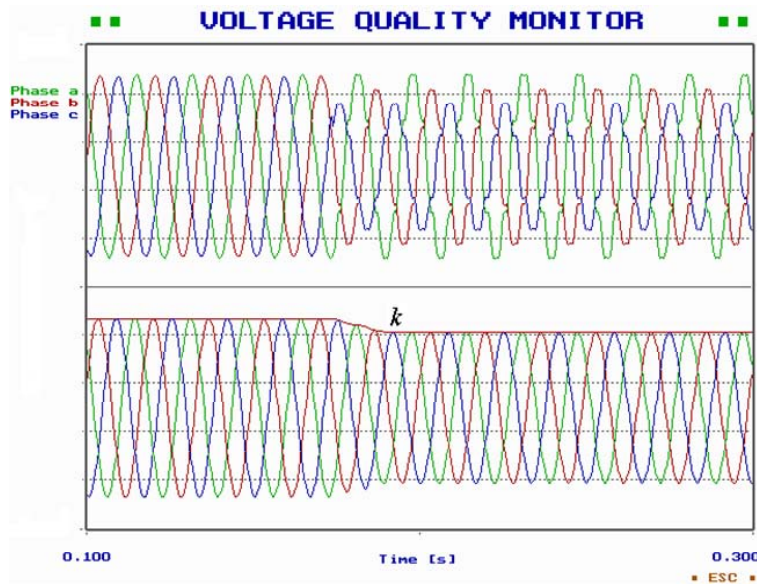


Figura 4.40: Resultado experimental do PSD durante transitório e com tensões distorcidas.

A) Discussão

Ao contrário dos detectores tradicionais, destaca-se que, com exceção do filtro de média móvel, o PSD proposto não necessita de nenhum outro tipo de filtro nas variáveis medidas e, por utilizar o PLL em seu algoritmo, ainda é imune a eventuais variações na frequência do

sistema, bem como distorções e assimetrias [150, 151].

Desta forma, a Decomposição 2 poderia ser implementada diretamente através das grandes medidas, sem a necessidade da identificação das componentes fundamentais (Decomposição 1), o que, em determinadas aplicações, pode ser interessante.

A complexidade computacional do PSD depende basicamente do PLL utilizado e do filtro de média móvel e as mesmas considerações anteriores podem ser aplicadas.

Assim, conclui-se que o PSD proposto é uma alternativa interessante para aplicações em qualidade e condicionamento de energia (QEE e CEE).

4.4 Identificação das correntes ativas: Decomposição 3

Como demonstrado nas Figuras 3.6 e 3.7, a Decomposição 3 pode ser aplicada em diferentes posições em relação à metodologia proposta. Sua implementação se dá pelo cálculo do Multiplicador ou Minimizador de Lagrange, o qual é responsável pela identificação da parcela de corrente proporcional à parcela de tensão usada como referência para a decomposição. Como discutido, o Multiplicador de Lagrange pode ser diretamente associado à condutância equivalente do circuito em análise.

Quanto à realização computacional da Decomposição 3, pouco precisa ser dito, uma vez que é baseada em uma formulação matemática simples e de implementação direta. A seguir são apresentados apenas alguns comentários sobre sua implementação.

4.4.1 Multiplicador de Lagrange instantâneo

Considerando a implementação do Multiplicador de Lagrange em sistemas multi-dimensionais como descrito em (3.53), ou seja, no intervalo entre duas amostras, o cálculo discreto do multiplicador se dá exatamente pelas operações da equação (3.54):

$$g_e[k] = \frac{p}{\|\mathbf{v}\|^2} = \frac{p}{v_\Sigma^2} = \frac{v_a[k]i_a[k] + v_b[k]i_b[k] + \cdots + v_m[k]i_m[k]}{v_a[k]^2 + v_b[k]^2 + \cdots + v_m[k]^2}, \quad (4.46)$$

onde as tensões e correntes nos “m” respectivos condutores são as amostras obtidas pelo conversor AD do DSP para cada uma das “m” grandezas.

Em aplicações com DSPs de ponto fixo, é usual tentar evitar o uso de operações de divisão. No entanto, considerando o DSP utilizado, esta operação é realizada através de uma rotina padrão e não representa problemas computacionais ou de precisão. Por outro lado, cuidado deve ser tomado no escalonamento das variáveis, para que a realização da equação anterior não resulte em saturações.

4.4.2 Multiplicador de Lagrange médio

Agora, considerando sistemas uni-dimensionais (monofásicos), ou ainda a identificação da condutância equivalente “média” como em (3.56), a implementação do Multiplicador de Lagrange deve ser realizada utilizando um período de integração (T) igual a pelo menos um ciclo da fundamental do sistema:

$$G_a[k] = \frac{P}{V^2} = \frac{\frac{1}{T} \cdot \int_{t_k-T}^{t_k} \mathbf{v}[k] \cdot \mathbf{i}[k] dt}{\frac{1}{T} \cdot \int_{t_k-T}^{t_k} \mathbf{v}[k] \cdot \mathbf{v}[k] dt} \quad (4.47)$$

ou

$$G_a[k] = \frac{P}{\|\mathbf{V}\|^2} = \frac{P}{V_\Sigma^2} = \frac{\frac{1}{T} \cdot \int_{t_k-T}^{t_k} v_a[k]i_a[k] + v_b[k]i_b[k] + \dots + v_m[k]i_m[k] dt}{\frac{1}{T} \cdot \int_{t_k-T}^{t_k} v_a[k]^2 + v_b[k]^2 + \dots + v_m[k]^2 dt}. \quad (4.48)$$

Como já discutido, a implementação das equações anteriores é equivalente à aplicação do Multiplicador de Lagrange através das grandezas médias por período. Assim, sua realização discreta pode ser efetuada através do filtro de média móvel descrito em (4.32), substituindo o vetor de senóides unitárias pelo vetor de correntes ou tensões medidas, resultando:

$$P[k] = \overline{\mathbf{v} \cdot \mathbf{i}}[k] \equiv \frac{1}{N\Delta} \sum_{c=1}^N \left\{ \sum_{l=1}^m v_l[k - c\Delta] \cdot i_l[k - c\Delta] \right\} = 0 \quad (4.49)$$

ou

$$V[k]^2 = \overline{\mathbf{v} \cdot \mathbf{v}}[k] \equiv \frac{1}{N\Delta} \sum_{c=1}^N \left\{ \sum_{l=1}^m v_l[k - c\Delta] \cdot v_l[k - c\Delta] \right\} = 0 \quad (4.50)$$

onde “ Δ ” é o intervalo de amostragem, “ N ” é o número de amostras por período ($T = N \cdot \Delta$) e “ k ” é o contador de amostras do algoritmo e “ c ” é o contador de amostras de um ciclo.

4.5 Implementação de sistemas discretos através da Transformada- γ

Como discutido logo na primeira seção deste capítulo, a implementação discreta de determinados reguladores, sistemas ou filtros de resposta impulsiva infinita (IIR) pode não resultar em bons resultados quando realizada em microprocessadores ou DSPs de aritmética de ponto-fixado. Tal problema torna-se particularmente importante, em aplicações em que a frequência de amostragem do sistema digital é muito maior do que a frequência ou banda-passante do sistema ou filtro.

Em tais condições, as estratégias mais comuns para minimizar os impactos das quantizações sobre a estabilidade e desempenho do sistema a ser implementado são [110]:

- Evitar sistemas de ordem maiores do que 2, o que pode ser feito quebrando sistemas de ordem elevada em vários sistemas de primeira e segunda ordem, conectados em cascata ou em paralelo;
- Escolher a melhor composição dos sistemas de ordem reduzida;
- Escolher a melhor forma para realização do sistema discreto, seja Forma Direta I ou II (DFI, DFII) ou ainda, Forma Transposta I ou II (DFIt, DFIIIt);
- Optar por sistemas de resposta impulsiva finita (FIR) correspondentes.

Entretanto, mesmo tomando tais cuidados, muitas vezes não é possível obter um sistema estável ou com a precisão necessária ou factível com a capacidade computacional disponível, obrigando a escolha de soluções mais complexas, baseadas por exemplo, em técnicas de otimização multi-dimensionais não-lineares para os coeficientes dos filtros, o que de modo geral não é desejável.

Neste contexto, destaca-se a possibilidade de utilizar a pouco divulgada Transformada γ para minimizar o efeito das quantizações e auxiliar na implementação de sistemas discretos. Tal transformada foi inicialmente apresentada em [116, 117] e recentemente revisada e utilizada para aplicações em eletrônica de potência em [113]. Entretanto, apesar dos resultados já comprovados, tal técnica tem sido muito pouco utilizada, especialmente nas áreas relacionadas com QEE ou CEE [154, 155, 156].

Portanto, ao invés de utilizar o procedimento descrito no início deste capítulo, baseado na implementação de sistemas discretos através da Transformada z e seu operador q , a próxima seção discute a implementação de tais sistemas através da Transformada γ e seu operador δ , bem como discute suas vantagens e apresenta resultados de simulação e experimentais.

4.5.1 Transformada- γ e seu operador δ

A Transformada- γ pode ser obtida através de uma modificação da Transformada- z , onde o principal objetivo é alterar a distribuição dos pólos e zeros da função discreta. A relação entre as duas transformadas pode ser obtida da relação entre as variáveis complexas γ e z [117, 118]:

$$\gamma = \frac{z - 1}{\Delta}, \quad (4.51)$$

onde Δ representa um parâmetro de otimização. Desta forma, é possível definir a Transformada- γ para uma dada sequência $x[k]$ como:

$$X_\gamma(\gamma) = X_z(z)|_{z=\Delta\gamma+1} \quad (4.52)$$

e, uma vez que a Transformada- z pode ser escrita como:

$$X_z(z) = Z\{x[k]\} \triangleq \sum_{k=-\infty}^{\infty} x[k]z^{-k}, \quad (4.53)$$

então, a Transformada- γ também pode ser definida como:

$$X_\gamma(\gamma) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} x[k](\Delta\gamma + 1)^{-k}. \quad (4.54)$$

Portanto, a relação (4.51) é responsável pelo mapeamento do sistema do plano- z para o plano- γ . Assim, a circunferência de raio unitário (CRU) do plano- z é mapeado para uma circunferência ΔC , centrado em $\gamma = -\frac{1}{\Delta}$ e com raio igual a $\frac{1}{\Delta}$. Consequentemente, todos os pólos e zeros situados no interior da CRU do plano- z são mapeados para a ΔC o que significa que a região de estabilidade de um sistema discreto no Domínio- γ é delimitada pela circunferência ΔC , como ilustrado na Figura 4.41. Observar que no limite $\lim_{\Delta \rightarrow 0}$, o plano- γ se aproximaria do domínio- s para um sistema contínuo estável (semi-plano complexo esquerdo).

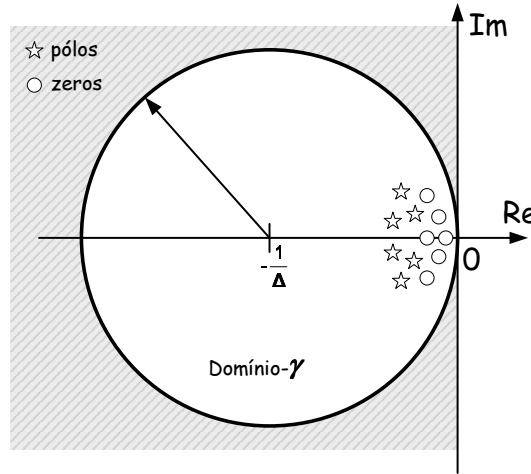


Figura 4.41: Pólos e zeros no plano- γ .

A posição relativa dos pólos e zeros no plano- γ depende do valor do parâmetro Δ . Considerando o problema do agrupamento de pólos no Domínio- z , em função dos efeitos das quantizações, os elementos agrupados em torno de $z = 1$ são espalhados na região próxima a $\gamma = 0$. O espalhamento aumenta conforme o valor de Δ diminui.

Portanto, a principal característica da Transformada- γ é mapear os pólos de um sistema previamente discretizado no Domínio- z , para o Domínio- γ ², através da otimização do parâmetro Δ . Com isto, busca-se reduzir a sensibilidade do novo sistema discreto, quanto a erros ou arredondamentos nos coeficientes e resultados de operações em ponto-fixado.

Analisando a relação entre a Transformada- z e a Transformada- γ e considerando que

$$x[k+1] \xrightarrow{z} zX_z(z), \quad (4.55)$$

é então possível escrever:

²Em [118] também é mencionada a possibilidade de modificar a Transformada Bilinear, de forma a permitir o mapeamento direto entre sistemas contínuos e sistemas discretos no Domínio- γ .

$$zX_z(z) = (\Delta\gamma + 1)X_\gamma(\gamma) \Big|_{\gamma=\frac{z-1}{\Delta}} \quad (4.56)$$

ou

$$x[k+1] \xrightarrow{\gamma} (\Delta\gamma + 1)X_\gamma(\gamma) = \Delta\gamma X_\gamma(\gamma) + X_\gamma(\gamma) \quad (4.57)$$

e desta forma conclui-se que:

$$\frac{x[k+1] - x[k]}{\Delta} \xrightarrow{\gamma} \gamma X_\gamma(\gamma). \quad (4.58)$$

Baseado em (4.58), define-se o “operador delta” $\delta\{\}$ como:

$$\delta\{x[k]\} = \frac{x[k+1] - x[k]}{\Delta}, \quad (4.59)$$

o qual é responsável pela realização da Transformada- γ :

$$\delta\{x[k]\} \xrightarrow{\gamma} \gamma X_\gamma(\gamma). \quad (4.60)$$

A relação entre o operador delta ($\delta\{\}$) e o operador shift ($q\{\}$) pode ser descrita como:

$$\delta\{x[k]\} = \frac{1}{\Delta}q\{x[k]\} - \frac{1}{\Delta}x[k], \quad (4.61)$$

a qual também pode ser encontrada na literatura como $\delta = (q - 1)/\Delta$.

Assim, considerando as expressões anteriores, a função de transferência de um sistema discreto no Domínio- γ pode ser obtida por:

$$H_\gamma(\gamma) = \frac{Y_\gamma(\gamma)}{X_\gamma(\gamma)} = \frac{\beta_0 + \beta_1\gamma^{-1} + \beta_2\gamma^{-2} + \dots + \beta_n\gamma^{-n}}{\alpha_0 + \alpha_1\gamma^{-1} + \alpha_2\gamma^{-2} + \dots + \alpha_n\gamma^{-n}}. \quad (4.62)$$

4.5.2 Equação a diferenças baseada no operador δ

Com o propósito de obter a equação a diferenças que representa a transformada inversa da função de transferência descrita por (4.62), é necessário definir o operador causal ($\delta^{-1}\{\}$) como:

$$\delta^{-1}\{x[k]\} \xrightarrow{\gamma} \gamma^{-1}X_\gamma(\gamma). \quad (4.63)$$

Considerando que $\gamma^{-1}[\gamma X(\gamma)] = X(\gamma)$, então:

$$\delta^{-1}\{\delta\{x[k]\}\} \xrightarrow{\gamma} \gamma^{-1}[\gamma X_\gamma(\gamma)] = X_\gamma(\gamma), \quad (4.64)$$

o que resulta que:

$$\delta^{-1}\{\delta\{x[k]\}\} = x[k] \quad (4.65)$$

ou ainda:

$$\delta^{-1}\{\delta\{x[k]\}\} = \delta^{-1}\left\{\frac{x[k+1] - x[k]}{\Delta}\right\} = \frac{\delta^{-1}\{x[k+1]\} - \delta^{-1}\{x[k]\}}{\Delta}. \quad (4.66)$$

Da equação anterior pode-se escrever

$$\delta^{-1}\{x[k+1]\} = \Delta x[k] + \delta^{-1}\{x[k]\} \quad (4.67)$$

ou na forma puramente causal:

$$\delta^{-1}\{x[k]\} = \Delta x[k-1] + \delta^{-1}\{x[k-1]\}. \quad (4.68)$$

Em vários outros trabalhos [117, 118, 113], a relação anterior pode ser encontrada como $\delta^{-1} = \frac{\Delta q^{-1}}{1-q^{-1}}$. Entretanto, acredita-se que por não se tratar de parâmetros (δ e q), mas operadores matemáticos ($\delta\{\}$ e $q\{\}$), a definição em (4.68) deveria ser adotada.

Assim como (4.59) pode ser vista como uma função derivada antecipativa, é interessante observar que (4.68) pode ser interpretada como uma função de integração causal.

Por fim, baseado em tal definição do operador $\delta^{-1}\{\}$ é possível calcular a Transformada- γ inversa de (4.62) pela seguinte equação a diferenças:

$$\alpha_0 y[k] = \beta_0 x[k] + \beta_1 \delta^{-1}\{x[k]\} + \dots + \beta_n \delta^{-n}\{x[k]\} - \alpha_1 \delta^{-1}\{y[k]\} - \dots - \alpha_n \delta^{-n}\{y[k]\}. \quad (4.69)$$

e desta forma, a sequência de saída $\{y[k]\}$ de um sistema no Domínio- γ pode ser calculado a partir das amostras da entrada $\{x[k]\}$, de uma forma completamente distinta daquela utilizada em (4.6). Para ilustrar tal procedimento, a próxima seção apresenta a realização de um sistema de segunda ordem.

4.5.3 Realização de um sistema IIR de segunda ordem

Partindo de (4.69), a equação a diferenças de um filtro digital IIR de segunda ordem pode ser implementada no Domínio- γ por:

$$\alpha_0 y[k] = \beta_0 x[k] + \beta_1 \delta^{-1}(x[k]) + \beta_2 \delta^{-2}(x[k]) - \alpha_1 \delta^{-1}(y[k]) - \alpha_2 \delta^{-2}(y[k]) \quad (4.70)$$

ou ainda:

$$\alpha_0 y[k] = \beta_0 x[k] + \delta^{-1}(\beta_1 x[k] - \alpha_1 y[k]) + \delta^{-2}(\beta_2 x[k] - \alpha_2 y[k]). \quad (4.71)$$

Para facilitar os próximos comentários, vamos definir a variável de saída ($o[k]$) como

$$o[k] = \delta^{-1}\{x[k]\} \quad (4.72)$$

e assim, reescrever (4.68) como:

$$o[k] = \Delta x[k-1] + o[k-1]. \quad (4.73)$$

Dentre outras possibilidades e aplicando tal definição, o filtro digital pode ser implementado a partir de uma realização em Forma Direta Transposta II (DFIIt), como ilustrado na Figura 4.42.

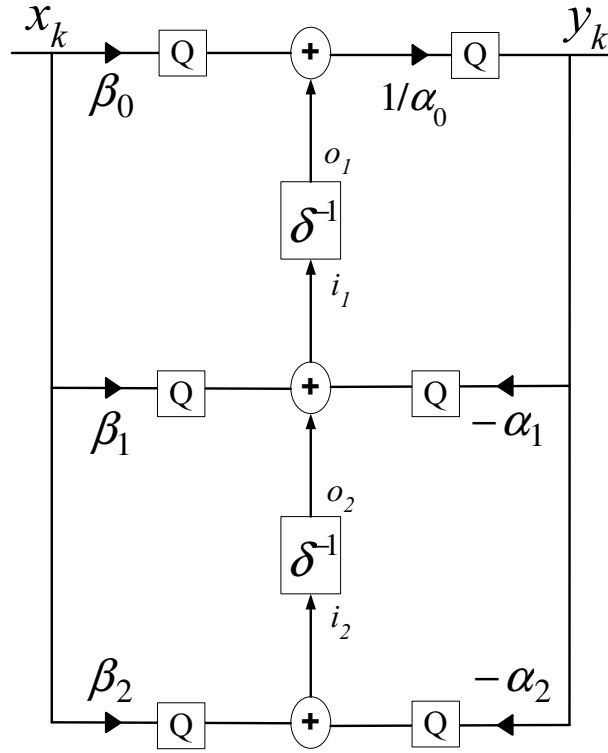


Figura 4.42: Realização do filtro através da Forma Direta Transposta II (DFIIt).

Nesta figura, os blocos com símbolo “Q” representam os efeitos de quantização relativos aos truncamentos, arredondamentos e saturações. As variáveis intermediárias de entrada i e saída o são definidas como:

$$i_2[k] = (\beta_2 x[k] - \alpha_2 y[k]), \quad (4.74)$$

$$o_2[k] = \delta^{-1}(i_2[k]), \quad (4.75)$$

$$i_1[k] = (\beta_1 x[k] - \alpha_1 y[k] + o_2[k]), \quad (4.76)$$

$$o_1[k] = \delta^{-1}(i_1[k]). \quad (4.77)$$

Portanto, considerando tais equações, bem como (4.73), é possível demonstrar a necessidade de primeiro calcular o_2 , para então efetuar o cálculo de o_1 , ou seja:

$$o_2[k] = o_2[k-1] + \Delta.(\beta_2 x[k-1] - \alpha_2 y[k-1]), \quad (4.78)$$

$$o_1[k] = o_1[k-1] + \Delta.(\beta_1 x[k-1] - \alpha_1 y[k-1] + o_2[k-1]) \quad (4.79)$$

e assim, a saída de um sistema de segunda ordem, implementado a partir da anti-Transformada- γ , pode ser representada como:

$$y[k] = (\beta_0 x[k] + o_1[k]) / \alpha_0. \quad (4.80)$$

Quanto aos coeficientes do sistema no plano- γ , a Tabela I mostra como calculá-los a partir dos coeficientes da equação discreta no Domínio- z (4.6). Notar que a relação depende do parâmetro Δ , o qual deve ser ajustado para mapear os dois sistemas, minimizando a sensibilidade aos efeitos de quantização.

Tabela 4.1: Sistema de segunda ordem: relação entre os coeficientes nos planos “ z ” e “ γ ”.

$\beta_0 =$	b_0	$\alpha_0 =$	a_0
$\beta_1 =$	$\frac{2b_0+b_1}{\Delta}$	$\alpha_1 =$	$\frac{2a_0+a_1}{\Delta}$
$\beta_2 =$	$\frac{b_0+b_1+b_2}{\Delta^2}$	$\alpha_2 =$	$\frac{a_0+a_1+a_2}{\Delta^2}$

A) Filtro rejeita-faixa quantizado

Para validar a implementação dos filtros digitais através da Transformada- γ , o mesmo filtro rejeita-faixa (60 Hz, $f_c = 2$ Hz, $f_a = 12$ kHz), discutido na primeira seção deste capítulo, foi implementado utilizando a equação (4.71). Os coeficientes do filtro foram transformados segundo a Tabela 4.1, com um parâmetro $\Delta = \frac{1}{32}$.

Ao contrário da resposta em frequência apresentada na Figura 4.6, em que o filtro quantizado para um sistema de ponto-fixe em 16 bits resultou completamente fora do ponto de interesse do projeto, a Figura 4.43 ilustra a resposta do mesmo filtro se implementado através do operador delta. Observar que tanto a atenuação, quanto a resposta de fase do filtro coincidem com o projeto contínuo.

Através da implementação discreta da equação a diferenças (4.80) e assumindo uma onda quadrada como sinal de entrada (pontilhado), a saída do filtro (resíduo) e a identificação da fundamental no domínio do tempo se dariam como nas Figuras 4.44(a) e 4.44(b). Observar que neste caso, a quantização em 16 bits não influenciou no resultado esperado.

A Figura 4.45 mostra que mesmo reduzindo o número de bits para 12, a resposta do filtro ainda poderia ser considerada satisfatória (32db de atenuação em 60 Hz).

Uma vez feita a avaliação do filtro rejeita-faixa por meio de simulações discretas em MatLab, o mesmo também foi implementado e avaliado experimentalmente no DSP ADMC401 de 16 bits. A Figura 4.46 ilustra o procedimento de identificação da fundamental de uma onda quase-quadrada, primeiro pelo filtro baseado na Transformada- z (Figura 4.46(a)) e depois utilizando a realização da Transformada- γ (Figura 4.46(b)). Observar que a realização em “ z ” resulta fora de fase e com atenuação incorreta, enquanto a realização em “ γ ” resulta exatamente como desejado.

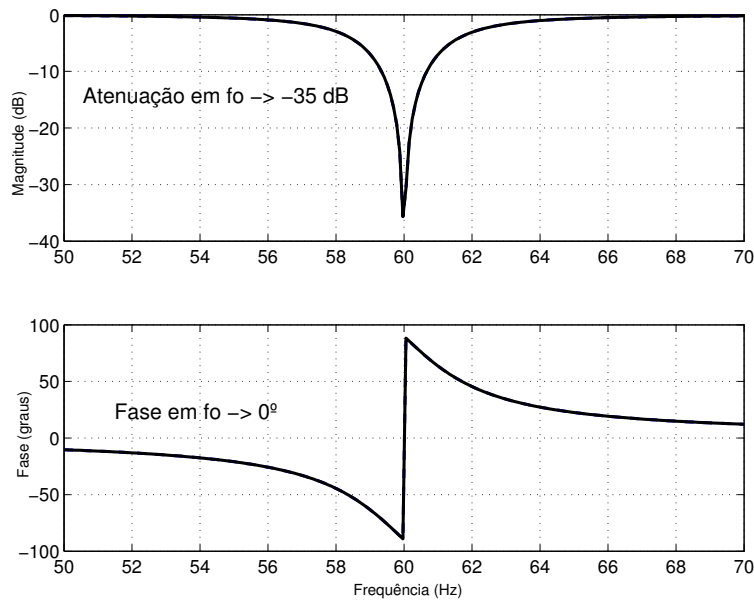
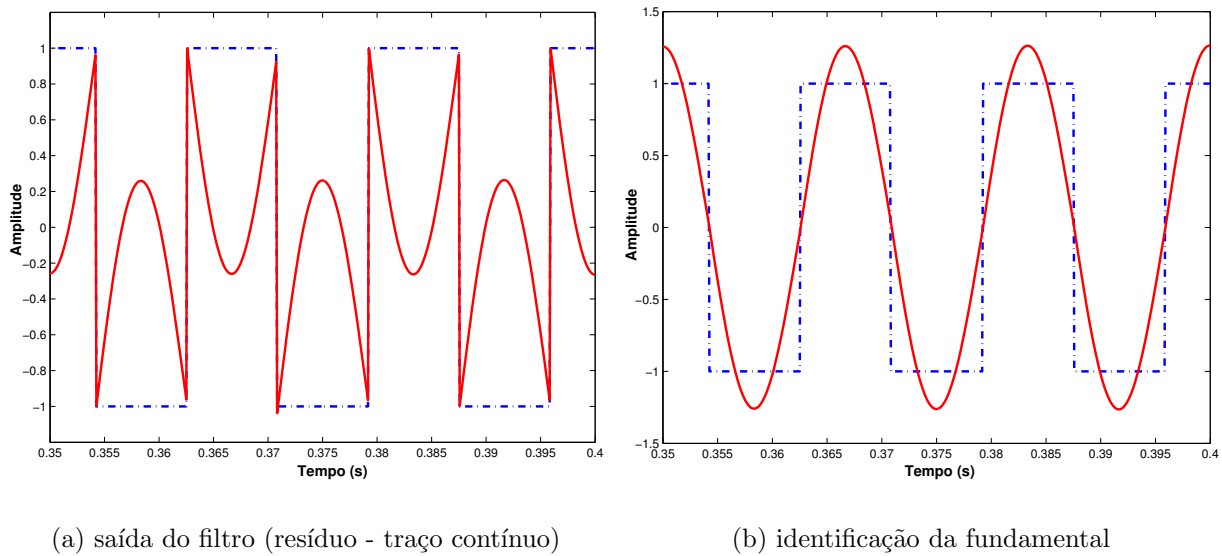


Figura 4.43: Resposta em frequência do filtro rejeita-faixa digital, implementado através da Transformada- γ e quantizado em 16 bits.



(a) saída do filtro (resíduo - traço contínuo)

(b) identificação da fundamental

Figura 4.44: Filtro rejeita-faixa quantizado em 16 bits, implementado através do operador delta.

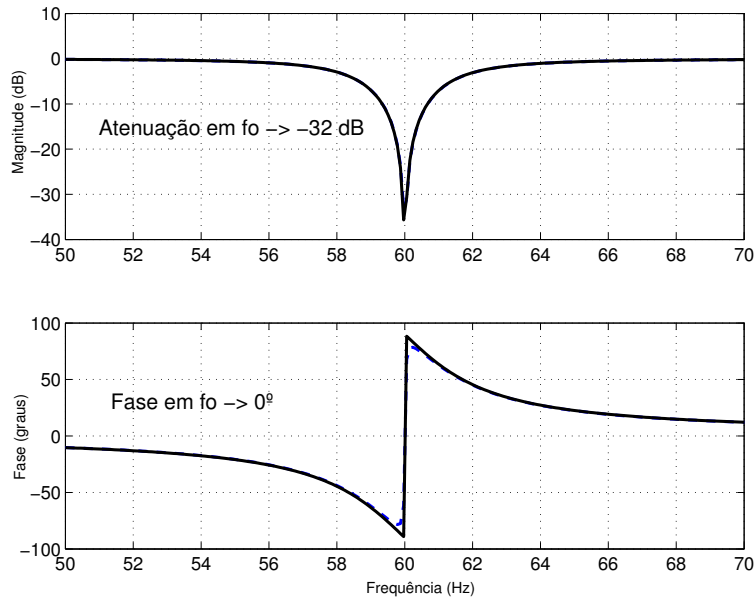


Figura 4.45: Resposta em frequência do filtro rejeita-faixa digital, implementado através da Transformada- γ e quantizado em 12 bits.

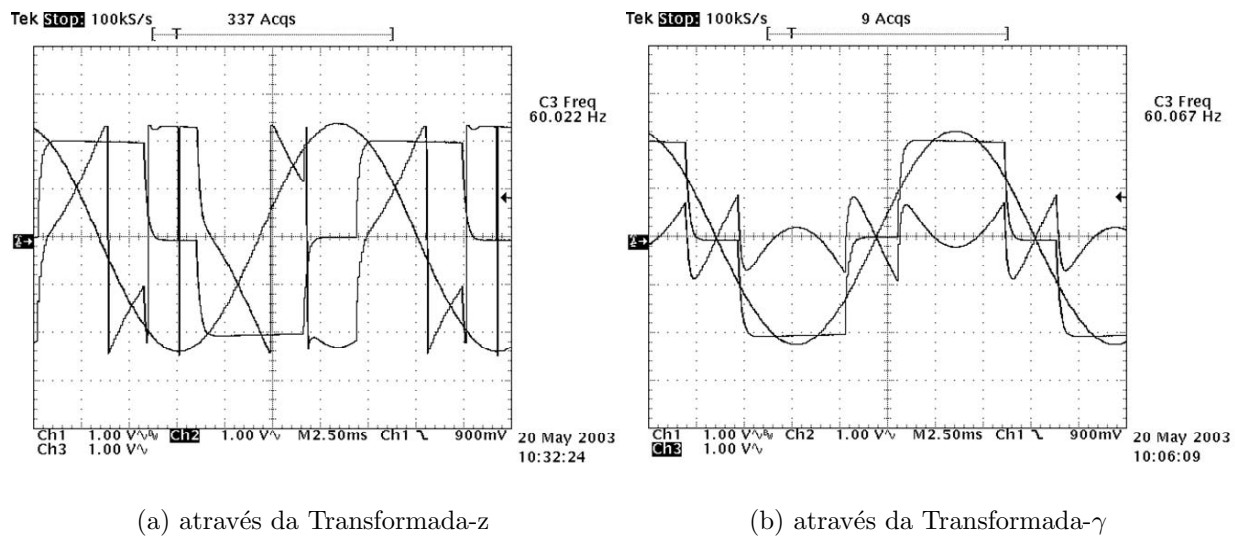


Figura 4.46: Filtro IIR rejeita-faixa implementado no ADMC401 de 16 bits.

Em [114] um filtro passa-banda implementado através do operador delta também foi utilizado no controle de um filtro ativo paralelo.

B) Quanto à escolha do parâmetro Δ

Como mencionado, o parâmetro Δ é responsável pelo espalhamento dos pólos quanto mapeados do plano-z para o plano- γ . Nas simulações anteriores o valor de Δ foi ajustado para $\Delta = \frac{1}{32}$, em função da resposta em frequência desejada. As Figuras 4.47(a) e 4.47(b) ilustram a importância da escolha correta de tal parâmetro. Na primeira delas, com $\Delta = \frac{1}{2048}$, a atenuação obtida foi de 24dB ao invés dos 35dB esperados. Enquanto no segundo caso, com $\Delta = \frac{1}{256}$, a atenuação obtida foi de 43dB.

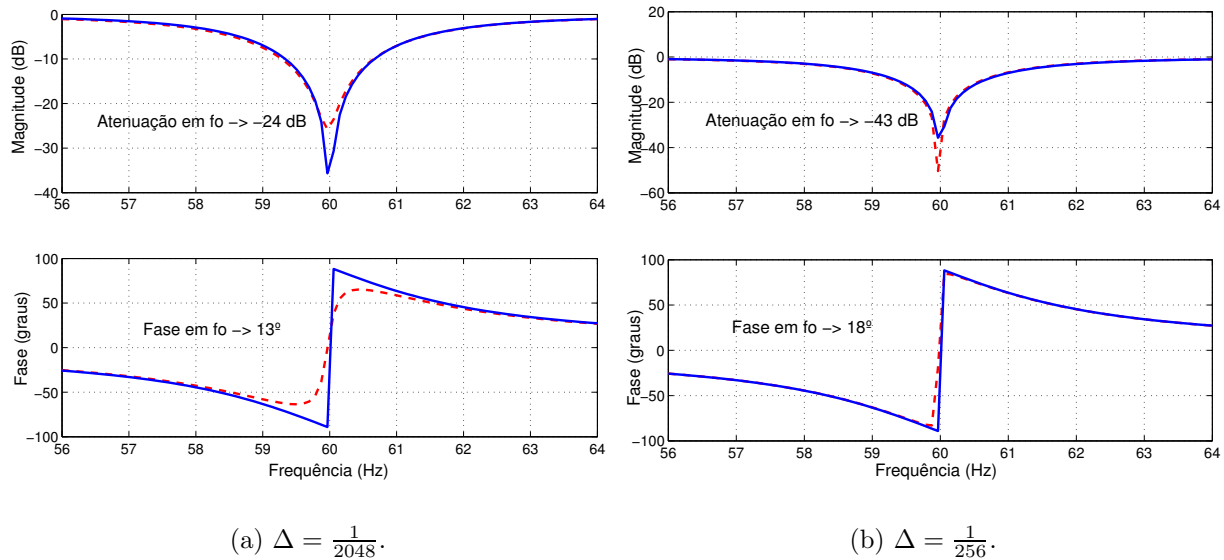


Figura 4.47: Resposta do filtro em função da variação do parâmetro Δ (filtro ideal - traço contínuo, filtro quantizado - tracejado).

Apesar de não ter sido abordado neste trabalho, destaca-se que a utilização de algum tipo de regra de otimização deste parâmetro seria de extremo interesse.

B) Quanto à complexidade computacional

Vale ressaltar que a escolha de valores de Δ como potências de 2 também é importante. Isto porque facilita as operações de divisão e multiplicação, possibilitando que as mesmas sejam efetuadas por deslocamentos para esquerda ou para direita do número hexadecimal correspondente. O mesmo pode ser dito sobre a escolha do valor α_0 .

Assim, comparando a realização das equações (4.80) e (4.6), é possível observar que a complexidade computacional da realização no Domínio- γ (5 multiplicações, 4 adições, 2 subtrações

e 3 deslocamentos em potência de 2) é um pouco superior à realização no Domínio- z (6 multiplicações, 2 adições e 2 subtrações). No entanto, tal realização ainda é muito mais rápida do que as soluções baseadas em filtros do tipo FIR (vide eq. 4.8).

4.6 Conclusão

Seja no contexto das definições de teoria de potência, de monitoração e condicionamento de energia ou da metodologia seletiva proposta, é fundamental que, além das linhas gerais de uma estratégia de decomposição, ou mesmo uma estratégia de controle de filtros ativos, as ferramentas matemáticas e computacionais necessárias sejam discutidas.

O objetivo deste trabalho é a elaboração e o estudo de técnicas de processamento digital de sinais que possam ser aplicadas às decomposições propostas, bem como dar suporte às definições apresentadas. Assim, neste capítulo foram discutidos vários algoritmos de implementação discreta com o objetivo de identificar as ondas fundamentais do sistema, as componentes de sequência positiva, a frequência e a fase da fundamental, bem como as correntes proporcionais à tensão.

Além do estudo detalhado dos filtros IIR, FIR e das possíveis implementações da Transformada de Fortescue, este capítulo também propôs um modelo matemático de PLL monofásico, bem como um Detector de Sequência Positiva auto-ajustável a desvios de frequência da rede.

Em geral, a escolha de um ou outro algoritmo deve ser feita baseada nas necessidades e disponibilidades do objetivo final da implementação, ou seja: resposta dinâmica, estabilidade, precisão em regime, complexidade computacional, número de bits, etc.

Neste contexto, atenção também foi dada aos efeitos das quantizações nos sistemas microprocessados de aritmética de ponto-fixe e uma técnica de projeto pouco usual (Transformada- γ) nas áreas de qualidade e condicionamento de energia foi apresentada e detalhada.

Capítulo 5

Condicionamento de Energia Elétrica através de Filtros Ativos de Potência

Os Filtros Ativos de Potência (FAP) são dispositivos eletrônicos que possibilitam a compensação em tempo real dos distúrbios da rede, através de um conversor CC/CA, com ou sem elementos armazenadores e/ou fornecedores de energia, conectado em um determinado ponto do sistema elétrico [42, 83, 157, 158, 159].

Em geral, permitem compensação de reativos, harmônicos, desequilíbrios, oscilações de potência ativa, tanto em cargas lineares, como em não-lineares, possibilitando a maximização do fator de potência e a utilização ótima dos sistemas de geração, transmissão e distribuição de energia. Além disto, em alguns casos podem, inclusive, ser utilizados para amortecer eventuais ressonâncias do sistema [14, 160].

Diversos relatos em países como EUA, Canadá, Japão, Alemanha, Chile, apresentam boas experiências de instalação de filtros ativos em sistemas de distribuição. No Brasil, apesar de ainda não ser uma prática adotada regularmente, indústrias e concessionárias de energia dão sinais de interesse por tais equipamentos e algumas experiências já estão em avaliação.

Neste capítulo serão discutidos alguns subsídios básicos à implementação dos FAP, bem como questões em torno da escolha da topologia mais adequada em função dos custos e responsabilidades associadas a cada tipo de distúrbio, destacando a importância da identificação seletiva dos distúrbios, como proposto no Capítulo 3. Por fim, serão apresentados detalhes do protótipo referente à topologia escolhida para avaliação experimental.

5.1 Subsídios básicos à implementação

Considerando os requisitos necessários ao desenvolvimento e implementação de Filtros Ativos de Potência, podemos destacar alguns pontos:

A) Estratégias de compensação e teorias de potência

Como mencionado no Capítulo 2, em muitos trabalhos apresentados nas duas últimas décadas, a definição da estratégia de compensação de um determinado condicionador de energia ou filtro ativo se confunde com propostas de teorias de potência, principalmente as denominadas teorias de potência instantânea [45, 46, 48, 49, 78, 90, 161, 162].

Entretanto, considerando as discussões dos Capítulos 2 e 3, destaca-se que uma “teoria de potência geral e unificada” deve ser muito mais abrangente que a definição de estratégias de compensação, as quais, em geral, podem ser desenvolvidas sem necessariamente se basearem em definições de potência [158, 160, 163, 164, 165, 166, 167], como será demonstrado no próximo capítulo.

Portanto, uma teoria de potência pode e deve ser utilizadas como ferramenta importante na compreensão dos fenômenos a serem tratados ou compensados, mas não precisa necessariamente estar vinculada ao fornecimento das variáveis de controle de um FAP. Destaca-se que os fenômenos que deterioram a qualidade de energia, antes de se apresentarem em termos de componentes de potência, estão presentes nas tensões e correntes do sistema e, portanto, podem ser tratados considerando apenas tais variáveis [13, 14].

B) Novas tecnologia de semicondutores

É importante salientar que o desenvolvimento dos FAP só se tornou uma alternativa factível com o contínuo desenvolvimento da tecnologia de semicondutores.

Ao contrário dos primeiros condicionadores eletrônicos de energia, os quais baseavam-se em chaves tiristorizadas, com frequências de chaveamento não muito elevadas, os componentes utilizados atualmente podem interromper a corrente ou recortar a tensão de um circuito com frequências de chaveamento da ordem de vários kHz, mesmo em potências elevadas.

Sobretudo na década passada, a tecnologia dos IGBTs (*Insulated Gate Bipolar Transistor*) passou a dominar as aplicações relacionadas com condicionamento de energia e filtros ativos. Nos últimos anos, uma nova tecnologia tem despontado como promissora para as aplicações de alta potência, a dos componentes IGCTs (*Integrated Gate Controlled Thyristor*). As Tabelas 5.1 e 5.2 apresentam o valores típicos de tensão e corrente para tais componentes.

Tabela 5.1: Valores típicos máximos de tensão e corrente para IGBTs.

1200V	2400A
1700V	1800A
3300V	1200A

Como pode ser observado, a capacidade de operação dos dois componentes é bastante elevada. No entanto, ainda requer atenção, principalmente no que diz respeito ao nível de tensão e às frequências de chaveamento. É interessante observar que para aplicação de filtros ativos, por

Tabela 5.2: Valores típicos máximos de tensão e corrente para IGCTs.

4500V	2200A
5500V	1800A
6000V	6000A

exemplo, na alta tensão de sistemas de distribuição de energia, a tensão sobre cada componente semicondutor ainda está longe do que seria necessário (15 kV). Em tais aplicações, normalmente são utilizadas estruturas com transformadores elevadores de tensão ou conversores de potência multinível [159].

Considerando especificamente o contexto nacional, a tecnologia de semicondutores é particularmente importante e muitas vezes limitante, no que diz respeito ao desenvolvimento de filtros ativos. Isto porque os semicondutores de potência, necessários em tais aplicações, devem ser importados da Europa, Ásia ou EUA, elevando custos e tempo de desenvolvimento. Espera-se que através de incentivos governamentais e uma política científica adequada, este cenário seja mais favorável nos próximos anos.

C) Sistemas microprocessados: processamento e controle digital

Com os avanços da tecnologia de sistemas microprocessados e das técnicas de processamento digital de sinais, tornou-se possível automatizar a maioria dos processos de supervisão e controle de energia, agora realizados através de sistemas digitais que operam com grande rapidez e capacidade de análise para atuar em tempo real.

Para isto, os modernos micro-controladores e DSPs possuem um conjunto de periféricos agregados, os quais possibilitam efetuar praticamente todo controle de dispositivos eletrônicos de potência, em frequências de amostragem e processamento cada vez mais elevadas. O uso de DSPs e seus periféricos significa a possibilidade de usufruir de um número considerável de portas de entradas e saídas de dados (I/O), analógicas ou digitais; unidade de processamento (CPU); memórias interna e externa; circuitos amostrador-retentor (*sample-hold*); multiplexadores; conversores A/D e D/A; além de várias funções de controle que se encontram disponíveis internamente no mesmo circuito integrado (CI). Até mesmo técnicas de modulação de sinais como a PWM, se encontram disponíveis em determinados modelos de DSPs, como no ADMC401 utilizado neste trabalho.

Além das vantagens mencionadas acima, é importante destacar que técnicas matematicamente sofisticadas, as quais dificilmente poderiam ser implementadas em sistemas analógicos, se tornam relativamente simples em sistemas digitais. Além disto, uma estratégia de controle ou um algoritmo de análise pode se modificar, atualizado ou substituído em função de novas condições de aplicação, sem muita dificuldade.

A utilização de todas estas vantagens, possibilita o desenvolvimento de dispositivos condicionadores de energia, tais como os filtros ativos, através do uso de sistemas e técnicas adequadas

de processamento digital de sinais, buscando atingir um controle preciso das variáveis envolvidas.

Dentre as muitas possibilidades, a proposta deste trabalho passa pela implementação de duas estratégias de compensação de distúrbios, as quais utilizam as técnicas de processamento digital discutidas no capítulo anterior. Algoritmos de controle digital também são explorados, de forma a utilizar os recursos disponíveis no DSP escolhido para acionar os circuitos de comando (IGBTs) do conversor do protótipo implementado.

5.2 Topologias de filtros ativos de potência: distúrbio x responsabilidade

Em se tratando das questões técnicas relacionadas ao projeto de um filtro ativo, existem vários pontos a serem considerados, os quais influenciam, por exemplo, a complexidade do circuito de potência, do controle e os custos dos dispositivos:

1. **Objetivos da compensação** - De acordo com o que foi discutido nas seções e capítulos anteriores, a definição dos objetivos de compensação é de extrema importância no projeto de um filtro ativo. Isto porque o filtro poderia ser projetado para eliminar desde alguns tipos específicos de distúrbios, até mesmo a compensação total destes. No próximo capítulo será discutido como a definição de uma ou outra estratégia de compensação pode resultar em soluções bastante distintas. Além disso, tal escolha pode afetar significativamente fatores como o projeto dos filtros de saída, a técnica e frequência de chaveamento, a dinâmica do dispositivo, bem como a necessidade ou não de armazenadores de energia;
2. **Número de fases e fios do sistema** - A questão do número de fases do sistema surge principalmente, quando se necessita desenvolver um filtro ativo para aplicações em baixa tensão (127/220/380V) nas quais, dependendo do país, em função do tipo de ligação do secundário dos transformadores (delta ou estrela), os sistemas trifásicos podem apresentar três ou quatro fios (caso da maioria dos sistemas brasileiros). Entretanto, apesar de a maioria dos protótipos de desenvolvimento (inclusive o deste trabalho) serem implementados nestas condições, destaca-se que a necessidade e viabilidade da instalação de filtros ativos nestes níveis de distribuição ainda é discutível;
3. **Conversores de potência** - A definição do tipo de conversor de potência a ser utilizado se dá em função de alguns fatores como, por exemplo, o número de fases, a potência, a frequência que se deseja trabalhar, o grau de confiabilidade e manutenção que se deseja garantir, etc. A potência e frequência desejadas definem basicamente o tipo de interruptor do conversor; o número de fases, assim como o grau de confiabilidade podem definir se um conversor trifásico, por exemplo, será formado de três conversores monofásicos (o que apesar de elevar os custos e a complexidade do circuito, pode aumentar a confiabilidade e facilitar a manutenção dos mesmos), ou ainda um conversor trifásico com três ou quatro ramos (braços) [97];
4. **Sensores e transdutores** - A escolha dos sensores de tensão e corrente utilizados nos filtros ativos, influenciam principalmente na resposta dinâmica do controle, assim como

nos custos do mesmo. Tais sensores devem apresentar uma resposta em frequência ampla e plana, para que não prejudiquem a compensação das distorções de forma de onda das correntes, especialmente porque, quando se trata da compensação de cargas não-lineares, o espectro de frequências da corrente pode ser bastante espalhado e conter componentes de frequências elevadas. Para o protótipo deste projeto, foram utilizados sensores de efeito Hall. Entretanto, se a intenção fosse a fabricação em escala e com baixo custo, alternativas envolvendo divisores resistivos e circuitos diferenciais ou opto-isoladores deveriam ser consideradas para redução dos custos;

5. **Frequência de amostragem** - Em se tratando de filtros ativos com controle digital, que é uma das propostas deste trabalho, a definição da frequência de amostragem do sistema digital se dá através da definição de qual a máxima frequência que se deseja compensar (no caso das distorções da corrente). Em geral, são adotadas frequências de amostragem de 6 a 10 vezes maiores do que a máxima frequência de interesse [111, 152];
6. **Frequência de chaveamento** - A frequência de chaveamento também é definida com base nos objetivos da compensação, e no valor da frequência de amostragem. Além disso, ela pode ser limitada em função dos filtros passivos de saída. Tipicamente a frequência de chaveamento tem o mesmo valor ou é um múltiplo inteiro da frequência de amostragem;
7. **Técnica de controle e modulação** - Existem diversas técnicas de controle para condicionadores de energia, dentre elas as mais utilizadas são os tradicionais controles Proporcional (P), Proporcional-Integral (PI), associados a técnicas de modulação por largura de pulso (PWM) e a técnica de histerese de banda fixa e frequência variável. Entretanto, especialmente através do controle digital, técnicas modernas tem mostrado que o desempenho dos filtros pode ser melhorado em algumas condições. Algumas destas técnicas são a de histerese de frequência fixa, os controladores preditivos (“*dead beat*”), controladores repetitivos, etc. [165, 168, 169, 170, 171, 172];
8. **Filtros passivos de saída** - Uma vez definidos os itens anteriores, a principal função dos filtros de saída nos filtros ativos em paralelo é não deixar que sinais múltiplos da frequência de chaveamento se propaguem do filtro para o sistema elétrico. No entanto, o projeto não adequado destes filtros pode impedir que as correntes de compensação emulem suas referências, prejudicando os resultados da filtragem. Tais filtros são usualmente projetados como circuitos L, LC ou mesmo RLC [173, 174];
9. **Interferências eletromagnéticas** - Este item é bastante importante, principalmente se o filtro ativo for controlado digitalmente. Isto porque é provável que o sistema digital de aquisição e processamento dos sinais, se localize muito próximo ao conversor de potência, o qual estaria chaveando tensões e correntes elevadas, podendo provocar o surgimento de problemas relativos à propagação de interferências conduzidas ou induzidas e causar falhas nos circuitos digitais ou erros no processamento;
10. **Dinâmica** - A dinâmica de um filtro ativo se relaciona com fatores como: a estratégia da compensação, a técnica de controle e chaveamento utilizada, a frequência de chaveamento, o projeto dos filtros de saída, etc;

11. **Armazenadores de energia** - A questão em torno dos armazenadores de energia também é bastante interessante. No passado, era praticamente indiscutível a necessidade de elementos capacitivos ou indutivos para o armazenamento de energia quando se desejava projetar um compensador de reativos. Entretanto, principalmente após os trabalhos envolvendo a Teoria pq e as definições de potência imaginária [42], mostrou-se que, dependendo da estratégia de compensação escolhida, é possível eliminar grande parte dos distúrbios de corrente sem a necessidade destes elementos. Esta característica vem sendo bastante explorada nas áreas de filtragem ativa. De fato, este é talvez o ponto mais importante do trabalho proposto por *Akagi et al.*, uma vez que reduzem os custos e dimensões dos filtros agregados a tais armazenadores. Mas conforme as discussões dos Capítulos 2 e 3, destaca-se que, dependendo dos resultados que se deseja obter após a compensação ativa (estratégia), é impossível atingi-los sem algum tipo de armazenamento de energia [44, 59]. Estes são necessários, por exemplo, quando as tensões do sistema se encontram desbalanceadas.

Entretanto, como discutido no primeiro capítulo, a escolha do tipo de condicionador ou sistema de condicionamento de energia, envolve não apenas questões técnicas e tecnológicas, mas também uma série de questões relativas à atribuição de responsabilidades e à existência ou não de normalização vigente e tarifação especial, estimulando desta forma as soluções pelo lado do consumidor, do fornecedor ou soluções integradas.

Neste contexto, o setor elétrico brasileiro vive exatamente o momento em que tais recomendações e normas vem sendo discutidas e colocadas em vigência, através de organismos como a ANEEL, o ONS, representantes das concessionárias de energia e consumidores de médio e grande porte.

Assim, levando em consideração algumas recomendações internacionais (européias e americanas) e a análise de referências como [157, 159, 175, 176], os próximos comentários buscam discutir as questões envolvidas na escolha de uma topologia de filtro ativo para detalhamento e implementação do protótipo:

1. Considerando aplicações nos níveis de distribuição de energia, a *questão de maior relevância* parece ser a **definição de normativas e a atribuição de responsabilidades** no âmbito da manutenção de níveis adequados de qualidade de energia. A exemplo do que vem acontecendo em relação às normas e recomendações internacionais, é de se esperar que as normativas nacionais apontem para a atribuição de responsabilidades e até para indicadores de tarifação, os quais podem vir a penalizar concessionárias e consumidores que não se enquadrarem nos termos definidos pelas agências reguladoras do mercado de energia.

Portando, imagina-se que seja adotada uma política de recomendações, na qual resumidamente, as concessionárias seriam responsabilizadas por fornecer a energia necessária a seus clientes dentro de limites rígidos de continuidade e conformidade (forma de onda, simetria, frequência) das tensões e os consumidores (especialmente industriais), seriam responsáveis por drenar energia dos sistemas de distribuição da forma mais racional possível, ou seja, com correntes pouco distorcidas, simétricas e de elevado fator de potência.

Com isso, surgem as questões: apesar da forte tendência no Brasil de se associar todos problemas de qualidade de energia diretamente às concessionárias, que interesse teriam as distribuidoras de energia em instalar dispositivos condicionadores com a finalidade de garantir as condições adequadas da corrente (em geral filtros paralelos), já que estas deveriam ser responsabilidade dos consumidores? No passado, esta ação se justificaria, dentre outros pontos, pela redução das perdas nos sistemas elétricos, ampliando assim suas capacidades e lucros financeiros, além do que a redução nos níveis de distorção e assimetrias da corrente podem inclusive, agregar mais confiabilidade aos sistemas de monitoração, controle e proteção das redes. Por outro lado, que interesse teriam os consumidores industriais em instalar equipamentos para garantir os níveis adequados da tensão de fornecimento (em geral filtros série), mesmo que possuam processos sensíveis à deterioração desta, se isto fosse definido como responsabilidade total das distribuidoras?

2. Além disso, *questões técnicas* como: **o que é necessário compensar?** ou **quanto é importante compensar?** também são de extremo interesse. Ou seja, é necessário eliminar todos os distúrbios relacionados à deterioração da qualidade da energia (distorções de forma de onda, desbalanços entre as fases, reativos, oscilações de potência, etc.), ou é possível compensar seletivamente alguns destes fatores e, ainda garantir que as condições de circulação de energia, estejam dentro de limites pré-definidos como aceitáveis? Em relação às distorções de forma de onda da corrente das cargas, por exemplo, é necessário que se eliminem todas as frequências múltiplas e sub-múltiplas das ondas fundamentais, ou bastaria a compensação seletiva das frequências predominantes em uma determinada instalação?

Portanto, assumindo que os distúrbios deveriam ser eliminados por seus responsáveis diretos, sejam concessionárias ou consumidores (a não ser quando acordado entre as partes), alguns comentários podem ser feitos sobre as três principais topologias de filtros ativos de potência (paralelo, série e unificado).

5.2.1 Filtro ativo paralelo

Desde o surgimento dos conceitos de filtragem ativa, as topologias de filtros paralelo (ou do termo em inglês “*shunt*”), para compensação dos distúrbios presentes nas correntes, vem sendo amplamente exploradas. A Figura 5.1 ilustra o esquema de instalação de um filtro paralelo em um sistema elétrico, onde o bloco do filtro ativo representa o conversor de potência e os circuitos de sensoramento e controle.

Seu princípio de funcionamento baseia-se na capacidade desta topologia injetar ou absorver uma parcela da corrente instantânea (i_F) que, associada à própria corrente não-ideal dos consumidores (i_C), faria com que o sistema de distribuição “enxergasse” a carga compensada com um comportamento melhorado (i_S). Ou seja, em conjunto com as cargas, um filtro ativo paralelo pode emular para o sistema, uma carga adaptada aos objetivos da compensação (elevado fator de potência, corrente senoidal, potência constante, carga resistiva equilibrada, etc).

Vale destacar que as cargas não-lineares industriais, em sua maioria, podem ser modeladas como fontes de correntes harmônicas, e que nesses casos os filtros em paralelo podem ser uma

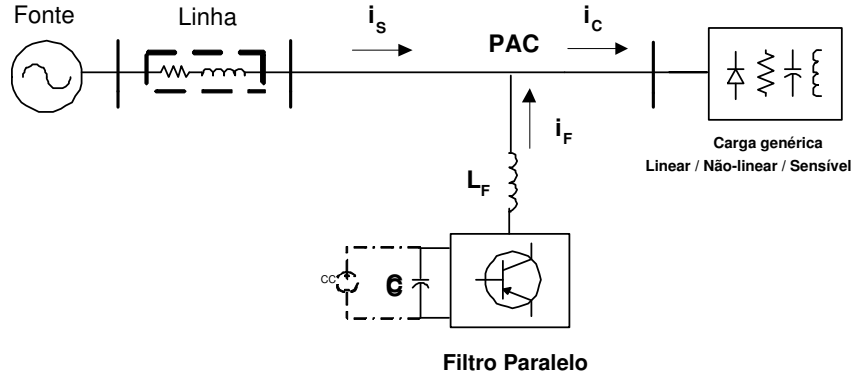


Figura 5.1: Esquema básico de instalação de um filtro ativo paralelo.

solução bastante eficaz para desviar as correntes harmônicas, evitando sua propagação pela rede. Por este motivo, a topologia paralela foi escolhida para implementação do protótipo experimental.

Já cargas não-lineares comerciais e residenciais apresentam um comportamento de fontes de tensões harmônicas, para as quais a solução indicada seria baseada na topologia série descrita a seguir.

5.2.2 Filtro ativo série

As topologias de filtros ativos série também não são recentes. Entretanto, as técnicas de controle dos mesmos e os objetivos da compensação série ainda são pouco explorados, mostrando que ainda existem muitas possibilidades para esta topologia, principalmente se controladas digitalmente. Baseando-se nas discussões anteriores, no momento que as recomendações nacionais e internacionais forem implementadas como normas, nas quais os consumidores teriam assegurados os limites pré-definidos em relação à qualidade das tensões de fornecimento, acredita-se que a instalação de filtros com esta topologia deve crescer bastante.

De certa forma, os filtros série podem ser considerados circuitos duais aos filtros paralelos. Seu princípio de funcionamento é baseado na capacidade deste tipo de filtro injetar ou absorver, através de transformadores de acoplamento com a rede, parcelas de tensão (v_F) que, associadas com a tensão de um determinado PAC (v_S), podem propiciar níveis mais elevados de qualidade e confiabilidade das tensões supridas (v_C) [3, 167, 177, 178, 179].

Entretanto, esbarra-se novamente em questões menos técnicas e mais administrativas, uma vez que esta topologia pode ser utilizada tanto para garantir tensões adequadas para as cargas ou consumidores sensíveis à variações de tensão, ou ainda funcionar como bloqueadores de distúrbios de tensão para as redes de distribuição, garantindo que problemas na tensão originados nas correntes de um PAC, não se propaguem pelo sistema (como por exemplo no caso de instalações com fornos de arco).

Incluindo no esquema da Figura 5.1 transformadores de acoplamento entre o conversor e o

sistema elétrico, tem-se o esquema da topologia de filtros série 5.2. Notar que de acordo com a estratégia de compensação, pode ser necessária uma fonte auxiliar de energia no elo CC.

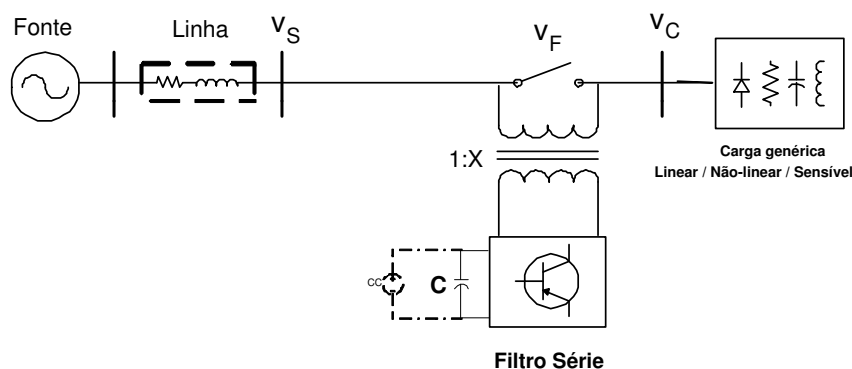


Figura 5.2: Esquema básico de instalação de um filtro ativo série.

Assim como o que ocorre com os filtros paralelos, alguns fabricantes já comercializam filtros ativos série, principalmente para solução de problemas bastante específicos em instalações muito sensíveis ou muito distorcivas. Destacam-se as soluções baseadas nos chamados Restauradores Dinâmicos de Tensão (DVR, *Dynamic Voltage Restorers*) para aplicações em níveis de distribuição.

5.2.3 Filtro ativo unificado

As topologias mistas (série e paralelo), também conhecidas como unificadas ou universais, tais como os UPLC (*Universal Power Line Conditioners*) ou os UPQC (*Unified Power Quality Conditioners*) são bastante interessantes para garantir elevados níveis de compensação, se utilizados em seu potencial máximo. Isto porque são compostas de dois conversores de potência e têm a capacidade de injetar ou absorver tanto tensões, quanto correntes em um determinado ponto de conexão com o sistema [3, 27, 83, 156, 180, 181], como ilustrado na Figura 5.3.

Entretanto, de acordo com o que foi discutido nas seções anteriores, estas topologias representam aumento dos níveis de complexidade dos dispositivos, agregando custos e ainda restam questões como: até que ponto uma concessionária estaria interessada em instalar por sua responsabilidade um dispositivo como este, para solucionar inclusive problemas originados pelo funcionamento inadequado (no caso da existência de legislação relacionada) de cargas e consumidores industriais? A mesma pergunta poderia ser feita a respeito dos consumidores em corrigirem problemas por sua conta e interesse.

Desta forma, acredita-se que esta topologia pode ser indicada para casos bastante específicos de compensação, por exemplo, se uma concessionária e um consumidor industrial negociarem a instalação conjunta do dispositivo, assumindo que ambos possuem responsabilidade sobre a manutenção da qualidade de energia em um determinado PAC, ou ainda, se uma concessionária resolvesse fornecer a uma certa indústria, ou conjunto destas, níveis flexíveis de qualidade de energia (*Custom Power*) [28]. Ou seja, com um dispositivo deste tipo, poder-se-ia expandir o controle sobre as variáveis do sistema, fornecendo energia mais pura (maior qualidade) em

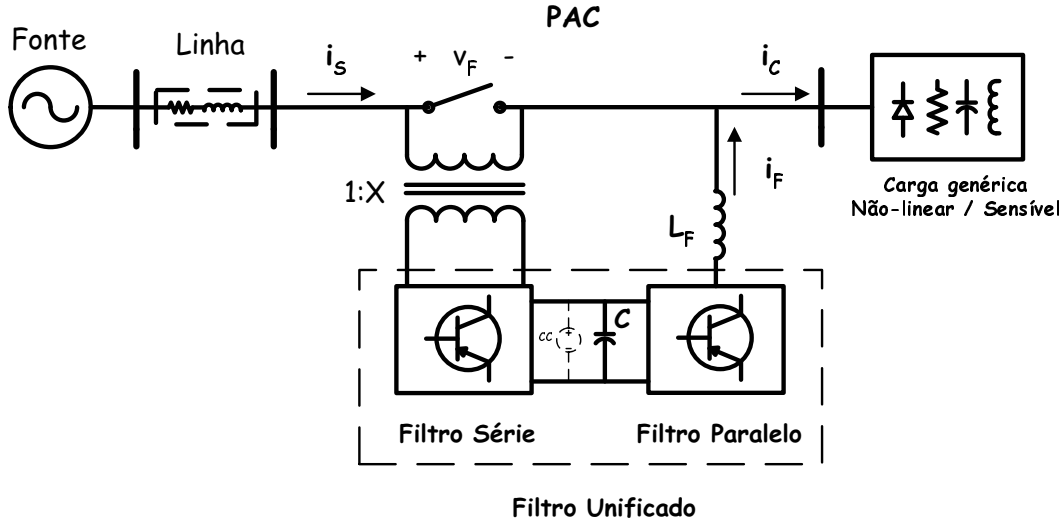


Figura 5.3: Esquema básico de instalação de um filtro ativo unificado.

determinados horários e menos pura em outros. Neste contexto, destacam-se os estudos sobre o conceito de *qualidade contratada*.

5.3 Metodologia de identificação e compensação seletiva: distúrbios x custos

Considerando-se todos os aspectos técnicos e econômicos discutidos, é importante ressaltar que a metodologia seletiva de identificação dos distúrbios proposta neste trabalho pode ser utilizada na definição de diferentes estratégias de compensação, influenciando inclusive nos custos de cada solução, independentemente da topologia escolhida.

Através da metodologia seletiva, um filtro paralelo pode ser desenvolvido para compensar toda a corrente de distúrbio i_d ou apenas os reativos da frequência fundamental i_{1q}^+ , as assimetrias da corrente fundamental i_{u1} , a corrente não-ativa i_n , as correntes residuais i_{res} ou ainda harmônicos específicos, como será detalhado adiante. É óbvio que tal escolha influencia no dimensionamento, complexidade e nos custos do filtro a ser implementado.

Comentários semelhante podem ser feitos em relação às topologias série e unificada, nas quais, além das parcelas de correntes mencionadas, as componentes de tensão de distúrbio v_d , tensão residual v_{res} , tensão de assimetria v_{u1} , etc., também poderiam ser definidas como variáveis de controle dos filtros ativos.

A Figura 5.4 apresenta um diagrama ilustrativo de como a metodologia seletiva poderia auxiliar na atribuição de responsabilidades, bem como na escolha da topologia do filtro ativo de potência.

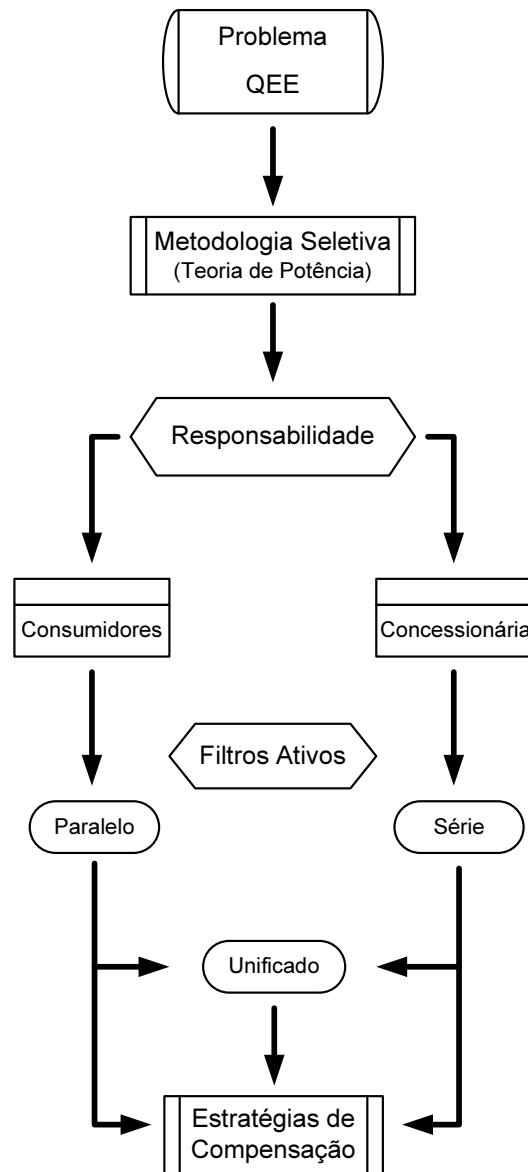


Figura 5.4: Metodologia seletiva: auxílio na atribuição de responsabilidades, estratégias de compensação e escolha de topologia.

5.4 Protótipo implementado: filtro ativo paralelo

Para demonstrar o funcionamento de um filtro ativo paralelo, bem como apresentar os resultados de duas estratégias de compensação distintas, um protótipo de FAP trifásico foi preparado e avaliado.

A estrutura básica do protótipo e do sistema no qual o mesmo foi avaliado está descrito na Figura 5.5. Basicamente, tal protótipo é constituído de conversor de potência, filtros passivos de saída, placas de sensores e condicionamento dos sinais e um DSP para processamento e controle das variáveis, como detalhado a seguir.

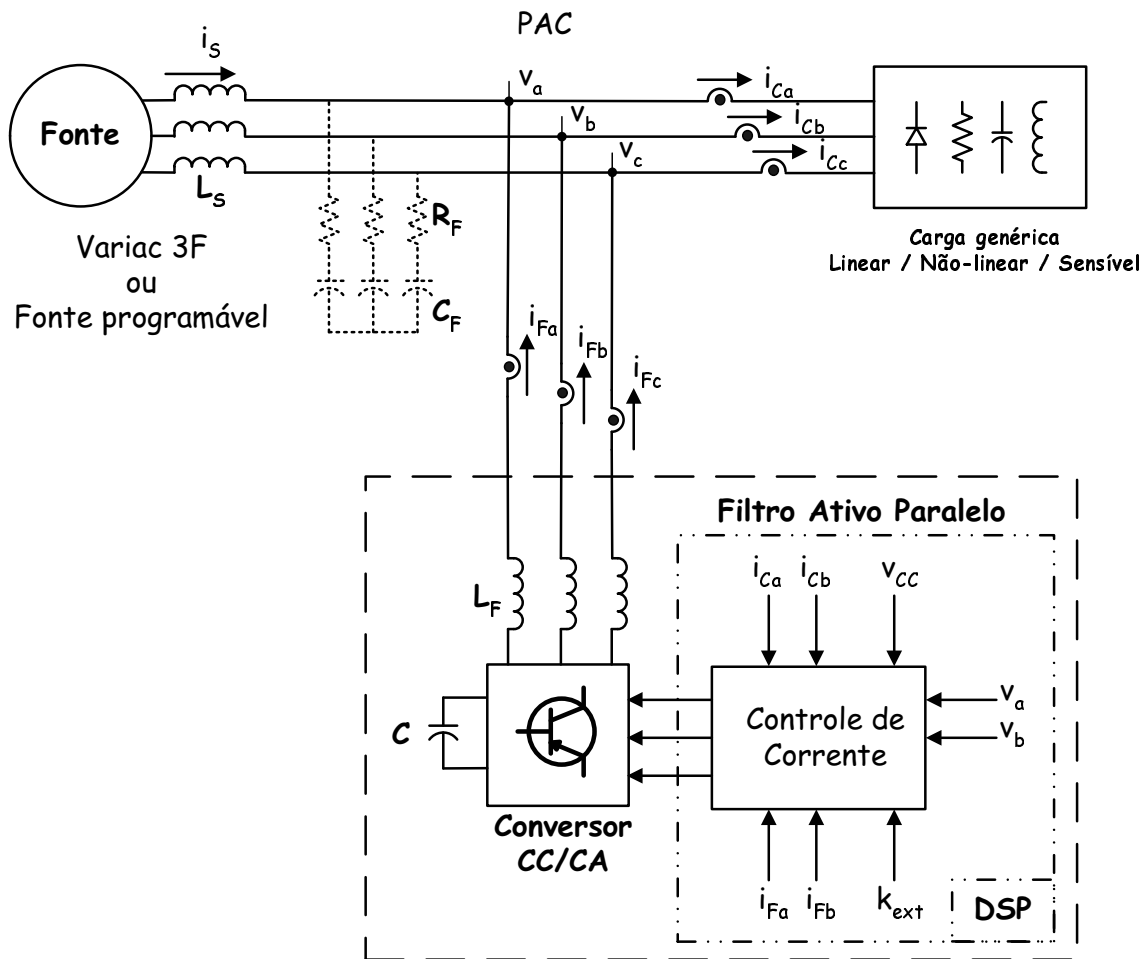


Figura 5.5: Esquema do circuito de potência utilizado no protótipo.

5.4.1 Circuito de potência

O circuito de potência do sistema implementado é composto por alguns itens básicos:

A) Conversor de potência trifásico

Dois tipos de conversores de potência podem ser utilizados na implementação dos filtros ativos, são eles os *inversores fonte de tensão* (VSI - *Voltage Source Inverter*) e os *inversores fonte de corrente* (CSI - *Current Source Inverter*) [83, 96]. O primeiro é o mais difundido em aplicações de controle de motores e condicionadores de energia, provavelmente pelas baixas perdas e custos agregados. Por outro lado, quando se necessita de conversores de elevada robustez, os CSI podem ser mais indicados. Como não é proposta deste trabalho explorar as diferenças entre estes dois tipos de inversores, decidiu-se por utilizar VSIs na implementação do protótipo.

Em se tratando de um protótipo de laboratório, foi adquirido um módulo de desenvolvimento do fabricante Semikron, o qual é formado por um retificador trifásico a diodos, um elo CC, um inversor trifásico utilizando IGBTs, um quarto ramo com um IGBT auxiliar, placas com os acionadores dos interruptores (“*drivers*”), sendo todos os componentes agrupados e montados sobre o mesmo dissipador térmico. As principais características deste modulo são descritas a seguir e detalhes adicionais podem ser encontrados no Apêndice 01:

- potência de 5,5kW;
- retificador não controlado para tensões até 220/380V (SKKD46);
- elo CC formado por associação de capacitores, resultando em 2.2mF para tensões de até 900V;
- IGBTs para correntes de até 50A em 1200V (SKM 50GB 123D);
- acionadores (drivers) em 5V (SKHI22B), a qual é a tensão de saída do PWM do DSP utilizado;
- possibilidade de alteração dos tempos mortos que agregam segurança ao controle;
- circuito de proteção contra curto-circuito, com sinal de erro disponível.

Observar que os sinais de controle para tal conversor estão no mesmo nível de tensão da saída do DSP (5V), evitando assim circuitos adicionais. Desta forma, os pinos de saída do modulador PWM do DSP foram conectados diretamente aos pinos de entrada dos *drivers* do conversor. Para conexão foram utilizados cabos blindados.

Além dos capacitores do elo CC, existe ainda a possibilidade de se conectar uma fonte de energia auxiliar (renovável por exemplo), a qual possa suprir eventuais necessidades de injeção de potência. O retificador conectado a este elo, também poderia ter a função de manter carregados os capacitores, mas neste caso a tensão não poderia ultrapassar a tensão retificada da rede e por não ser controlado, provocaria correntes distorcidas na instalação a montante.

B) Variac trifásico

Para representar a rede trifásica, optou-se por utilizar um Variac trifásico de 9kW para emular o comportamento da rede. Esta opção garante mais segurança ao protótipo. No entanto,

não podemos deixar de considerar que a presença da reatância série inserida pelo mesmo no circuito é muito mais elevada que a reatância do sistema de potência real, seja no primário ou secundário dos sistemas de distribuição.

C) Fonte programável de potência

Para que se pudesse ter controle inclusive sobre a forma de onda e simetria das tensões que emulam a rede elétrica, uma fonte trifásica programável de 4,5kW também foi utilizada em alguns testes.

D) Cargas

Foram utilizadas cargas lineares e não-lineares para emular um PAC com baixo fator de potência e elevada distorção harmônica.

E) Filtro de saída do conversor

Para atenuar o *ripple* de corrente na saída do filtro ativo, faz-se necessário a utilização de um filtro indutivo de saída. Seu dimensionamento depende do nível de ripple e da banda passante desejados para o filtro ativo e são influenciados pela reatância do Variac utilizado. Várias configurações foram testadas, inclusive utilizando indutores construídos com núcleo de ar ou ferrite, ao invés de núcleo de ferro, o que evitaria efeitos de saturação das correntes harmônicas que o filtro ativo deve sintetizar. Entretanto, apesar das perdas em alta frequência, em geral é possível obter resultados satisfatórios mesmo com os reatores com núcleo de ferro.

Por outro lado, dado o uso do Variac trifásico ou da Fonte CA Programável e, considerando que o nível de curto-circuito emulado por estes equipamentos é muito menor do que aquele provido por um sistema de fornecimento real, o *ripple* de corrente do conversor pode se propagar para as tensões do PAC, deteriorando sua forma de onda, mesmo na presença do filtro indutivo de saída. Assim, em determinados experimentos, fez-se necessário a utilização do filtro RC indicado na Figura 5.5 (pontilhado), para emular um sistema com elevado nível de curto-circuito.

Assim, a Tabela 5.3 indica as características básicas do protótipo implementado.

Tabela 5.3: Características do Circuito do Filtro Ativo.

Tensão elo CC	450V
Indutores do filtro saída L_F	1,5 / 4,5mH
Capacitor C_F	0 / 100 μ F
Frequência de amostragem (chaveamento)	12kHz
Tensão fase-fase	220Vrms
Potência nominal do filtro ativo	5,5kW

5.4.2 Circuito de sensoramento e condicionamento dos sinais

Duas placas de sensores e condicionamento foram desenvolvidas, uma para medida das tensões e outra para medida das correntes, ambas com alimentação autônoma e circuitos de proteção contra sobre-tensão e sobre-corrente.

Uma vez que os sinais medidos devem ser enviados ao DSP, estes são devidamente limitados entre $\pm 2V$ (faixa admissível ao conversor AD do ADMC401) e disponibilizados através de cabos do tipo *flat* para conexão ao DSP. O circuito de proteção também foi projetado de forma que, quando ocorre qualquer problema em um dos dois sistemas de medição (tensão ou corrente), é gerado um sinal auxiliar de proteção, o qual também é enviado ao DSP para desabilitar o acionamento das chaves (pino PWMTRIP do DSP).

Dois circuitos de tensão CC variável (sempre entre $\pm 2V$) também foram implementados através de potenciômetros de precisão de forma a possibilitarem a aquisição de dois “ganhos externos variáveis” (K_{ext}), os quais podem ser utilizados, por exemplo, para ajuste fino dos ganhos de um controlador de corrente.

Para medida das correntes, foram utilizados sensores de efeito Hall (LA55-P, do fabricante LEM), os quais possuem uma boa banda passante (200 kHz) e permitem ajuste no valor da tensão de saída de acordo com as necessidades do projeto.

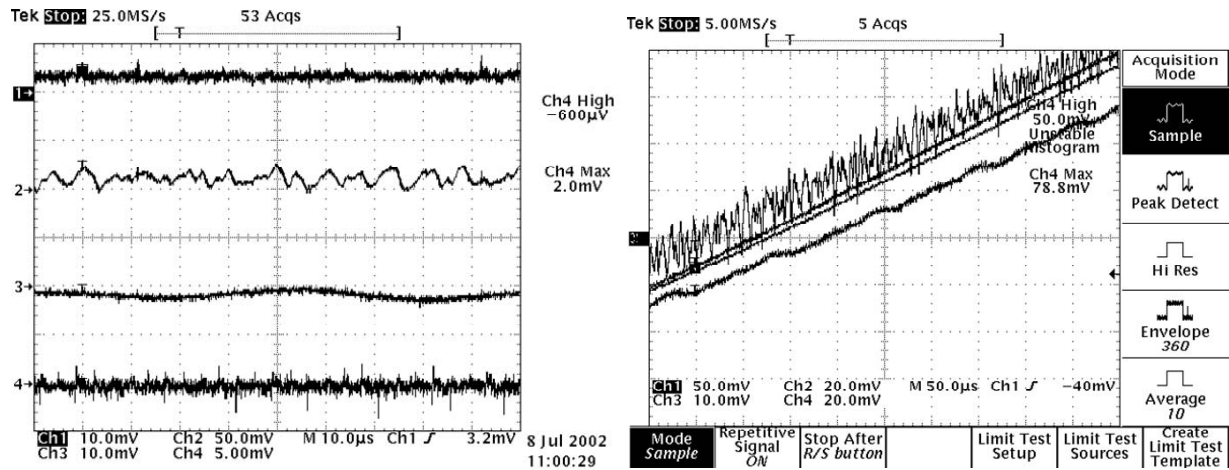
Para as tensões, foram avaliados circuitos com medida diferencial simples, bem como divisores resistivos opto-isolados (HCPL7800a) e sensores de efeito Hall (LV-25P, LEM).

A Figura 5.6(a) mostra a comparação da saída dos circuitos de sensoramento com entrada nula, usando sensores Hall LV25-P (Ch1), circuito opto-isolado (Ch2), circuito diferencial (Ch3) e a entrada (Ch4). Observar que a escala de tempo se encontra em $10\mu s$ e, assim sendo, o ruído da entrada é de alta frequência, bem como aquele da saída do circuito com o sensor Hall. A saída do circuito diferencial apresenta um bom resultado, principalmente porque pelo seu funcionamento, já exclui um pouco deste ruído da entrada nula e embora pareça introduzir uma baixa frequência na medida, isto não é verdade dada a escala de tempo utilizada. No caso do circuito opto-isolado, a saída apresenta um ruído diferente daquele da entrada, o qual tem sua origem no próprio componente e em seu circuito isolado de alimentação (bastante sensível).

Na Figura 5.6(b) temos a mesma comparação, mas agora no cruzamento por zero de uma entrada senoidal para os circuitos. A sequência das figuras de cima para baixo representa a saída do circuito opto-isolado, o sinal original, a saída do sensor Hall e a saída diferencial.

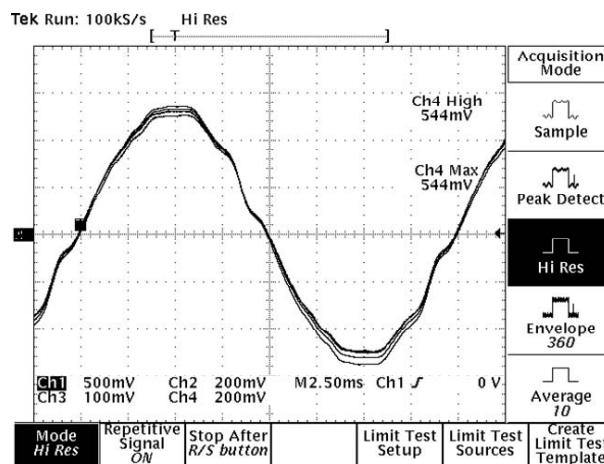
A Figura 5.6(c) mostra que de modo geral, para muitas das aplicações envolvidas, as diferenças mencionadas anteriormente não seriam perceptíveis, ou seja, o resultado usando um ou outro sistema é muito semelhante. No entanto, deve-se ter pleno conhecimento da resposta dos circuitos envolvidos, uma vez que, em determinadas aplicações ou estratégias de controle, esta pode influenciar tanto na estabilidade quando na dinâmica do sistema como um todo. No protótipo desenvolvido optou-se pela utilização do sensor Hall (LV-25P), o qual apresentou boa

resposta em frequência e baixa taxa de ruído.



(a) Entrada nula.

(b) Zoom de entrada senoidal no cruzamento por zero.



(c) Entrada senoidal.

Figura 5.6: Comparação dos circuitos de sensoriamento de tensão (LEM x Diferencial x Opto-isolado).

Os diagramas esquemáticos das duas placas desenvolvidas para o protótipo se encontram no Apêndice 02. No entanto, para o projeto e implementação dos controladores digitais de tensão e corrente, é importante que se tenha um bom conhecimento sobre o sistema implementado, principalmente no que se refere aos fatores de escala empregados nos circuitos de condicionamento dos sinais. Assim, o ganho do sistema de medição de corrente pode ser definido como a seguir.

A) Ganho do sensor de corrente (K_{SI})

Apesar do valor nominal do sensor de corrente (LA-55P) ser de 50A, o protótipo foi projetado para correntes nominais de 12,2A, o que significa que este é o valor real das correntes no lado do circuito de potência. Entretanto, para não perder precisão em relação à escala nominal do sensor, trabalhou-se com 4 espiras de medição sobre o sensor, o que faz com que o mesmo interprete uma corrente de aproximadamente 48,8A.

O fator de escala ou de transformação do LA-55P é de 2000:1, o que significa que sua saída em corrente tem uma amplitude 2000 vezes menor do que a corrente medida. Tal corrente de saída é então convertida em tensão através de um resistor de medida (R_m), a qual vai para um circuito de condicionamento de ganho unitário (TL084) e, finalmente, é limitado dentro da faixa de interesse de $\pm 2V$ (detalhes no Apêndice 02).

$$K_{SI} = 4 \cdot K_{LA-55P} \cdot R_m \cdot K_{TL084} = 4 \cdot \frac{1}{2000} \cdot 82 \cdot 1 = 0,164 \quad (5.1)$$

o que significa que com uma corrente de $\pm 12,2A$ no circuito de potência, teremos um sinal da placa de condicionamento para o DSP com $\pm 2V$:

$$\pm 12,2A \cdot K_{SI} = \pm 2V \quad (12,2A \longrightarrow 2V). \quad (5.2)$$

B) Ganho do sensor de tensão (K_{SV})

Usando abordagem similar, também pode-se definir o ganho dos sensores de tensão, entretanto, neste caso, os ganhos dos sensores das tensões de fase são diferentes daqueles da tensão do elo CC.

Assim, o ganho dos sensores de fase (K_{SVabc}) foram definidos de forma que com $\pm 200V$ de tensão, a saída para o DSP ficasse entre $\pm 2V$, o que equivale a

$$K_{SVabc} = \frac{2V}{200V} = 0,01. \quad (5.3)$$

Já no caso do sensor da tensão do elo CC, o qual deve atingir valores superiores aos 450V mencionados, o valor definido como fundo de escala foi 628V, portanto:

$$K_{SVcc} = \frac{2V}{628V} = 0,00318. \quad (5.4)$$

C) Quanto ao número de sensores

Em relação ao controle de corrente, optou-se por medir as correntes das cargas, para cálculo das referências de corrente para o inversor, bem como as correntes de saída deste, para realimentação dos controladores de corrente, como será detalhado no próximo capítulo. Uma vez que o protótipo foi desenvolvido para sistemas trifásicos sem condutor de retorno, pode-se usar a estratégia de medir duas correntes em cada ponto (carga ou indutor de saída) e calcular a terceira digitalmente. Isto porque a soma das três deve ser sempre nula (*Leis de Kirchhoff*)

[182].

A mesma estratégia foi adotada na medida das tensões, uma vez que a medida foi realizada como descrito no Capítulo 3, em relação a um ponto de referência virtual e portanto, também devem somar zero instantaneamente. Além disto, ainda foi realizada a medida da tensão do elo CC.

Portanto, foram utilizados 4 sensores para as correntes, 2 sensores para as tensões de fase e um sensor para a tensão CC, como descrito na Figura 5.5.

5.4.3 Sistema digital (DSP) utilizado

A plataforma de processamento digital utilizada no controle do protótipo do filtro ativo foi o Kit de desenvolvimento ADMC401, da *Analog Devices*. Como já mencionado, trata-se de um DSP de ponto-fixa (aritmética saturada) com 16 bits.

Para a implementação do filtro ativo, tal DSP representa uma ferramenta poderosa, com capacidade de processamento de 26 MIPS (26 milhões de instruções por segundo), com conversor AD de 8 canais ($\pm 2V$, $2\mu s$ por canal) e módulo PWM integrados à unidade de processamento (ADSP-2171). Na placa de desenvolvimento do kit também haviam disponíveis pinos de entradas e saídas auxiliares, conversor DA, pino de proteção (PWMTRIP), comunicação serial, etc. Além disto, a escolha por este sistema também se baseou na simplificação de sua linguagem de programação, a qual é um tipo de *Assembly* com funções de linguagens de alto nível.

No Apêndice 03 estão dispostas algumas informações adicionais sobre as características técnicas do Kit utilizado.

A) Ganho do conversor AD (K_{AD})

É importante observar que o conversor analógico-digital também apresenta um ganho a ser considerado no projeto dos controladores.

No caso do sistema implementado, optou-se pelo desenvolvimento de todos os algoritmos e controladores digitais utilizando um formato numérico puramente fracionário, usualmente conhecido como formato 1.15 ou Q.15. Isto significa que, considerando os 16 bits do DSP, 1 bit é reservado para os sinais (+/-) das variáveis ou constantes, enquanto os outros 15 bits representam números entre $\pm 0,999999$.

Isto resulta em um sistema normalizado como quando utilizando variáveis por-unidade (pu). Portanto, deve-se observar que os $\pm 2V$ na entrada do DSP (conversor AD), são convertidos para um valor digital correspondente a $\pm 1pu$, o qual, em níveis digitais, representa um valor igual a 2^{15} .

Portanto, o ganho do conversor AD pode ser representado por:

$$K_{AD} = \frac{1pu}{2V} = 0,5. \quad (5.5)$$

Assim, tomando por exemplo um valor de tensão de fase igual a 180V, teríamos um valor digital no respectivo registrador do DSP, dado por:

$$180V \cdot K_{SVabc} \cdot K_{AD} \cdot 2^{15} = 180V \cdot 0,01 \cdot 0,5 \cdot 2^{15} = 29491. \quad (5.6)$$

5.5 Conclusão

Neste capítulo foram discutidos os subsídios fundamentais para implementação de filtros ativos, bem como aspectos técnicos, econômicos e regulatórios relacionados à escolha de uma ou outra topologia de filtro ativo para solução de problemas de QEE.

Neste contexto, considerando que os problemas de deterioração da QEE devam ser solucionados pelos responsáveis por seu aparecimento, sejam consumidores (cargas) ou fornecedores (concessionárias) e considerando que boa parte dos fenômenos têm origem nas cargas industriais, as quais normalmente representam fontes de correntes, optou-se pela implementação de um filtro ativo paralelo para demonstrar os resultados de algumas técnicas de compensação.

Assim, a estrutura e os componentes do protótipo implementado foram apresentados e detalhados, de forma que no próximo capítulo sejam apresentadas duas estratégias distintas de compensação e seus respectivos resultados, bem como os controladores digitais necessários à sua implementação.

Capítulo 6

Controladores Digitais e Resultados Experimentais do Filtro Ativo Paralelo

Como mencionado no primeiro capítulo, um dos objetivos deste trabalho é discutir e demonstrar como algumas das técnicas de processamento digital de sinais apresentadas, podem ser utilizadas no controle de um filtro ativo de potência, independentemente das definições de potência discutidas nos Capítulos 2 e 3.

Desta forma, uma vez identificadas as parcelas ideais e não-ideais (distúrbios) das tensões e correntes, estas podem ser utilizadas na definição de estratégias de compensação de um filtro ativo, independentemente da topologia do filtro escolhido. Entretanto, deve-se destacar que uma mesma estratégia de compensação pode ainda ser implementada de diferentes formas, em geral produzindo resultados distintos. E, dependendo dos controladores digitais aplicados, tais diferenças podem se acentuar ainda mais.

Portanto, este capítulo traz uma breve discussão sobre a definição de uma estratégia de compensação, apresenta os controladores digitais utilizados na implementação do protótipo do filtro ativo de corrente (paralelo) e mostra os resultados de sua aplicação em um sistema com carga não-linear.

6.1 Definição dos objetivos e estratégias de compensação

Considerando-se especificamente o caso do filtro ativo paralelo, várias estratégias de compensação podem ser implementadas para alcançar diferentes objetivos em termos de qualidade de energia, fluxo de potência, minimização de perdas, etc.

Dentre as muitas possibilidades [13, 83, 163], as estratégias mais comuns encontradas na literatura são:

- Síntese de potência constante (SPC) [42]: a qual pode ser bastante interessante se as tensões do sistema forem simétricas e senoidais, uma vez que garantem que fluxo de potência constante para os sistemas de geração, transmissão e distribuição de energia. Do contrário, para compensar a potência não-resistiva e manter a potência ativa constante

no PAC, o filtro ativo pode fazer com que as correntes do sistema compensado tornem-se distorcidas e desequilibradas;

- Síntese de corrente senoidal (SCS) [161]: que tem por objetivo manter as correntes do sistema senoidais, equilibradas e em fase com a componente fundamental da tensão, independentemente das condições da tensão, minimizando assim a DHT de corrente e os efeitos de eventuais desbalanços das cargas;
- Síntese de carga resistiva (SCR) [14, 160, 166] ou Síntese de fator de potência unitário (SFPU): a qual é baseada no princípio de minimização da corrente instantânea e poderia ser associada à compensação da parcela de corrente (i_z) discutida no Capítulo 3. Com tal estratégia, a corrente sempre segue a forma de onda da tensão, como em uma carga resistiva e, portanto, o fator de potência seria maximizado;
- Compensação seletiva de harmônicos (CSH) [125, 183]: menos comum que as anteriores, a CSH tem sido proposta por meio de diferentes controladores digitais ou formas de implementação e parece uma alternativa bastante viável para compensação de harmônicos predominantes em uma instalação, além de elevar o fator de potência.

Em [13, 14], algumas destas estratégias foram comparadas do ponto de vista da compensação da carga e do ponto de vista global de qualidade de energia, ou seja, levando em consideração não apenas o objetivo da compensação, mas também seus impactos no sistema em que o filtro ativo deve ser instalado. Destaca-se por exemplo, que a estratégia SCR pode ser bastante interessante em situações onde a tensão do PAC apresenta-se um pouco distorcida, uma vez que emulando uma carga resistiva, pode auxiliar no amortecimento de eventuais ressonâncias entre cargas e/ou compensadores passivos sob tensão não-senoidal do sistema. Destas análises, destaca-se mais uma vez a importância da regulamentação, uma vez que um filtro ativo pode estar atingindo suas metas de compensação local e ao mesmo tempo provoca algum outro tipo de distúrbio para o sistema como um todo.

Para demonstrar o funcionamento do protótipo de FAP implementado, optou-se por discutir a implementação de duas estratégias de compensação, a SCS e a CSH.

6.2 Controladores digitais utilizados

Independentemente da estratégia de compensação adotada, o sistema a ser controlado pode ser representado através do diagrama da Figura 6.1. Como não se pretende trabalhar com uma fonte de energia no elo CC, tal sistema se configura como dois sub-sistemas de controle: um para manter constante a tensão no elo CC e outro para garantir que a corrente de saída do filtro siga as referências definidas pela estratégia de compensação. Notar que o controlador da tensão do elo CC é responsável por escalonar o valor da referência de corrente do filtro ativo, de forma a manter fixa a tensão CC.

Desta forma, a função de transferência do sistema físico do controle da tensão CC pode ser representada pela função capacitiva $\frac{1}{sC}$, enquanto a função de transferência do sistema de

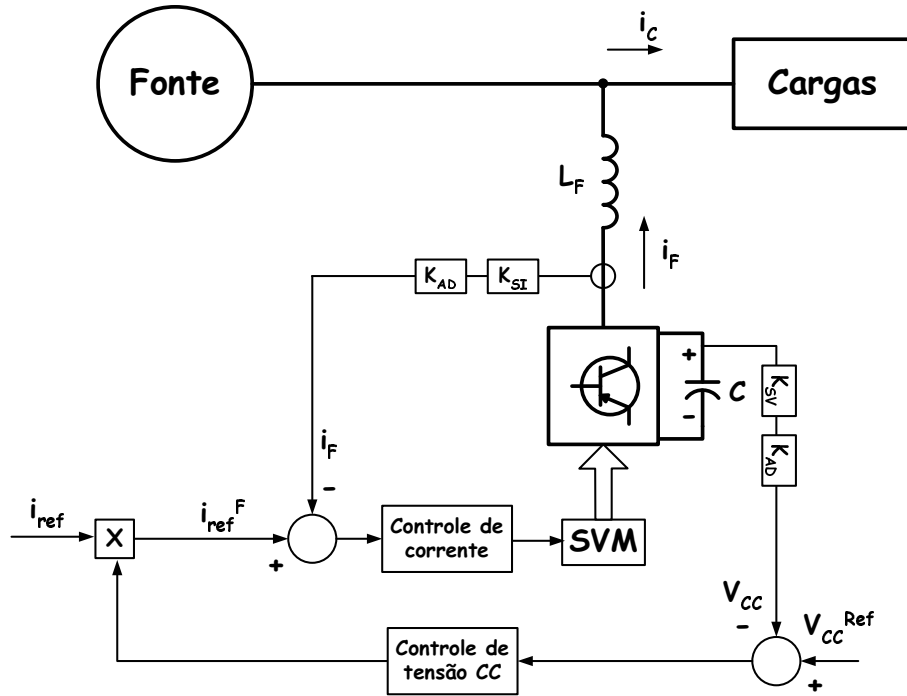


Figura 6.1: Sistema a ser controlado.

controle da corrente de saída é dada pela função $\frac{1}{sL_F}$ [174, 184].

Também devem ser considerados os ganhos dos sensores de tensão e corrente, bem como os ganhos do conversor analógico digital do DSP, descritos no capítulo anterior. Por fim, dependendo da técnica de modulação adotada, deve-se definir e considerar o ganho do conversor, como será resumido na próxima seção.

6.2.1 Chaveamento do conversor: modulação por vetores espaciais

A técnica de modulação escolhida foi a de Modulação por Vetores Espaciais (SVM - *Space Vector Modulation*). Tal técnica é baseada na projeção vetorial das variáveis de controle, para dentro de um plano hexagonal formado por setores idênticos, no qual cada setor indica a sequência de chaveamento dos IGBTs do conversor. Os tempos de abertura e fechamento de cada chave dependem da amplitude do vetor resultante da projeção vetorial.

Esta escolha baseia-se no fato de que esta técnica permite uma sobre-modulação em relação à técnica convencional de Modulação por Largura de Pulso Senoidal (MLP ou PWM - *Pulse Width Modulation*), da ordem de 15%, como descrito em [185, 186, 187]. Isto significa que com o mesmo valor de tensão CC, é possível sintetizar tensões CA trifásicas 15% maiores do que quando se utiliza modulação PWM Senoidal.

O desenvolvimento de algoritmos otimizados sobre a técnica de modulação SVM tem sido objetivo de diversos trabalhos e é assunto de bastante interesse nas áreas de eletrônica de potência e condicionamento de energia. Entretanto, como não é objetivo deste trabalho entrar

em detalhes sobre o assunto, destaca-se que foi utilizada a técnica detalhada em [174, 186, 187].

Para fins do projeto dos controladores digitais a serem utilizados, independentemente de empregar modulação SVM ou PWM, ambas devem ser representadas como um ganho na planta a ser controlada, como resumido a seguir.

Considerando as variáveis já transformadas para o sistema $\alpha\beta$, as mesmas são multiplicadas por um ganho $K_{svm} = 1/\sqrt{3}$ de forma a possibilitar que a SVM trabalhe inclusive em condições de saturação forte [186, 187, 188] e tal ganho deve ser considerado no projeto dos controladores do sistema. Além disto, o conversor trifásico, trabalhando com este tipo de modulação, pode ser representado na malha de controle como um ganho de aproximadamente $K_{out} = \sqrt{2}.V_{CC}$ [187].

As figuras a seguir ilustram o comportamento do conversor funcionando como fonte de tensão em malha aberta, alimentando uma carga resistiva. Podemos observar a forma de onda senoidal da referência (no centro do osciloscópio), a saída da SVM (filtrada através de um filtro RC de 300Hz) e a corrente senoidal da carga (traço inferior). Notar que na Figura 6.2(a) o “tempo morto” (*dead-time*) característico dos drivers utilizados ($\approx 3\mu s$) provoca uma leve distorção da corrente nos cruzamentos por zero, enquanto na Figura 6.2(b), este efeito foi compensado com o auxílio de um algoritmo específico para esta finalidade, também detalhado em [187, 188]. Observar que apesar da tensão de fase do conversor apresentar um “achatamento”, devido a operação em mode de saturação leve, tal efeito não se propaga para as tensões de linha e para a corrente de saída do conversor.

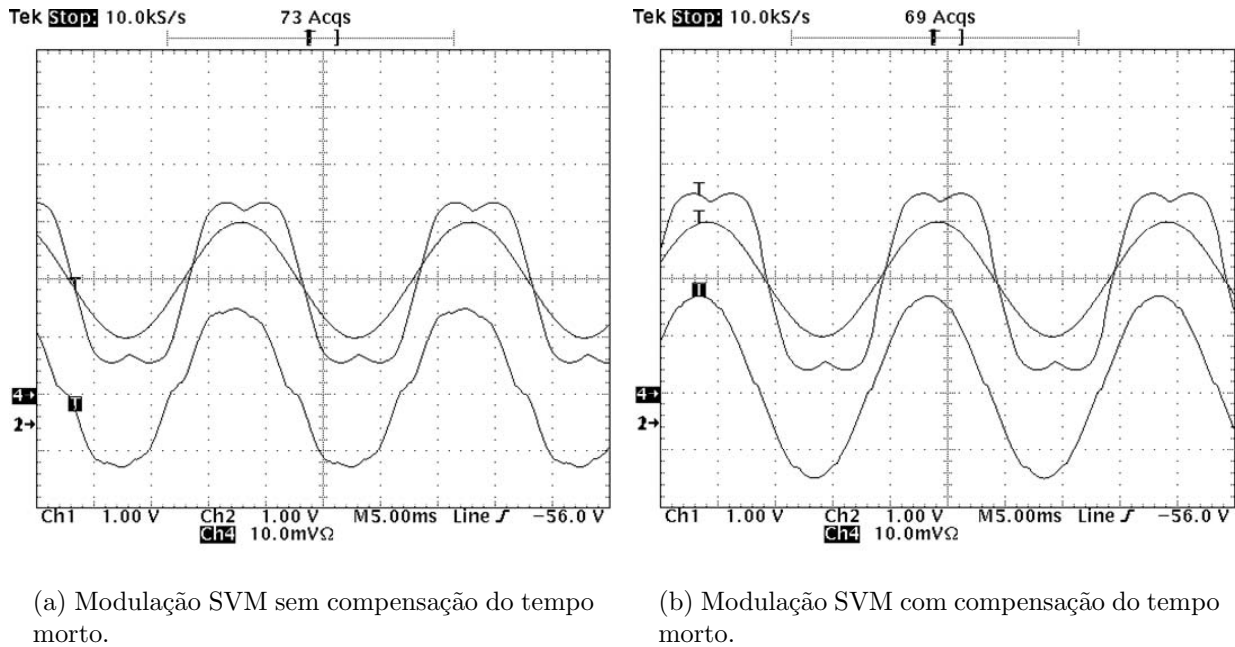


Figura 6.2: Comparação entre modulação com e sem compensação do tempo morto.

6.2.2 Controlador proporcional-integral de corrente

Com base na discussão anterior, para projetar um controlador PI para a corrente de saída do conversor, deve-se definir a planta a ser controlada conforme a Figura 6.3.

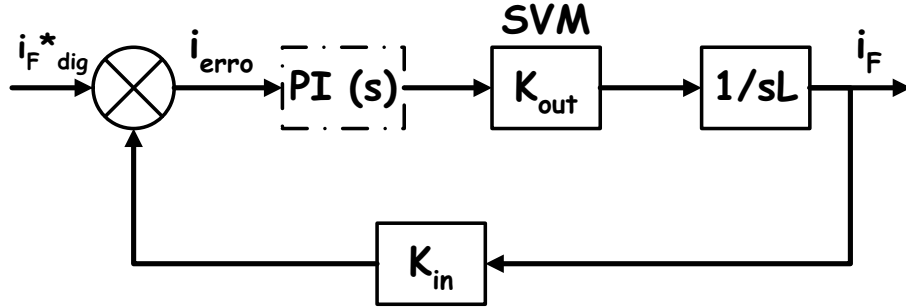


Figura 6.3: Diagrama de blocos da planta a ser controlada pelo regulador PI.

Desta forma, as funções de transferência de malha aberta sem e com o controlador são dadas respectivamente por:

$$G_{SC}(s) = K_{in} \cdot K_{out} \cdot \frac{1}{s \cdot L} = \frac{\omega_{SC}}{s} \quad (6.1)$$

$$G_{CC}(s) = G_{SC}(s) \cdot PI(s) = \frac{\omega_{CC}}{s} \quad (6.2)$$

$$K_{in} = K_{SI} \cdot K_{AD} \cdot K_{svm} \quad (6.3)$$

onde:

- K_{in} é o ganho de conversão do sinal real de corrente (em Amperes) para o domínio digital ($\pm 1pu$);
- K_{SI} é o ganho entre o sinal real de corrente e a entrada do conversor analógico-digital (AD) do DSP;
- K_{AD} é o ganho entre a variável de entrada e saída do conversor AD ($\pm 2V \rightarrow \pm 1pu$);
- K_{svm} e K_{out} os ganhos relativos a SVM;
- L é o valor da indutância de saída do conversor de potência, onde a corrente será efetivamente controlada;
- ω_{SC} e ω_{CC} as frequências naturais (rad/s) do sistema em malha aberta sem e com o controlador PI.

De posse de tais expressões, pode-se então calcular os ganhos proporcional (K_p) e integral (K_i) do regulador PI que serão implementados no DSP [153]:

$$K_p = \frac{\omega_{CC}}{\omega_{SC}} = \frac{f_{CC}}{f_{SC}} \quad (6.4)$$

$$K_i = \frac{K_p \cdot \omega_{CC}}{\tan(m_f)} \cdot T_a \quad (6.5)$$

sendo, f_{CC} a banda passante (Hz) e m_f a margem de fase desejadas para o sistema com o regulador PI e T_a é o período de amostragem utilizado.

Em geral, a banda-passante do controlador de corrente de um filtro ativo não pode ser nem tão baixa que impossibilite a síntese das correntes harmônicas necessárias, nem tão alta que torne o sistema instável ou que desrespeite os critérios de Nyquist [110], por exemplo. Quanto à margem de fase, são usuais valores entre $70^\circ \rightarrow 85^\circ$, para evitar que o sistema torne-se instável.

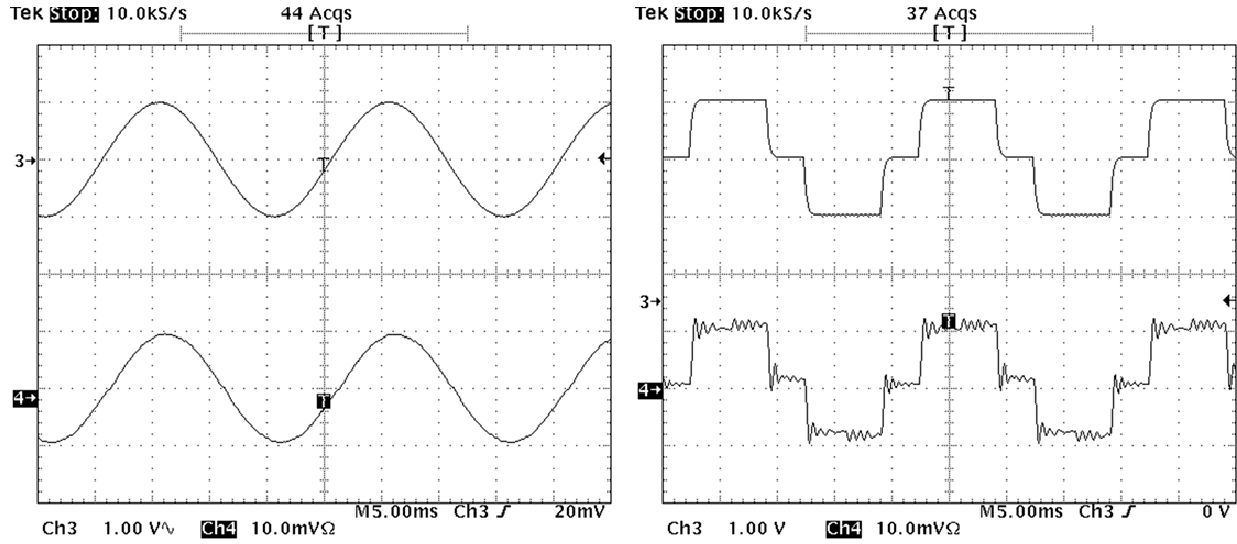
Antes de fechar a malha do filtro ativo, alguns testes foram feitos com o conversor funcionando apenas como fonte de corrente controlada (Figura 6.4). Esta configuração permite testar com precisão o projeto do regulador PI, como descrito anteriormente.

Com um controlador definido para uma banda passante de 1kHz e margem de fase igual a 85° , se a referência é senoidal como em 6.4(a) (traço superior) o controle é perfeitamente capaz de emular a corrente desejada (traço inferior). Já se a referência for alterada para uma forma de onda quase-quadrada 6.4(b), a qual possui um espectro de frequências maior que a banda passante do PI, o resultado é uma resposta relativamente oscilatória nas transições bruscas da referência.

Tais oscilações se originam na interação entre o regulador PI e o filtro de saída do conversor (L) e, considerando-se que em algumas aplicações podem ser necessários filtros de saída de ordem superior, o ajuste do sistema deve ser extremamente cuidadoso para evitar instabilidades e o controlador proporcional-integral pode ser insuficiente para atingir bons resultados.

Com base nestas duas figuras e dadas as características lineares do controlador PI, conclui-se portanto que, uma vez definidos os ganhos e a margem de fase do PI, este pode funcionar melhor ou pior, dependendo do espectro do sinal de referência a ser seguido. Isto explica porque tal tipo de controle pode ser muito eficiente para determinadas aplicações [189, 190] e menos para outras [128, 191].

Como se trata de uma implementação digital do regulador PI, a corrente de saída (i_F) devidamente amostrada e convertida em níveis digitais, deve seguir o valor de sua referência digital (i_F^{*dig}). Do contrário, o erro de corrente é enviado ao controlador PI. Considerando-se que na implementação digital, o ganho integral é multiplicado pelo tempo de amostragem (em geral bem pequeno), seu valor é sempre menor que $\pm 1pu$, o que significa que a parte integral do PI ($i_i[k]$) dificilmente provocará algum tipo de saturação do algoritmo (*overflow*). O mesmo não pode ser dito sobre a parte proporcional ($p_i[k]$), a qual, dependendo da escolha da banda passante (f_{CC}), pode resultar em ganhos proporcionais fora da escala máxima de $\pm 1pu$. Desta forma é necessário inserir rotinas de escalonamento e limitações que possibilitem



(a) Referência senoidal (superior) e corrente de saída (inferior).

(b) Referência quase-quadrada (superior) e corrente de saída (inferior).

Figura 6.4: Conversor como fonte de corrente controlada através de regulador PI.

a implementação do controlador sem influenciar em sua resposta. O diagrama da Figura 6.5 sugere uma solução em função de uma normalização pela potência de 2 (2^n) imediatamente superior ao valor do ganho proporcional K_p .

6.2.3 Controlador proporcional-integral da tensão CC

Convencionalmente o controle da tensão no elo CC dos filtros ativos em paralelo vem sendo feito por meio de controladores PI, uma vez que a dinâmica da tensão CC que se deseja controlar é bastante lenta, sendo relativamente fácil projetar um regulador PI que satisfaça as condições de dinâmica e estabilidade desejadas.

Com o objetivo de manter constante o balanço de potência no elo CC do conversor ($P_{CC} = P_{CA}$), pode-se equacionar o ganho estático do conversor trifásico como sendo:

$$K_{cc} = 3 \cdot \frac{(V_{rms}^s)^2}{V_{cc}}, \quad (6.6)$$

onde V_{rms}^s é a tensão eficaz, de fase, no ponto de acoplamento entre o conversor e a rede. Assim, a partir da planta da Figura 6.6, podemos calcular os ganhos do controlador PI.

$$G_{SC}(s) = K_{in} \cdot K_{cc} \cdot \frac{1}{s \cdot C} = \frac{\omega_{SC}}{s}. \quad (6.7)$$

$$G_{CC}(s) = G_{SC}(s) \cdot PI(s) = \frac{\omega_{CC}}{s}. \quad (6.8)$$

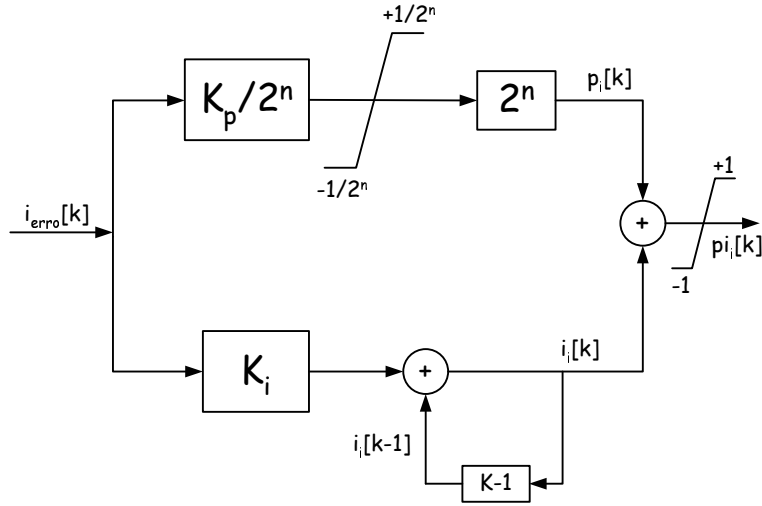


Figura 6.5: Diagrama de blocos do controlador PI de corrente.

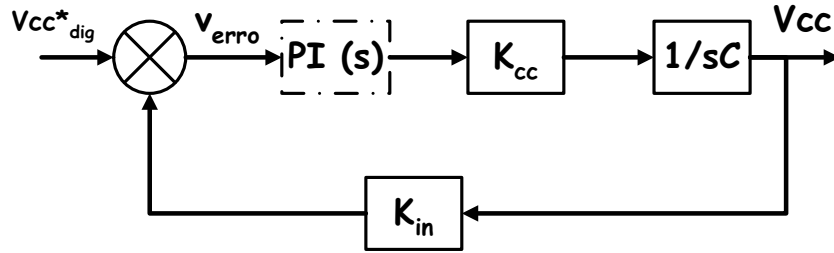


Figura 6.6: Diagrama de blocos da planta a ser controlada pelo PI do elo CC.

$$K_{in} = K_{SV_{cc}} \cdot K_{AD}. \quad (6.9)$$

onde:

- K_{in} é o ganho de conversão do sinal real de tensão (em Volts) para o domínio digital ($\pm 1pu$);
- $K_{SV_{cc}}$ é o ganho entre o sinal real de tensão CC e a entrada do conversor analógico-digital (AD) do DSP;
- K_{AD} é o ganho entre a variável de entrada e saída do conversor AD ($\pm 2V \rightarrow \pm 1pu$);
- C é o valor da capacitância no elo CC do conversor de potência, onde a tensão será efetivamente controlada;
- ω_{SC} e ω_{CC} são as frequências naturais (rad/s) do sistema em malha aberta sem e com o controlador PI.

Assim, pode-se calcular os ganhos proporcional ($K_{p_{cc}}$) e integral ($K_{i_{cc}}$) do regulador PI que serão implementados no DSP.

$$K_{pcc} = \frac{\omega_{CC}}{\omega_{SC}} = \frac{f_{CC}}{f_{SC}}. \quad (6.10)$$

$$K_{icc} = \frac{K_{pcc} \cdot \omega_{CC}}{\tan(m_f)} \cdot T_a. \quad (6.11)$$

Normalmente, o regulador PI do elo CC é projetado para uma dinâmica lenta (f_{CC}), da ordem de alguns Hz a poucas dezenas de Hz (5-20Hz). Isto é suficiente para o elo CC, uma vez que a própria dinâmica do capacitor é bastante lenta, e ainda traz a vantagem de desacoplar dinamicamente o controle da corrente de saída do filtro ativo (que deve ser rápido), do controle de tensão CC. Em geral, não é necessário nenhum filtro adicional sobre o valor de tensão do elo CC, uma vez que o próprio PI apresenta tal função de filtragem.

A margem de fase m_f é escolhida tal que garanta a estabilidade do sistema. Em geral são assumidos valores em torno de $m_f = 70^\circ$.

Notar que, como se trata de uma implementação digital do regulador PI, a tensão CC (V_{cc}) devidamente amostrada e convertida em níveis digitais deve seguir o valor de sua referência digital (V_{cc*dig}). Do contrário, o erro de tensão é enviado ao controlador PI, como ilustrado na Figura 6.7.

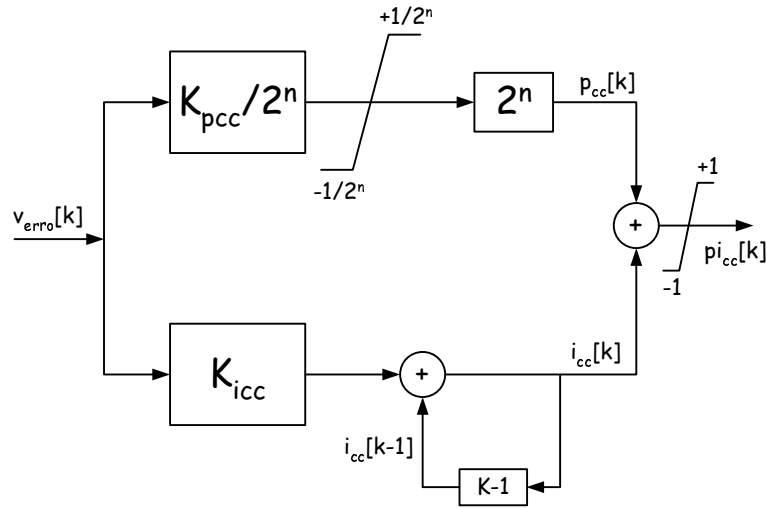


Figura 6.7: Diagrama de blocos do controlador PI de tensão.

Para avaliar o comportamento do PI de tensão CC isoladamente, foi realizado um experimento utilizando o conversor como retificador controlado, ou seja absorvendo corrente para uma carga CC resistivo-capacitiva e mantendo a tensão do elo constante (vide esquema da Figura 6.8). Assim, fixando um valor de 300V para a referência de tensão CC e utilizando um PI com banda-passante de 20Hz e margem de fase de 60° , a Figura 6.9 apresenta os resultados obtidos.

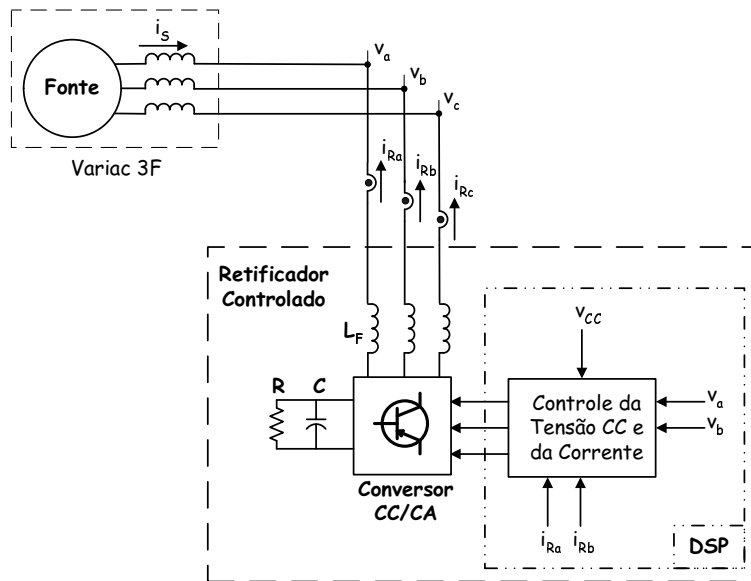
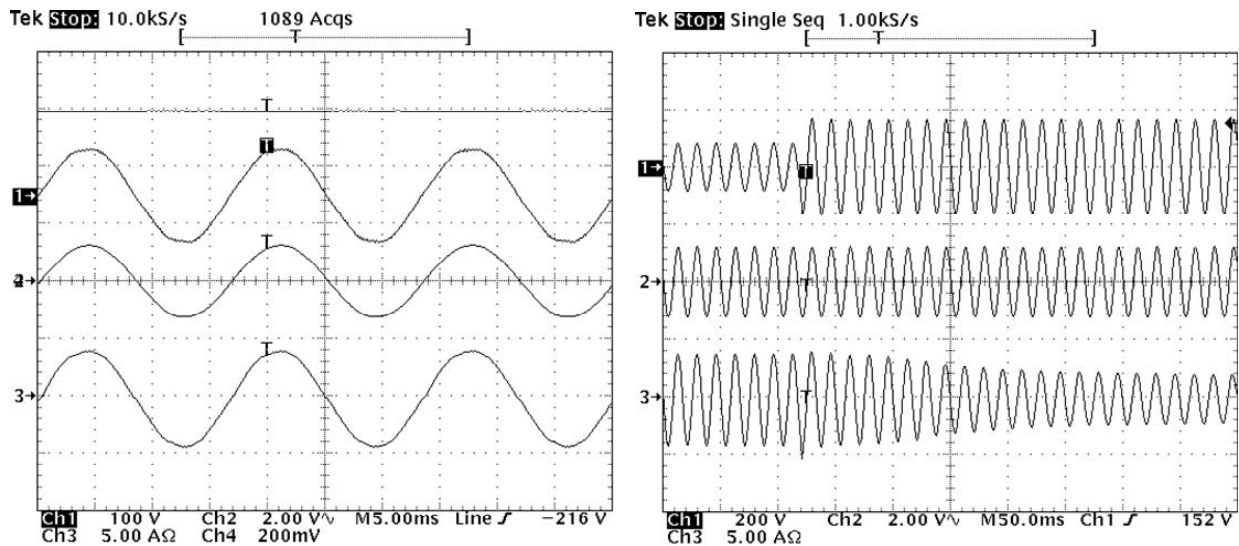


Figura 6.8: Experimento utilizando o conversor como retificador controlado.



(a) De cima para baixo: tensão CC (100V/div), tensão da rede (100V/div), referência de corrente (2V/div) e corrente de entrada (5A/div).

(b) De cima para baixo: degrau da tensão da rede, referência de corrente (PLL) e corrente do retificador.

Figura 6.9: Performance dinâmica do regulador PI do elo CC.

Como pode ser observado na Figura 6.9(a), a corrente de entrada segue a forma de onda da referência de corrente, a qual é definida pelo PLL discutido, e sua amplitude varia de acordo com a tensão da rede onde o retificador está conectado, mantendo a tensão do elo CC constante em 300V. Na Figura 6.9(b) pode ser observado o comportamento dinâmico do sistema quando submetido a um degrau da tensão de entrada. Observar que o PI do elo CC leva em torno de 10 ciclos para convergir para um novo valor para a referência da corrente de entrada.

6.2.4 Saturação dinâmica do controlador proporcional-integral

Quando implementando um controlador PI, é importante que se tome algum tipo de precaução contra instabilidades que o sistema pode apresentar, por exemplo, após um transitório. Tal efeito é usualmente chamado de *windup* e algoritmos de *anti-windup* devem ser implementados em conjunto com o PI para garantirem robustez nas aplicações [152, 192].

É usual que se coloque após o bloco do regulador PI, algum tipo de saturação que limite o sistema dentro de valores aceitáveis, de forma que este sempre consiga convergir para um ponto dentro dos objetivos desejados para o controle. Inicialmente esta foi a técnica adotada nos controladores PI implementados (vide Figuras 6.5 e 6.7).

No entanto, para melhorar a resposta dinâmica do sistema, optou-se por adotar a técnica de *saturação dinâmica* proposta em [193]. Este método pressupõe separar os limites das partes proporcional e integral do regulador PI, de forma que nas transições bruscas, a parte proporcional receba um “peso” maior na regulação, já que é o controle proporcional quem atua nos transitórios, enquanto a parte integral fica limitada ou mesmo zerada até que o sistema convirja para uma nova situação de regime. O diagrama de blocos da Figura 6.10 ilustra a rotina implementada para o PI de corrente, por exemplo.

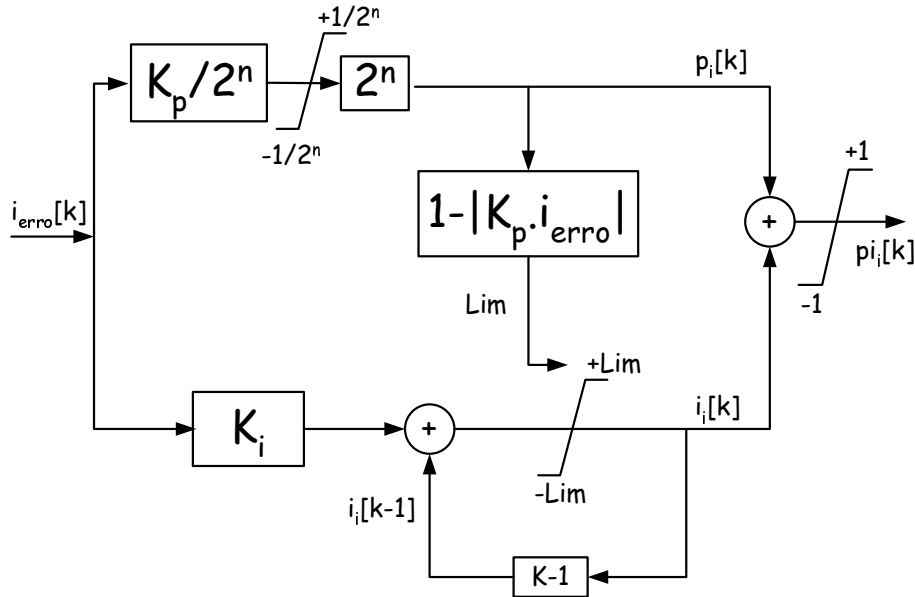


Figura 6.10: Diagrama de blocos do PI com saturação dinâmica.

6.2.5 Controlador preditivo de corrente

Os controladores não-lineares do tipo preditivo (DB, *dead-beat*) podem ser uma alternativa interessante em relação aos controladores PI e vem sendo bastante aplicados em diversos tipos de sistemas [165, 168, 170, 171, 194]. Sua vantagem baseia-se no fato de que, como é

um controlador desenvolvido conceitualmente digital, tem como objetivo principal fazer com que o sistema convirja para os valores de referência no menor número possível de amostras, sem necessidade de definições de banda passante ou ganho em uma frequência específica. Isto significa que é um controle bastante robusto às transições bruscas no sinal de referência ou nas variáveis a serem controladas.

Uma breve apresentação do projeto de um controlador dead-beat será feita a seguir e maiores detalhes do equacionamento do controle utilizado podem ser encontrados em [170, 171, 174, 186, 187, 193].

A Figura 6.11 representa a mesma planta da Figura 6.3, se substituído o controlador PI por um controlador dead-beat. Definindo $v^{inv}[k]$ como sendo a tensão que o controle deve sintetizar sobre cada ramo (ν) do conversor em um determinado instante k e $v^s[k-1]$ a tensão no ponto de acoplamento entre conversor e a rede no instante anterior. As expressões a seguir podem ser utilizadas para o projeto dos ganhos do controlador, onde i_{Fdig}^* e i_F são respectivamente a corrente de referência e a corrente real na saída do conversor.

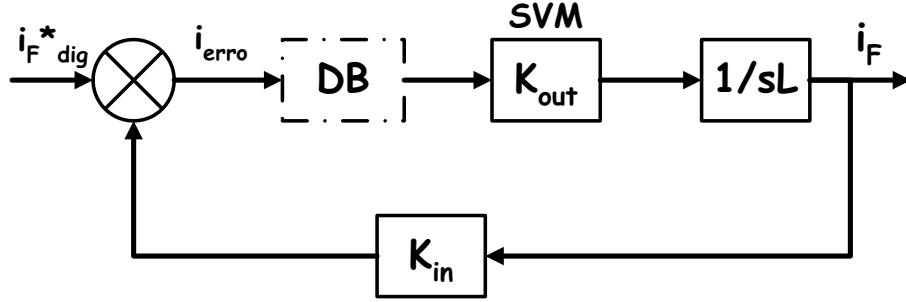


Figura 6.11: Diagrama de blocos da planta a ser controlada pelo dead-beat.

$$v^{inv}[k] = K_{ldb} \cdot \frac{L}{T_a} \cdot ([i_{Fdig}^*[k-1] - i_F[k-1]]) + 2 \cdot K_{vdb} \cdot v^s[k-1] - v^{inv}[k-1], \quad (6.12)$$

onde:

$$K_{ldb} = \frac{1}{K_{SI} \cdot K_{AD} \cdot K_{svm} \cdot K_{out}}, \quad (6.13)$$

$$K_{vdb} = \frac{1}{K_{SVabc} \cdot K_{AD} \cdot K_{svm} \cdot K_{out}}. \quad (6.14)$$

A Figura 6.12 ilustra o conversor funcionando como fonte de corrente controlada. Neste caso, a forma de onda de referência pode ser senoidal ou quadrada que o desempenho do regulador é muito semelhante. Isto permite concluir que, uma vez projetados os ganhos do regulador Dead-Beat, seu comportamento e desempenho independem da forma de onda ou banda passante da referência.

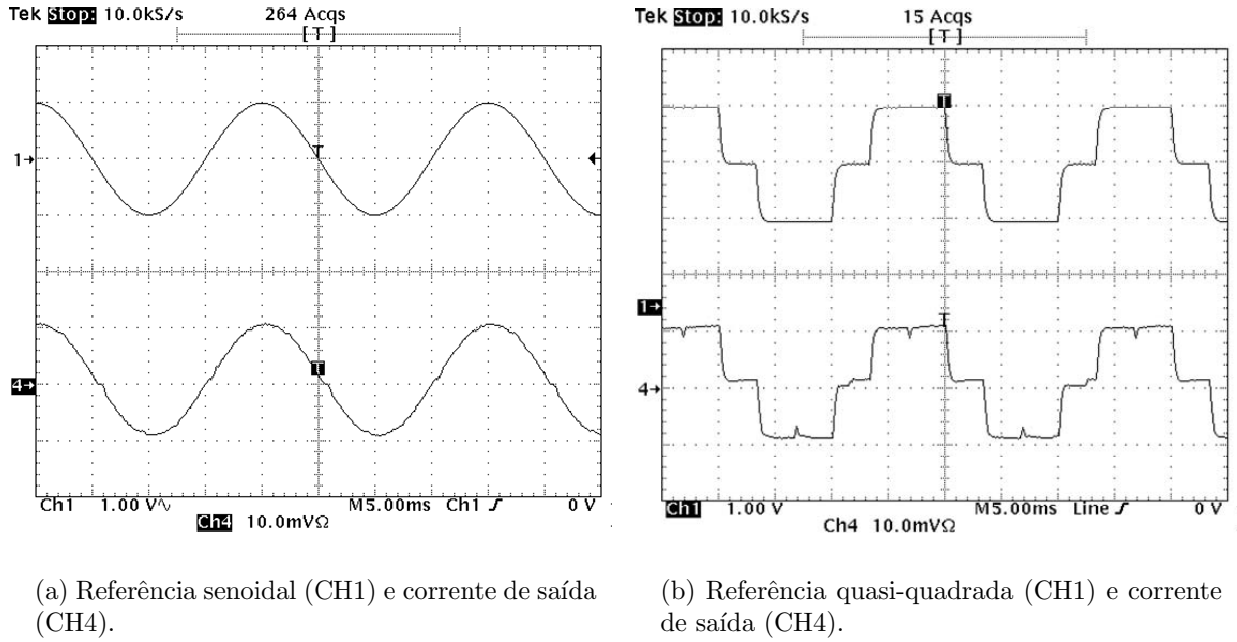


Figura 6.12: Conversor como fonte de corrente controlada através de regulador dead-beat.

Já a Figura 6.13 mostra que o controlador projetado consegue seguir sua referência com apenas dois passos de amostragem de atraso, ou seja, tomando o cruzamento por zero da referência como base, observa-se que a corrente real cruza o zero aproximadamente $200\mu s$ depois ($f_a = 10kHz$), o que equivale a dois passos de amostragem.

Com base nestas figuras e dadas as características do controlador, conclui-se que o mesmo pode representar uma alternativa interessante aos controladores PI lineares, especialmente se grandes variações são esperadas em termos das referências do filtro ativo.

Entretanto, na prática podem surgir algumas dificuldades. Por se tratar de um controlador puramente digital e não-linear, pequenas imprecisões no cálculo dos fatores de escala (K_{SV} , K_{SI} , K_{AD} , K_{svm} , K_{out}) e principalmente, no valor da indutância de saída do conversor (L), podem resultar em um controlador instável. Além disto, se ao invés de utilizar as tensões e correntes medidas, como em (6.12), fosse necessário o uso de estimadores de tensão, como proposto em [168], o controlador se tornaria ainda mais difícil de ser ajustado.

Nas próximas seções serão mostrados alguns resultados do filtro ativo com controle de corrente através do controlador preditivo discutido. No entanto, destaca-se que esta deve ser uma escolha bastante cuidadosa em função da precisão das informações e componentes disponíveis no sistema físico. Além disto, a aplicação do dead-beat deve ser descartada em aplicações conjuntas com outros algoritmos, os quais exijam que a frequência de amostragem seja variável, como no caso de algumas das técnicas descritas no Capítulo 4.

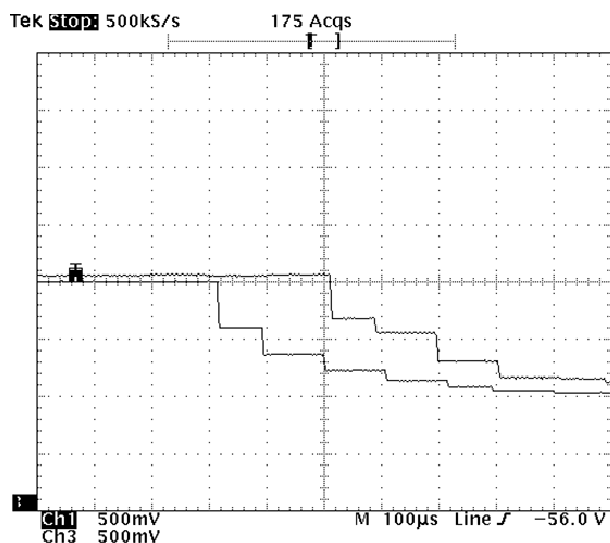


Figura 6.13: Tempo de resposta do controlador Dead-Beat (2 passos de amostragem).

6.2.6 Controlador repetitivo (seletivo) de corrente

Assim como o controlador PI ou o controlador DB, um controlador repetitivo também pode ser utilizado para garantir que o sistema siga sua referência com precisão.

O conceito de controle repetitivo tem origem no princípio de “controle pelo modelo interno” (do inglês, *internal model control*) e baseia-se na idéia de que a saída do controlador segue (rastrea) uma determinada referência periódica, sem erros de regime permanente, se o modelo que gera a referência for inserido na função de transferência de malha fechada [192, 195, 184].

O esquema básico de um controlador repetitivo é ilustrado na Figura 6.14. Este tipo de controle vem sendo utilizado em aplicações como retificadores controlados, UPS e filtros ativos [196, 197, 198]. Entretanto, tal esquema pode resultar em uma resposta instável, uma vez que amplifica todos os harmônicos da referência, inclusive os de ordem elevada, enquanto o sistema a ser controlado normalmente apresenta uma banda-passante limitada. Desta forma, é extremamente importante o projeto adequado do filtro passa-baixas $G_F(s)$ para garantir a estabilidade do sistema [184, 197].

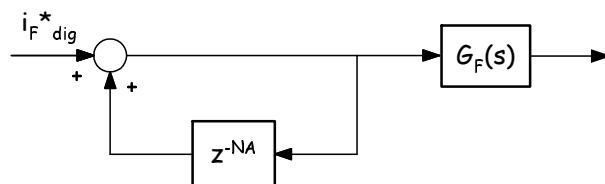


Figura 6.14: Diagrama do controlador repetitivo clássico.

No contexto deste trabalho, o controlador repetitivo tem sido usado em conjunto com a estratégia de compensação seletiva de harmônicos, como proposto para o controle da tensão de saída de fontes ininterruptas (UPS) em [174, 199] e aplicado a filtros ativos em [127, 128, 191,

200], de acordo com o esquema da Figura 6.15.

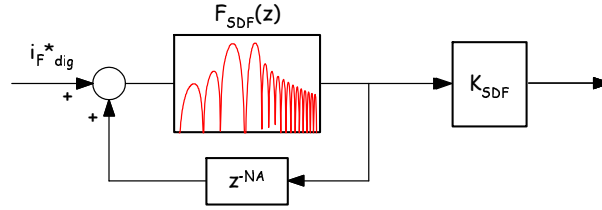


Figura 6.15: Diagrama do controlador repetitivo utilizado na compensação seletiva.

Quando uma determinada referência é composta por algumas frequências dominantes, é possível selecionar apenas tais componentes de forma a reduzir o esforço de controle [184]. Desta forma, o esquema da Figura 6.15 indica que um filtro baseado na SDF ou em uma DCT de múltiplas frequências pode ser adotado no ramo direto do controlador repetitivo, com o objetivo de selecionar apenas os harmônicos dominantes ou de interesse. O ganho K_{SDF} atua como um tipo de ajuste integral do controlador e está diretamente associado à resposta dinâmica do mesmo.

O ajuste variável do número de amostras N_A tem a função de permitir a correção de eventuais atrasos ocasionados pelo próprio processamento digital (tempo de execução das rotinas), circuitos de sensoriamento e atuação do conversor. Seu valor é determinado experimentalmente, com base em uma análise de estabilidade do sistema e usualmente varia de 2 a 3 períodos de amostragem.

Para selecionar as frequências de interesse, propõe-se o uso de um filtro deslizante (*running or moving filter*), implementado através da DCT, sobre um período da frequência fundamental do sistema (N). Tal DCT é baseada no filtro (4.8), com o detalhe que, neste caso, o termo referente aos cossenos leva em consideração o conjunto de harmônicos selecionadas N_h .

$$i_h[k] = \frac{2}{N} \sum_{c=0}^{N-1} i[k-c] \cdot \left(\sum_{h \in N_h} \cos\left[\frac{2\pi}{N} \cdot h \cdot (c + N_a)\right] \right). \quad (6.15)$$

Na verdade, a equação anterior representa um filtro de resposta finita ao impulso (FIR), de ordem N e com ganho unitário em todas as frequências selecionadas N_h . A grande vantagem em utilizar (6.15) é que a seleção de um ou mais componentes harmônicas não representa aumento da complexidade computacional, apenas uma modificação nos coeficientes do filtro. Desta forma, os valores referentes ao lado direito da equação, são pré-calculados em função da seleção harmônica, mas o número de coeficientes depende apenas do número de amostras por ciclo (como em 4.8).

Como já discutido no Capítulo 4, outra vantagem importante que deve ser ressaltada é que a implementação de tal filtro é pouco sensível a erros de quantização e, portanto, se aplica muito bem a sistemas de aritmética saturada, como o DSP utilizado no protótipo.

Considerando-se um filtro projetado para selecionar os harmônicos de ordem 1, 5 e 7, a Figura 6.16 ilustra sua resposta em frequência. É possível observar que o ganho é praticamente

unitário nas frequências selecionadas e muito pequeno nas outras frequências. As pequenas diferenças são devidas à superposição espectral e não prejudicam o funcionamento do controlador.

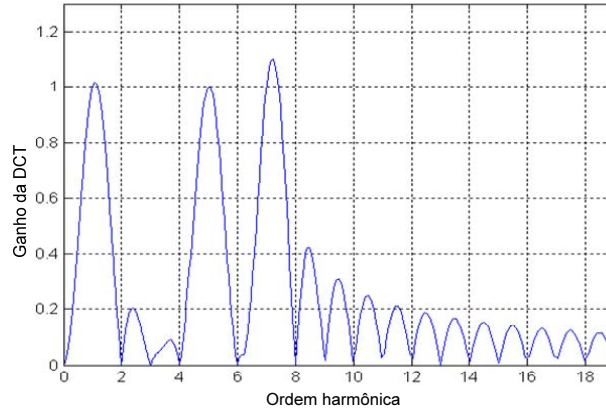


Figura 6.16: Resposta em frequência do filtro baseado na SDF, com $N_h = 1, 5, 7$.

A Figura 6.17 apresenta o diagrama de blocos do controlador seletivo implementado. Notar que além do controlador repetitivo seletivo, também foi incluído um controlador proporcional em paralelo. Tal estrutura foi proposta em [174, 199] e agrega velocidade à resposta dinâmica do sistema.

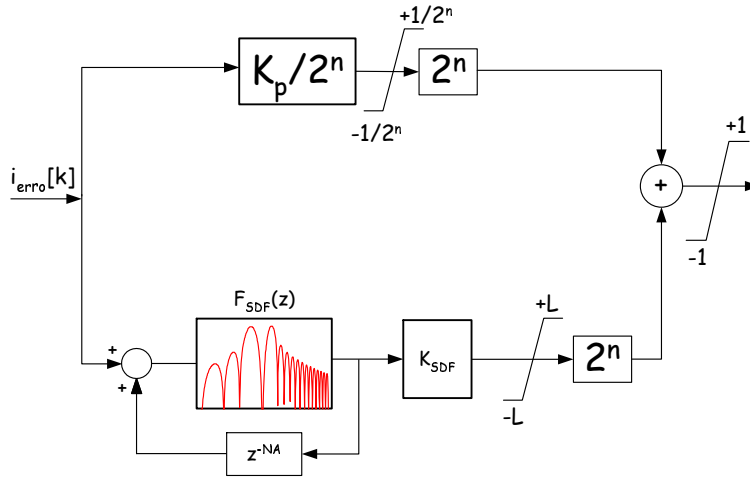


Figura 6.17: Diagrama de blocos do controlador repetitivo seletivo implementado.

A) Projeto dos ganhos K_p e K_{SDF}

O ajuste do ganho proporcional (K_p) é feito exatamente da mesma forma como no caso do projeto do controlador PI de corrente, ou seja, segundo (6.4).

Já o ganho do controlador repetitivo (K_{SDF}) pode ser obtido de sua equivalência com um controlador harmônico baseado em uma estrutura de eixos síncronos rotacionais, como

descrito em [124, 201], de tal forma que cada filtro passa-banda de frequência $h \in N_h$ pode ser interpretado com um integrador na frequência h . Assim, o ganho de tal integrador pode ser obtido por:

$$K_{Ih} = \frac{2.2}{n_{ph} \cdot T_1}, \quad (6.16)$$

onde n_{ph} define o número de períodos da fundamental (T_1) e o produto destes ($n_{ph} \cdot T_1$) define o tempo de resposta desejado para o controle de um determinado harmônico h .

Como detalhado em [128, 191], considerando as similaridades entre o controlador repetitivo proposto e o controlador síncrono rotacional e assumindo o mesmo ganho integral K_{Ih} para todos os harmônicos selecionados pela SDF, o ganho do controlador proposto pode ser obtido pela aproximação:

$$K_{SDF} \simeq \frac{K_{Ih}}{0,32\omega_1}. \quad (6.17)$$

Considerando-se, por exemplo, $K_{SDF} = 1$, teríamos um tempo de resposta de aproximadamente 1,1 períodos da frequência fundamental do sistema, o que corresponde a uma boa resposta dinâmica para as aplicações de filtros ativos.

B) Quanto à complexidade computacional e erros de quantização

Observando o diagrama da Figura 6.17 pode-se concluir que a complexidade computacional do controlador proposto é predominantemente definida pela SDF, tal como discutido no Capítulo 4. No entanto, deve-se ressaltar que a seleção de um, dois ou mais harmônicos não altera em nada a complexidade do controlador, o que o torna bastante interessante para aplicações em que o tempo de processamento deva ser otimizado, sem influenciar o desempenho do controle desejado.

Por se basear em uma estrutura de filtro FIR (SDF), destaca-se também que o algoritmo do controlador é pouco sensível a erros de quantização e portanto, pode ser interessante para implementações em sistemas com aritmética saturada.

C) Quanto a variações da frequência da rede

Eventuais variações de frequência da rede podem influenciar nos resultados esperados, uma vez que a sintonia dos filtros implementados através da SDF pode ser prejudicada. Desta forma, sugere-se utilizar a informação do PLL proposto no Capítulo 4 para então ajustar a frequência de amostragem do sistema digital e garantir a sintonia do filtro [128].

6.3 Resultados experimentais do filtro ativo paralelo

Uma vez apresentados e discutidos os controladores digitais necessários à implementação do protótipo, as próximas duas seções apresentam os resultados da aplicação da estratégia de compensação baseada na *síntese de corrente senoidal* (SCS) e da técnica de *compensação seletiva de*

harmônicos (CSH). Em particular, tomando-se a SCS como exemplo, será demonstrado que o mesmo objetivo de compensação pode ser obtido de formas distintas e, também, como a escolha de um ou outro controlador digital pode resultar em desempenhos distintos do filtro ativo. No que diz respeito à CSH, será demonstrado como o método de compensação seletiva proposto pode apresentar resultados muito vantajosos do ponto de vista do objetivo de compensação, bem como do projeto dos componentes do filtro ativo.

6.3.1 Síntese de corrente senoidal

Essa estratégia prevê a compensação de toda a corrente de distúrbio do sistema ($\mathbf{i}_d$), ou seja, parcelas não-ativas, residuais (harmônicas e inter-harmônicas), assimétricas, etc., independentemente das condições de forma de onda e simetria das tensões:

$$\mathbf{i}_d = \mathbf{i} - \mathbf{i}_{1a}^+, \quad (6.18)$$

onde $\mathbf{i}_{1a}^+$ é a corrente ativa fundamental de sequência positiva e $\mathbf{i}_d$ a referência para a corrente a ser sintetizada pelo filtro ativo paralelo (o FAP deve injetar $-\mathbf{i}_d$).

Após a compensação, é esperado que as correntes do sistema (a montante do PAC carga-filtro), resultem senoidais, equilibradas e em fase com as componentes fundamentais das tensões.

Do ponto de vista da distorção de corrente, esta estratégia é, sem dúvida alguma, muito interessante. Do ponto de vista de qualidade de energia global, alguns pontos devem ser levantados:

- por forçar que a corrente do sistema seja senoidal e equilibrada, independentemente das tensões do PAC, se estas apresentarem distorções e ou assimetrias, a potência fornecida pelo sistema apresentará comportamento oscilatório em regime permanente;
- por impor correntes senoidais, resulta que o sistema de fornecimento interprete o PAC compensado como uma carga resistiva apenas na frequência fundamental. Em outras frequências o sistema percebe uma carga de impedância infinita, já que não existe corrente circulando em tais frequências. Considerando o caso de um PAC onde, além do filtro ativo, houvesse um banco de capacitores para correção de fator de potência pré-instalado, haveria pelo menos uma frequência de ressonância relacionada ao mesmo e a falta de amortecimento provocada pela síntese de corrente senoidal poderia levar o sistema a condições de operação instáveis, se tal frequência de ressonância for excitada pela tensão ou pela carga.

Tais discussões podem ser encontradas em detalhes em [13, 14]. Destaca-se que, na falta de uma regulamentação específica e política de incentivos mais adequada à instalação de filtros ativos, esta vem sendo a técnica de filtragem mais utilizada nos últimos anos e, por isso, foi implementada neste trabalho como forma de avaliação do protótipo.

A) Quanto à implementação da SCS

Como apresentado no Capítulo 3, a corrente de distúrbio i_d pode ser identificada através da metodologia seletiva proposta. Entretanto, apesar do método da decomposição seqüencial dos sinais elétricos em suas múltiplas parcelas ser fundamental para o entendimento dos distúrbios envolvidos e dos respectivos fenômenos físicos associados, bem como para formulação de distintas estratégias de compensação, a decomposição seqüencial como proposta no Capítulo 03 não é necessária na implementação prática do filtro ativo paralelo.

No caso da SCS, o mesmo objetivo de compensação pode ser obtido, por exemplo, calculando apenas a tensão fundamental de seqüência positiva (v_{s1}^+) e fazendo com que o controle de tensão do elo CC escalone a amplitude destes sinais, o qual pode ser utilizado como referência para as correntes do sistema compensado (i_s) ou para as correntes da carga (i_c). Conseqüentemente, por simples diferença, pode-se definir o erro de corrente que deve ser utilizado como referência para o conversor do filtro ativo (i_{ref}^F). A Figura 6.18 ilustra o esquema proposto.

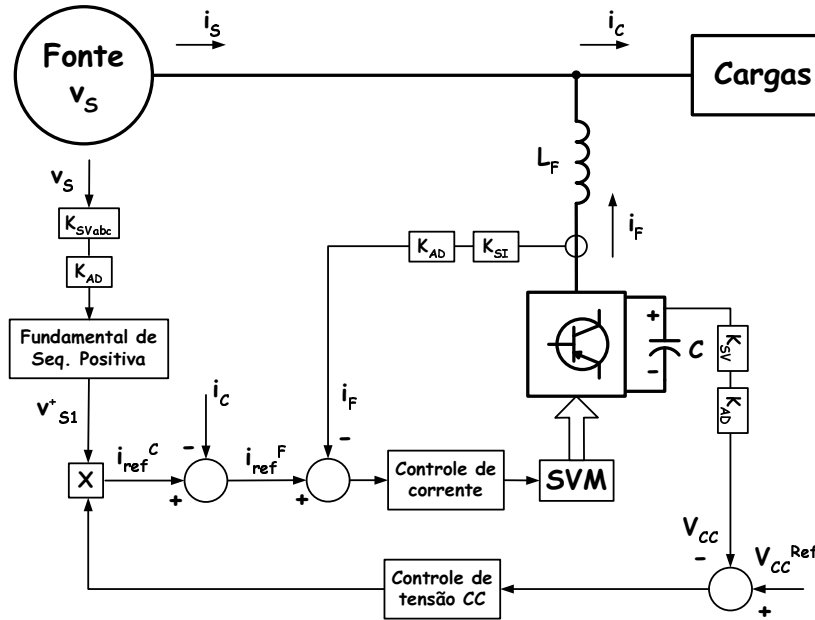


Figura 6.18: Esquema de implementação da SCS.

Se o filtro ativo for capaz de gerar uma parcela de corrente (i_F) tal que a corrente do sistema compensado siga a forma de onda da tensão fundamental de seqüência positiva, estará, portanto, emulando uma carga resistiva balanceada, na freqüência fundamental do sistema. Se a tensão do elo CC for mantida constante em regime permanente, significa que o filtro não estará nem absorvendo nem entregando potência ativa (para isto seria necessário um elemento armazenador de energia ou uma fonte auxiliar).

Ainda sobre o esquema da Figura 6.18, notar que a identificação da fundamental de seqüência positiva pode ser implementada através de qualquer uma das técnicas propostas no Capítulo 4. O mesmo pode ser dito sobre o controlador escolhido para o controle da corrente de saída do filtro ativo. A seguir, são apresentadas algumas possibilidades, bem como seus respectivos

resultados experimentais.

B) Referência através da DCT e controlador PI de corrente

A Figura 6.19 ilustra o diagrama de controle da implementação da estratégia SCS através da aplicação da DCT (Decomposição 1) sobre as tensões medidas e utilizando um regulador PI para o controle de corrente.

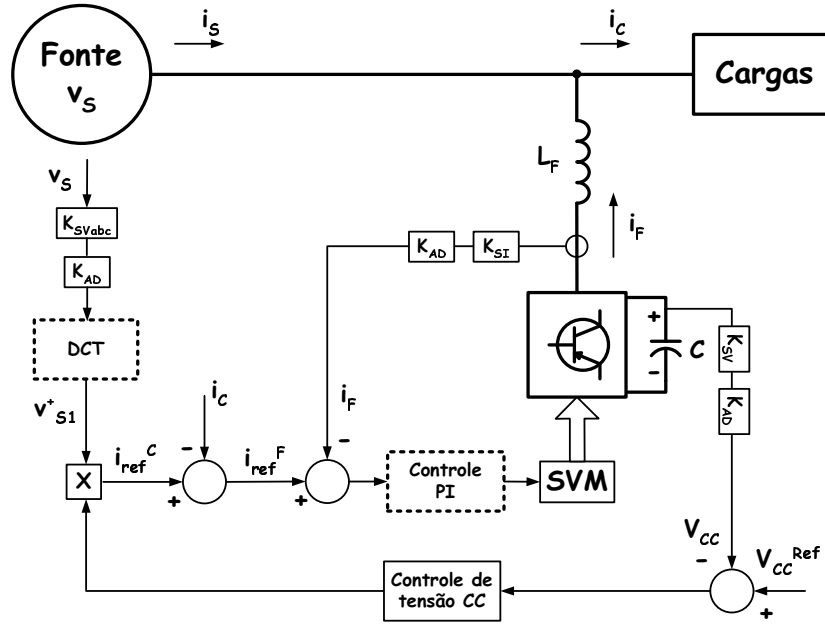
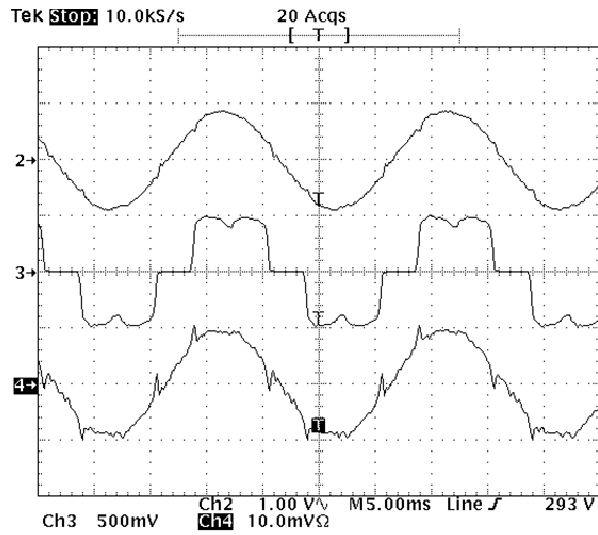


Figura 6.19: Implementação da SCS através da DCT e controlador PI.

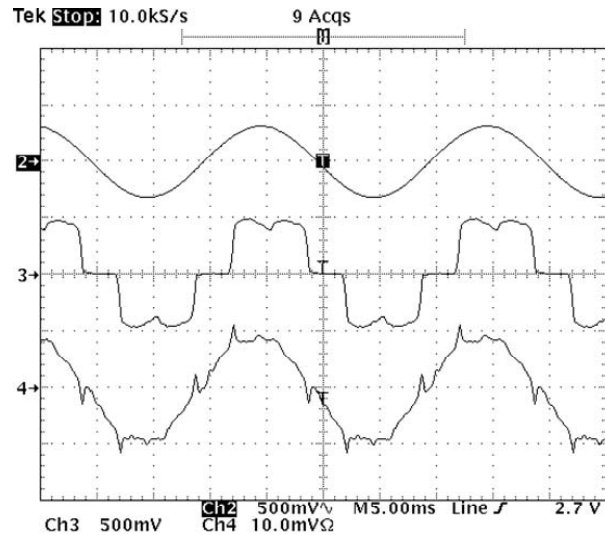
Assim, a Figura 6.20 ilustra a compensação de um PAC com carga não-linear. Na Figura 6.20(a), a referência do controle digital é a tensão medida diretamente da rede, sem processamento algum. Enquanto na Figura 6.20(b), a referência é a fundamental da tensão da rede (filtrada através da DCT), o que garante a compensação não apenas dos harmônicos, mas também dos reativos da carga.

Observar que com a referência filtrada, os ruídos presentes na tensão da rede (devido ao chaveamento), não são reproduzidos na corrente do PAC, no entanto, devido ao comportamento linear e limitado em frequência e em ganho do regulador PI, o filtro ativo tem dificuldades em eliminar completamente as transições bruscas da carga.

A Figura 6.21 apresenta os espectros das correntes da carga (retificador não-controlado com carga resistiva-capacitiva) e à montante do PAC compensado. Pode-se observar que, apesar da corrente após a compensação apresentar um comportamento muito melhor do que o da corrente da carga, seu espectro ainda é bastante espalhado, o que significa que o filtro foi capaz de diminuir o conteúdo harmônico do sinal, mas não de minimizá-lo. Tal efeito se dá principalmente em virtude do controlador PI utilizado ($f_{CC} = 1kHz$).

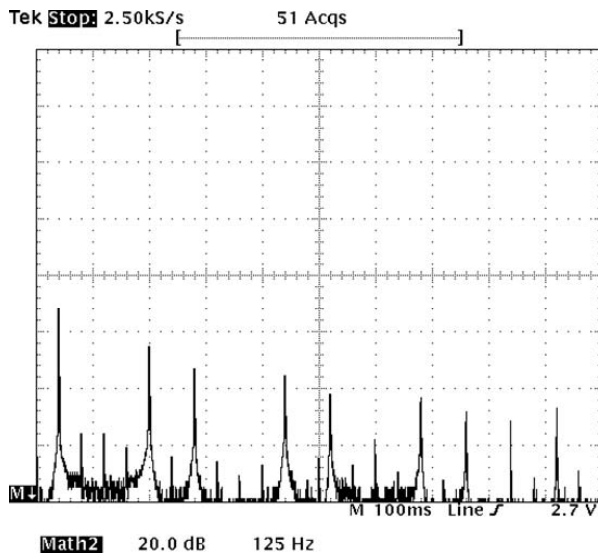


(a) De cima para baixo: tensão da rede, corrente na carga e corrente do PAC compensado.

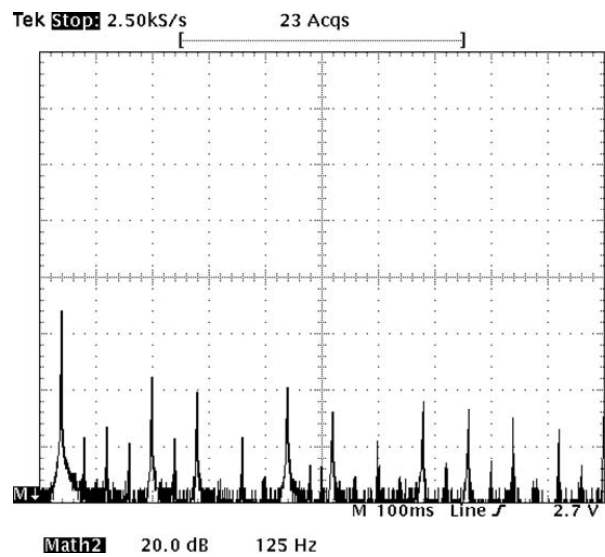


(b) De cima para baixo: tensão da rede filtrada pela DCT, corrente na carga e corrente do PAC compensado.

Figura 6.20: Compensação utilizando controlador PI e DCT para identificação da referência.



(a) Espectro da corrente da carga.



(b) Espectro da corrente do PAC compensado.

Figura 6.21: Espectros da corrente da carga e da corrente do sistema compensado.

C) Referência através da DCT e controlador dead-beat de corrente

Outra forma de implementação da SCS testada, baseia-se na substituição do regulador PI pelo controlador DB discutido anteriormente, como ilustra a Figura 6.22.

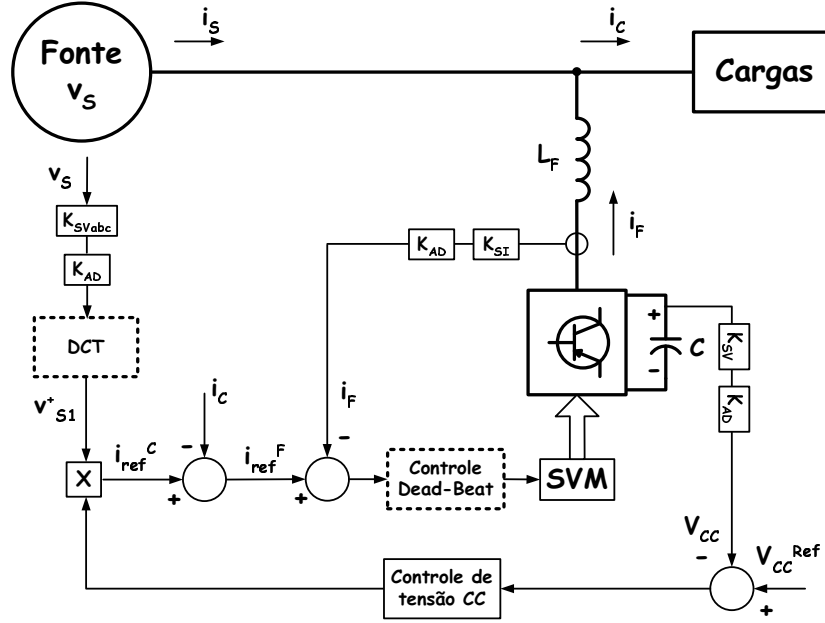
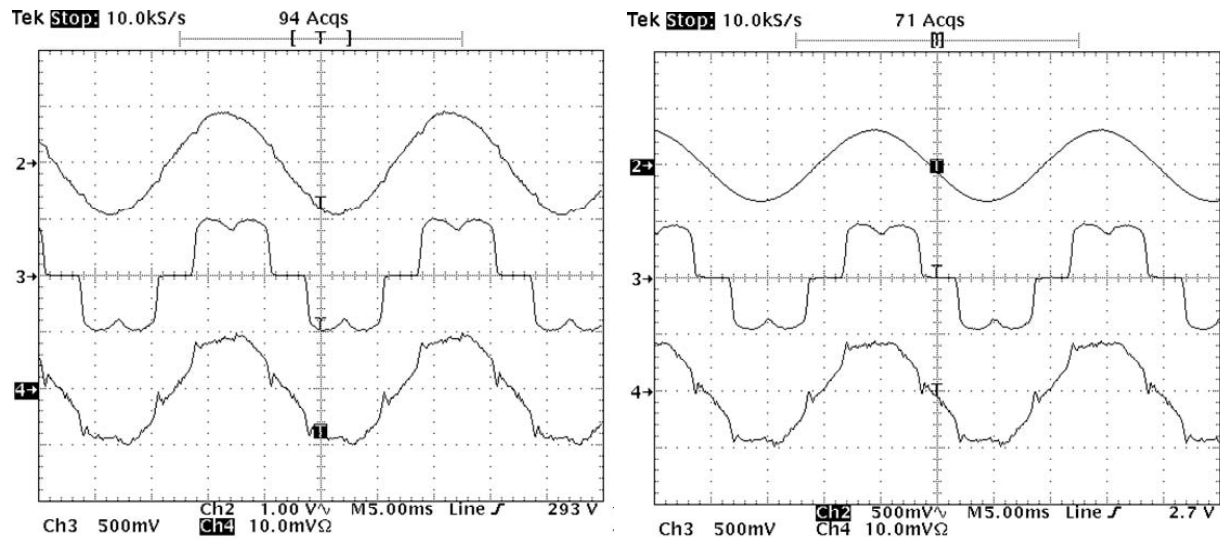


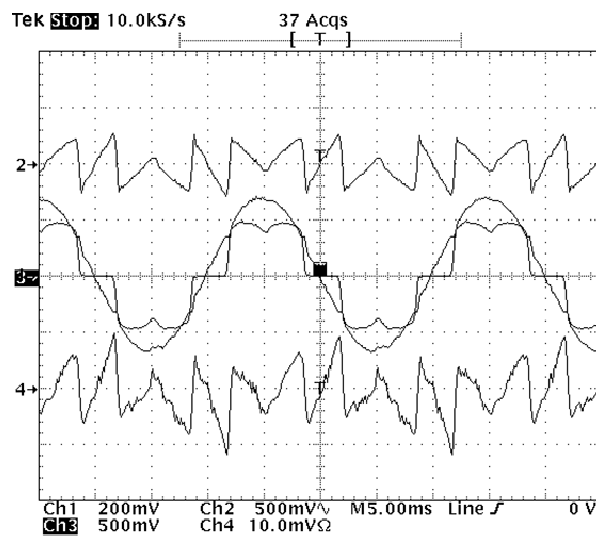
Figura 6.22: Implementação da SCS através da DCT e controlador DB.

Assim como no caso anterior, na Figura 6.23(a), a referência da corrente compensada é própria tensão medida da rede, enquanto na Figura 6.23(b), a referência é a fundamental da tensão da rede (filtrada através da DCT). Observar que, neste caso, as transições da carga são mais atenuadas do que no caso anterior, em virtude do comportamento do controlador DB. Na Figura 6.23(c) são apresentadas a referência de corrente do conversor (corrente de distúrbio), bem como a corrente efetiva do filtro ativo.



(a) De cima para baixo: tensão da rede, corrente na carga e corrente do PAC compensado.

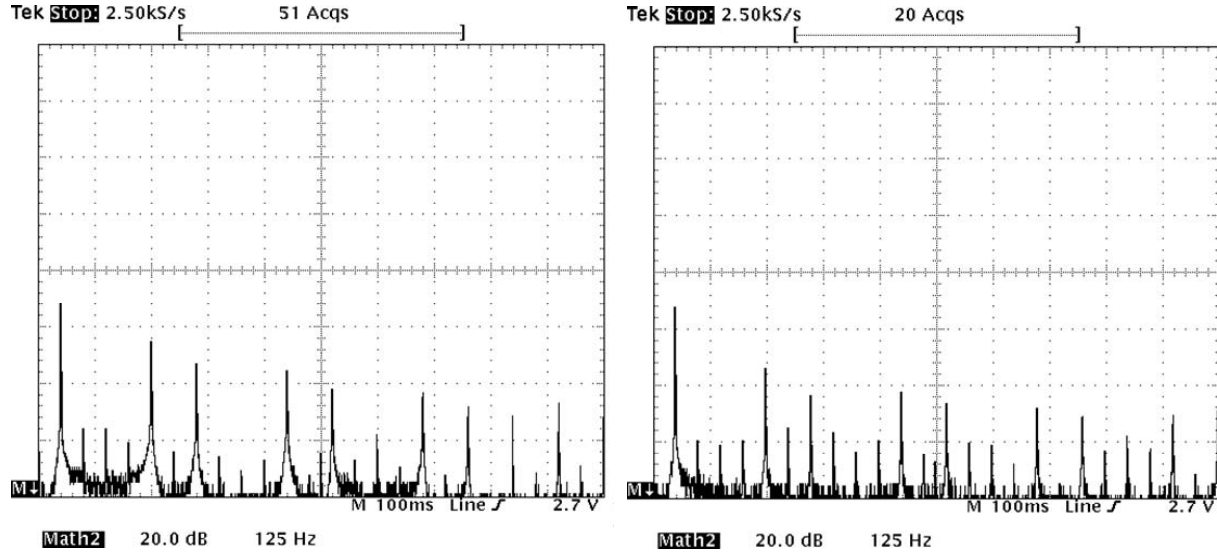
(b) De cima para baixo: tensão da rede filtrada pela DCT, corrente na carga e corrente do PAC compensado.



(c) De cima para baixo: referência para o conversor, corrente na carga e no PAC e corrente de saída do filtro ativo.

Figura 6.23: Compensação utilizando controlador dead-beat e DCT.

Já a Figura 6.24 apresenta os espectros das corrente de carga e da corrente compensada. Observar que, apesar da melhora em relação ao caso anterior, o espectro harmônico ainda está longe do desejado para a estratégia SCS.



(a) Espectro da corrente da carga.

(b) Espectro da corrente do PAC compensado.

Figura 6.24: Espectros da corrente da carga e da corrente do sistema compensado (DB).

Vale ressaltar que o ajuste do controlador Dead-Beat para implementação do protótipo do filtro ativo foi bastante difícil e apesar do método de projeto dos ganhos, descrito em uma das seções anteriores, ser bastante preciso nas simulações realizadas ou no caso da implementação do conversor como fonte de corrente, o mesmo não ocorre no caso da sistema do filtro ativo. Pequenas diferenças dos ganhos dos sensores de tensão e corrente, bem como incertezas nos valores do indutor de saída podem ocasionar instabilidades e erros não aceitáveis.

No que se refere ao valor do indutor (L) do filtro ativo, um agravante deve ser destacado: no protótipo desenvolvido, a rede ou sistema de fornecimento foi emulada através de um Variac trifásico, o qual possui uma indutância muitas vezes maior do que a de um sistema de fornecimento (PAC). Ao associar tal indutância à indutância do filtro ativo, resulta um novo valor de (L), de difícil estimativa, o qual influencia no desempenho do controlador desejado [168].

D) Referência através do PLL e controlador PI de corrente

Outra possibilidade de implementação da SCS, é o esquema da Figura 6.25, o qual utiliza o PLL descrito no Capítulo 04 para sintetizar as senóides unitárias (u_a, u_b, u_c), em fase com a tensão fundamental do sistema, o que possibilita a compensação das parcelas de potência não-ativa, harmônicos, assimetrias e ainda garante que o sistema seja imune a eventuais variações da frequência da rede.

Neste experimento foi necessário a utilização do filtro RC como indicado na Figura 5.5.

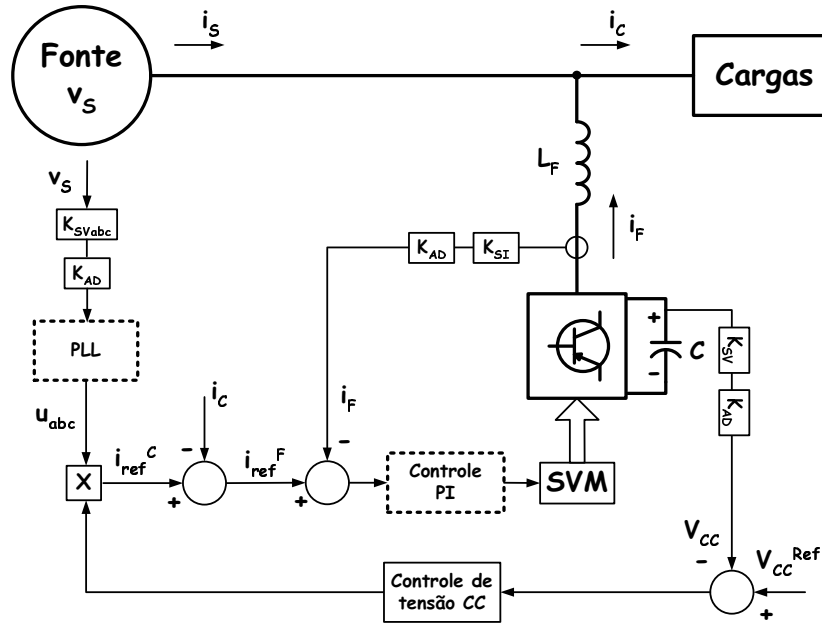


Figura 6.25: Implementação da SCS através do PLL e controlador PI.

Utilizando um regulador PI no controle de corrente do filtro ativo, a Figura 6.26 apresenta as formas de onda de uma fase da tensão da rede, da corrente compensada e da carga não-linear utilizada (retificador não-controlado). A Figura 6.27(a) traz o espectro da corrente de carga, enquanto a Figura 6.27(b) o espectro da corrente compensada usando o controlador PI. Notar que como nos casos anteriores, a redução dos harmônicos predominantes não é muito significativa.

Com a compensação, a DHT de 24,9% na corrente da carga, é reduzida a 12,3% na corrente do PAC que supre tal carga, mas ainda está acima dos níveis sugeridos pelas recomendações internacionais (IEC, IEEE) que variam em torno de 10%.

É importante ressaltar que a distorção harmônica após a compensação não é devido a nenhuma limitação ou saturação do conversor utilizado, uma vez que a taxa de variação de corrente ($\frac{di}{dt}$) disponível, seria suficiente para representar a compensação desejada. O desempenho do sistema é limitada pela banda-passante do PI ($f_{CC} = 1kHz$ e $m_f = 70^\circ$) e pelos atrasos que tal controlador provoca no sistema digital. Em outras palavras, tendo o regulador PI um

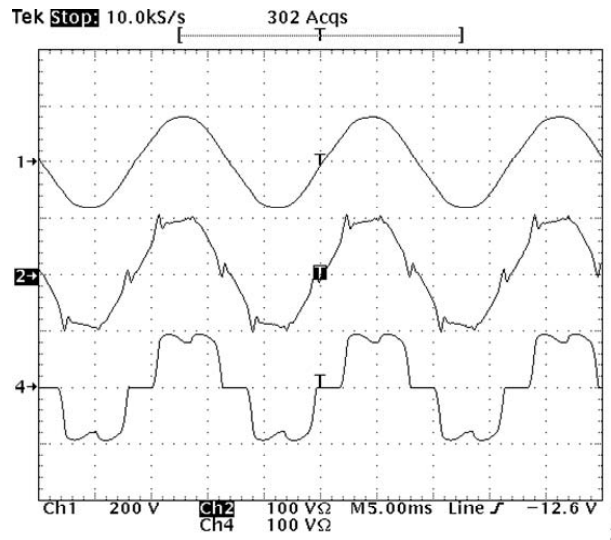
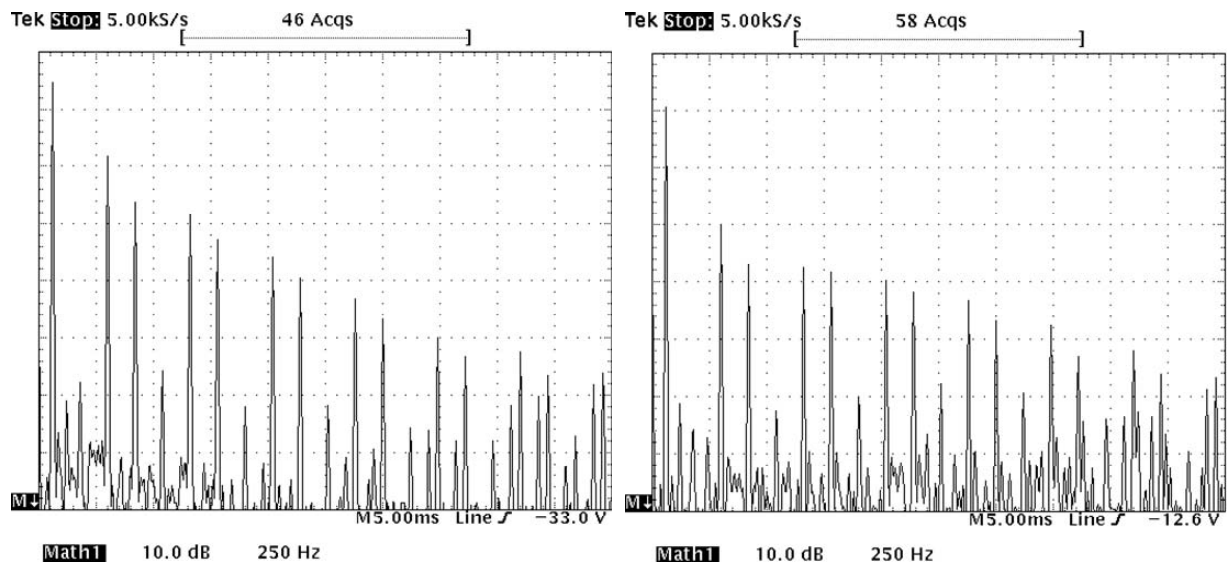


Figura 6.26: PI: Tensão da rede (200V/div), corrente da rede (10A/div) e corrente da carga (10A/div).



(a) Espectro da corrente da carga.

(b) Espectro da corrente do PAC compensado.

Figura 6.27: Espectros da corrente da carga e da corrente do sistema compensado (PLL+PI).

comportamento de filtro passa-baixas, e considerando um determinado harmônico ($h = 15^\circ$, por exemplo), a fase deste harmônico será significativamente influenciada pelo regulador, o que significa que tal frequência não será compensada adequadamente.

Também é importante ressaltar, que havendo necessidade do filtro capacitivo (RC) no protótipo ou instalação do filtro ativo, dependendo da localização e dimensionamento do mesmo, este também opera como limitante da atuação do compensador de corrente, limitando a banda-passante do sistema como um todo.

Os resultados desta seção serão utilizados como parâmetros de comparação com a estratégia de compensação seletiva de harmônicos apresentada a seguir.

E) Discussão

Muitas outras possibilidades poderiam ser extraídas da metodologia seletiva proposta no Capítulo 3, bem como das técnicas de processamento discutidas no Capítulo 4. Em [114] também foi avaliada a utilização do filtro *notch* IIR, baseado na Transformada- γ , para o cálculo da referência fundamental de corrente para o controle do filtro ativo. Os resultados obtidos mostram que seu desempenho é equivalente a obtida nas seções anteriores e só foi possível graças a utilização da Transformada- γ .

No que diz respeito a utilização dos reguladores PI e *Dead-Beat*, para o controle de corrente do filtro ativo, pode-se afirmar que seus desempenhos poderiam ser melhorados em função de um ajuste fino dos parâmetros dos controladores. Apesar de não ser tarefa fácil, considerando-se o conhecimento preciso das variáveis envolvidas, incluindo filtros de saída, indutância da fonte (Variac ou Fonte Programável), filtro RC, ganhos de sensores, etc., tal ajuste poderia ser obtido, de forma a obter resultados de compensação superiores aos apresentados nas últimas seções.

6.3.2 Compensação seletiva de harmônicos

O interesse em estratégias de compensação capazes de realizar controle seletivo de harmônicos tem crescido nos últimos anos, principalmente para aplicações em que os harmônicos produzidos pelas cargas apresentam comportamento pouco variável [202, 203, 124, 204]. Nestes casos, o atraso dos controladores de corrente podem ser compensados, melhorando sua performance e precisão [205] e diminuindo a possibilidade de instabilidades em eventuais transitórios dinâmicos das cargas.

Além disto, a compensação seletiva de harmônicos pode reduzir o dimensionamento do conversor do filtro ativo (dimensões e custos), uma vez que a capacidade do mesmo é utilizada para compensação apenas dos harmônicos desejados. Assim, tal estratégia pode ser empregada para garantir que determinados harmônicos se mantenham dentro de limites pré-definidos [183, 206] ou ainda que a distorção total (DHT) não ultrapasse as recomendações internacionais.

No contexto deste trabalho, a estratégia de compensação seletiva proposta visa minimizar a DHT de corrente de um determinado PAC. Para garantir estabilidade em malha fechada,

ganho elevado nas frequências de interesse, bem como propiciar um ajuste de fase na referência de corrente do filtro ativo de forma a corrigir eventuais atrasos ocasionados no controle digital ou nos circuitos de condicionamento, é proposto o uso do controlador repetitivo (seletivo) apresentado em seção anterior.

Apesar do nome da estratégia referir-se apenas à compensação de harmônicos, a mesma também pode ser usada para eliminar as componentes de potência não-ativa de fundamental (reativa), uma vez que sintetiza uma corrente em fase com a tensão medida da rede, bem como assimetrias. No entanto, ao contrário da SCS que tem como objetivo a compensação de toda a faixa de frequências das correntes não-lineares da carga, a estratégia de compensação seletiva (CSH) baseia-se na eliminação de harmônicos pré-definidos no projeto do controlador repetitivo.

Assim, uma vez definida a instalação de um filtro ativo em um determinado PAC, são necessários poucos estudos para se ter um bom conhecimento dos harmônicos predominantes em tal instalação. Isto permite definir quais as frequências que o controlador deve sintetizar para minimizar a DHT do sistema.

O controlador repetitivo utiliza uma DCT para extrair da corrente total de distúrbio (i_d), uma seleção de frequências que corresponda àsquelas predominantes (i_{csh}), as quais serão efetivamente eliminadas pelo filtro ativo paralelo:

$$i_{csh}[k] = \frac{2}{N} \sum_{c=0}^{N-1} i_d(k-c) \cdot \left(\sum_{h \in N_h} \cos\left[\frac{2\pi}{N} \cdot h \cdot (c + N_a)\right] \right). \quad (6.19)$$

A) Quanto à implementação da CSH

Assim como no caso da SCS, a estratégia de compensação seletiva pode ser implementada através de estruturas ou algoritmos de processamento distintos. A Figura 6.28 ilustra o esquema básico do sistema implementado.

Novamente, o regulador da tensão CC é responsável por escalonar a amplitude da referência da corrente compensada. O controlador repetitivo segue o modelo descrito em seção anterior, destacando a necessidade da identificação da frequência do sistema para ajuste da frequência de amostragem, para garantir a sintonia do filtro baseado na SDF. No que se refere ao bloco que define a referência de corrente, o mesmo pode ser implementado através dos filtros IIR ou FIR, com ou sem o cálculo da sequência positiva (depende do objetivo da compensação) ou ainda através das senóides unitárias do próprio PLL e esta foi a estratégia implementada.

B) Referência através do PLL e controlador repetitivo de corrente

O diagrama da Figura 6.29 ilustra o esquema de implementação da CSH. O PLL é responsável por fornecer as senóides unitárias que definem a referência de corrente para o sistema compensado, bem como a frequência de amostragem que o DSP deve utilizar para manter a sintonia da SDF no ponto de operação desejado (discussão do Capítulo 4). Uma vez que as senóides unitárias são simétricas e em fase com as componentes fundamentais da tensão medida, o filtro ativo deve ser capaz de compensar não apenas harmônicos, mas também assimetrias e

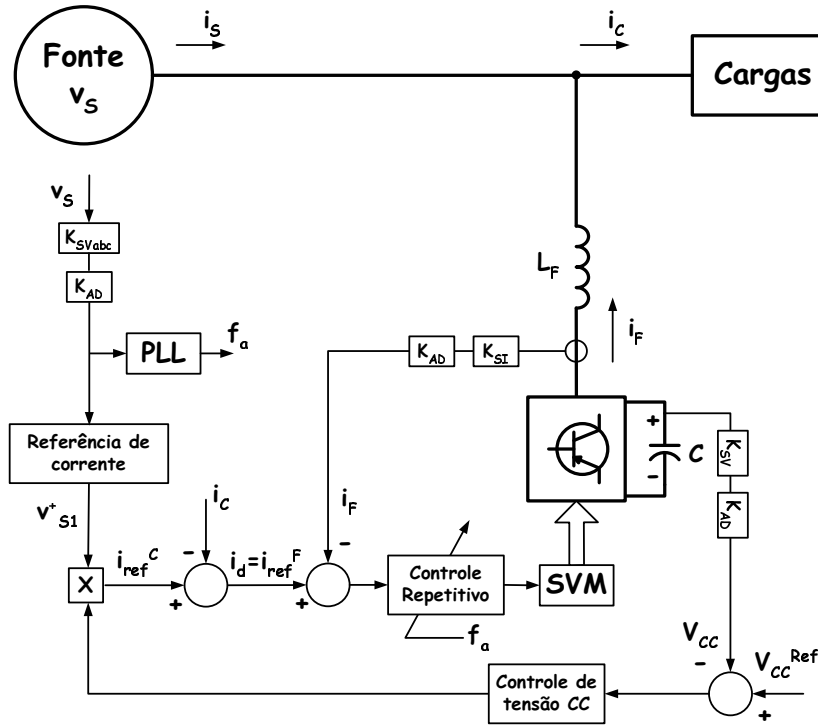


Figura 6.28: Esquema básico de implementação da CSH.

potência não-ativa.

Assumindo a mesma configuração fonte-carga da estratégia de compensação anterior (SCS), foram avaliadas duas situações de compensação baseada na estratégia seletiva proposta. A Tabela 6.1 ilustra os dois casos em função do número de harmônicos selecionados para compensação. Para ambos os casos, o ganho do controlador repetitivo foi definido para um tempo de resposta de aproximadamente um ciclo, ou seja, $K_{SDF} \approx 1$. O ajuste de fase do sistema foi feito com $N_a = 2$ e o ganho do controlador proporcional foi ajustado para $f_{CC} = 1kHz$.

Tabela 6.1: Compensação seletiva.

Caso 1	$1^\circ, 3^\circ, 5^\circ, 7^\circ, 9^\circ, 11^\circ, 13^\circ, 17^\circ, 19^\circ$
Caso 2	$1^\circ, 3^\circ, 5^\circ, 7^\circ, 9^\circ, 11^\circ, 13^\circ, 17^\circ, 19^\circ, 23^\circ, 25^\circ, 29^\circ$
K_{SDF}	≈ 1
N_a	2
K_p	$f_{CC} = 1kHz$
Frequência de amostragem (chaveamento)	12kHz
N	200

Considerando o conjunto de frequências do Caso 1, a Figura 6.30 apresenta a tensão e a

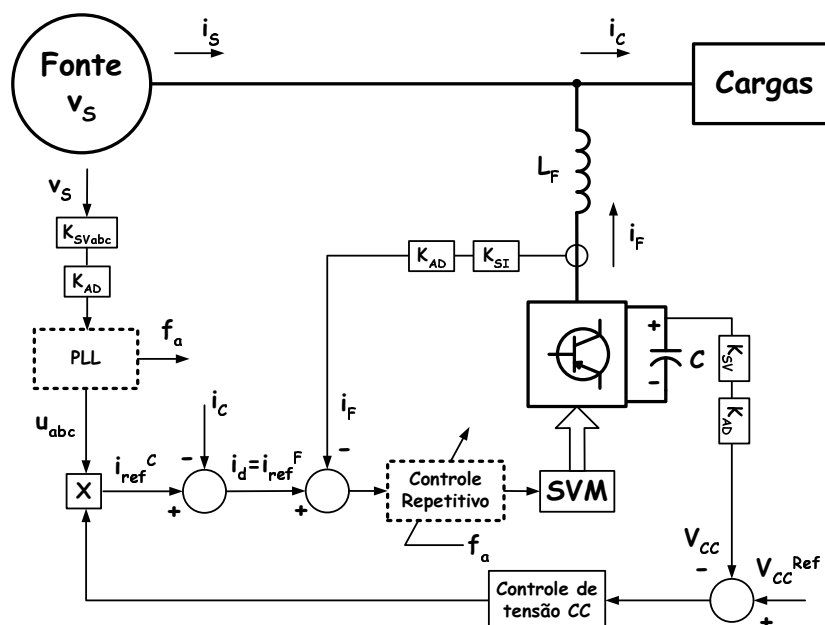


Figura 6.29: Esquema implementado para compensação seletiva de harmônicos.

corrente compensada no PAC, bem como a corrente não-linear da carga. Já a Figura 6.31 apresenta os espectros da corrente da carga e da corrente do PAC compensado. Observar que neste caso a compensação da corrente é bastante efetiva, minimizando todas as componentes selecionadas até 19°. Neste caso, a distorção da corrente da carga (24,9%) é reduzida na corrente compensada para 3,2%, o que atenderia a maioria das recomendações e normas nacionais e internacionais.

Ampliando-se o conjunto de harmônicos selecionados para o arranjo do Caso 2, o resultado da compensação poderia ser ainda melhor, reduzindo a DHT para 1,8%, como mostram as Figuras 6.32 e 6.33. Observar que neste segundo caso, todos os harmônicos selecionados até a de ordem 29° foram minimizadas satisfatoriamente.

A resposta dinâmica do sistema pode ser observada através das próximas figuras. Na Figura 6.34 é indicada a resposta do sistema quando da inicialização da carga não-linear e na Figura 6.35 é mostrada a resposta quando da inicialização do filtro ativo em um PAC com a carga em funcionamento. Observar que em ambos os casos a resposta transitória é de aproximadamente 4 ciclos da fundamental, a qual é definida exclusivamente pela dinâmica do controlador PI da tensão do elo CC. Como pode ser observado, a resposta do controlador de corrente é de aproximadamente 1 ciclo.

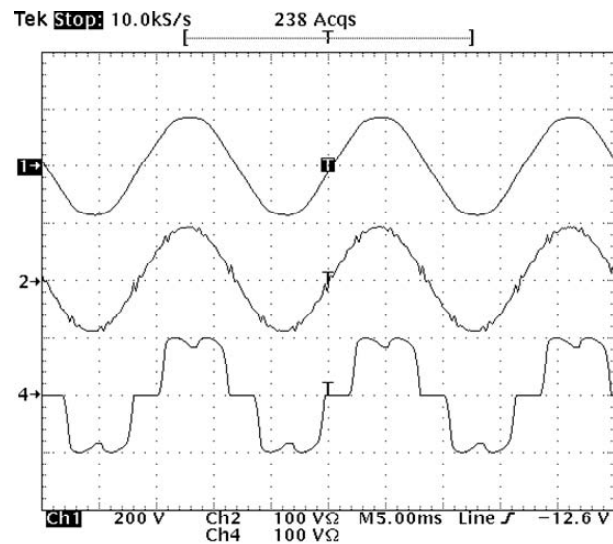
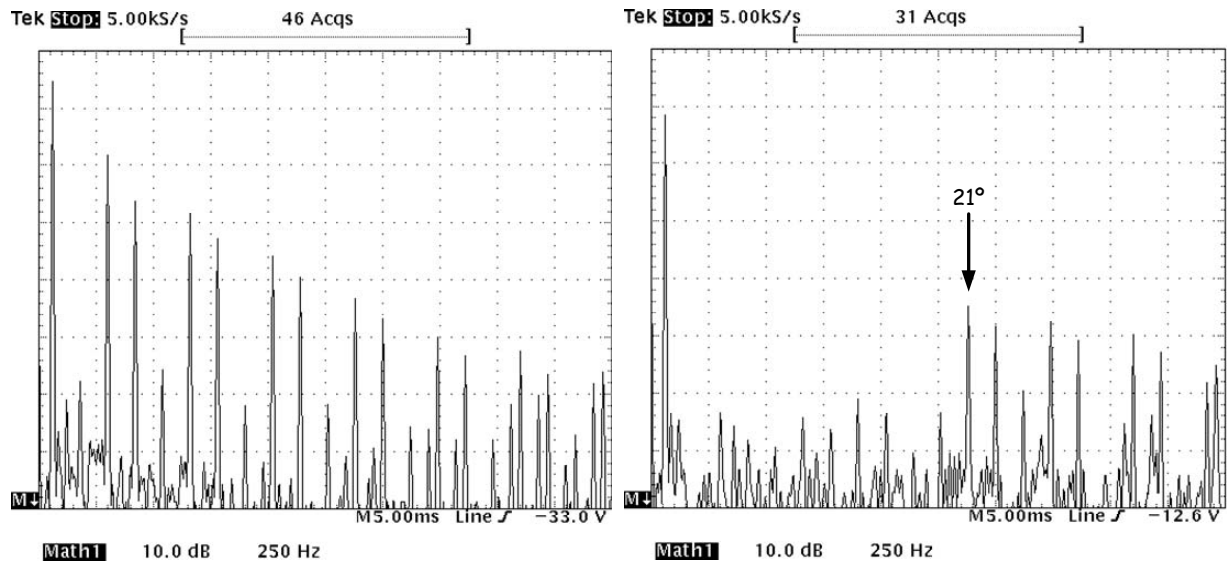


Figura 6.30: Caso 1: Tensão da rede (200V/div), corrente da rede (10A/div) e corrente da carga (10A/div).



(a) Espectro da corrente da carga.

(b) Espectro da corrente do PAC compensado.

Figura 6.31: Espectro da corrente da carga e da corrente do sistema compensado (PLL+Repetitivo) - Caso 1.

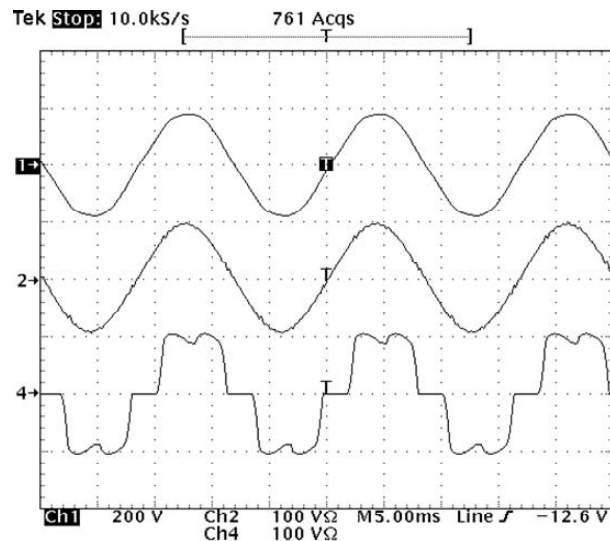
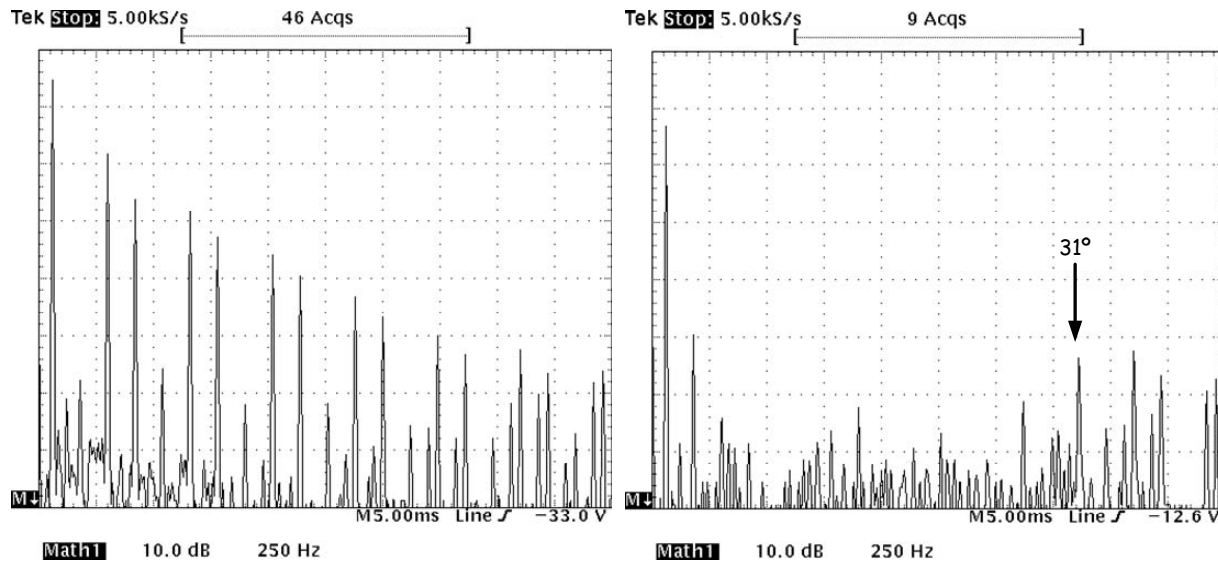


Figura 6.32: Caso 2: Tensão da rede (200V/div), corrente da rede (10A/div) e corrente da carga (10A/div).



(a) Espectro da corrente da carga.

(b) Espectro da corrente do PAC compensado.

Figura 6.33: FFT da corrente da carga e da corrente do sistema compensado (PLL+Repetitivo) - Caso 2.

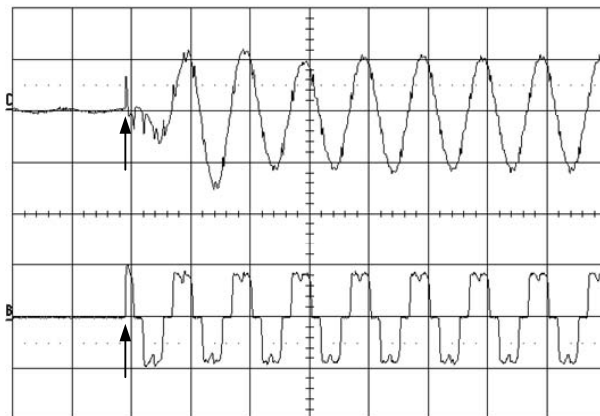


Figura 6.34: Inicialização do sistema: corrente compensada (superior) e corrente da carga (inferior).

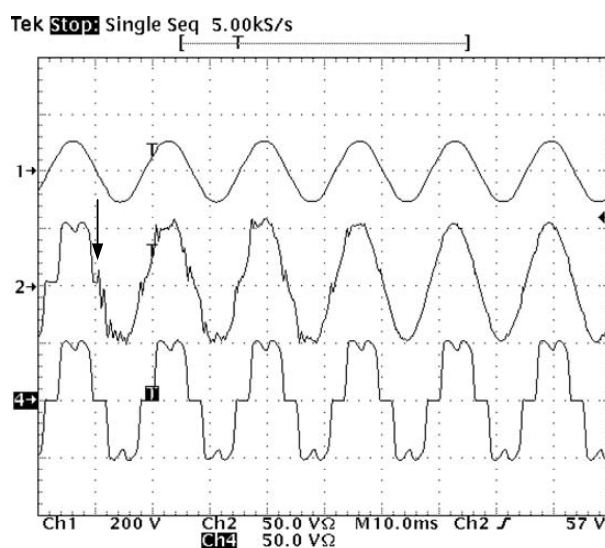


Figura 6.35: Inicialização do filtro ativo com carga em regime: tensão no PAC (superior), corrente compensada no PAC (central) e corrente da carga (inferior).

C) Quanto à complexidade computacional

A complexidade computacional da estratégia proposta está diretamente associada à SDF (ou a DCT, no caso de janelamento de sinais periódicos) necessária ao controlador repetitivo seletivo e ao PLL utilizado para estimar a frequência de amostragem necessária. Considerando-se a implementação digital de todo o controle do filtro ativo, através do ADMC401, o algoritmo completo do controle demanda um tempo de processamento de aproximadamente $55\mu s$. A implementação das rotinas digitais foi realizada através de programação em linguagem *assembly* não otimizada, o que significa que o controlador proposto seria perfeitamente compatível com outros micro-controladores ou DSP de ponto-fixos comerciais.

No que se refere à DCT implementada, foram utilizados 200 coeficientes ou amostras por ciclo da fundamental ($N = \frac{T_{60Hz}}{T_{12kHz}} = \frac{12kHz}{60Hz}$).

Considerando-se outras estratégias de compensação seletiva, deve-se ressaltar que a CSH proposta neste trabalho é muito mais simples de ser implementada do que aquelas propostas em [175, 201, 203], as quais utilizam controladores baseados em coordenadas girantes e, ainda, é imune às eventuais variações de frequência do sistema, uma vez que utiliza o PLL para ajustar a frequência de amostragem e garantir a sintonia do filtro baseado na SDF.

6.3.3 Discussão

Comparando-se os resultados das estratégias SCS e CSH, conclui-se facilmente que a compensação seletiva é muito mais eficiente do que a estratégia anterior, uma vez que a DHT da corrente compensada chega a ser 6 vezes menor utilizando a CSH. Portanto, no que se refere à compensação harmônica, equivale a dizer que a compensação seletiva é mais eficiente na síntese de uma corrente senoidal no PAC. Além disto, as vantagens da utilização da CSH podem se estender inclusive no que diz respeito ao dimensionamento do conversor de potência, e consequentemente nos custos agregados.

6.4 Conclusão

Neste capítulo foi demonstrado que, apesar de fundamentais para o entendimento dos conceitos envolvidos, a implementação de filtros ativos de potência não passa necessariamente pelas definições de potência discutidas nos Capítulos 2 e 3. Algumas estratégias de compensação com objetivos específicos foram discutidas e buscou-se demonstrar que, uma vez definido o objetivo de compensação, várias técnicas e algoritmos distintos podem ser utilizados para realização da mesma estratégia, tais como as técnicas propostas e/ou discutidas no Capítulo 4.

Além disto, foram apresentados alguns tipos de controladores digitais de tensão e corrente, necessários à implementação do protótipo. Também foi discutido como a escolha de um ou outro controlador pode influenciar a precisão, a dinâmica ou a complexidade do controle do filtro ativo. Neste contexto, destaca-se a proposta do controlador repetitivo seletivo, o qual demonstrou ser bastante eficiente na compensação seletiva de harmônicos.

Considerando-se a metodologia de identificação e compensação seletiva de *distúrbios*, proposta nos capítulos anteriores, destaca-se que a proposta de estratégia de compensação seletiva de *harmônicos* é perfeitamente compatível com a linha de raciocínio introduzida, na qual defende-se que a identificação e/ou controle seletivo das variáveis de interesse pode ser de extremo interesse no que diz respeito à atribuição de responsabilidades ou mesmo na definição dos custos associados a uma ou outra solução para problemas de qualidade de energia elétrica.

Capítulo 7

Conclusão Geral

Dado o crescente interesse em técnicas de análise e controle da energia elétrica, em especial nas áreas de qualidade e condicionamento de energia, acredita-se que este trabalho possa contribuir para esclarecer alguns aspectos correlatos, bem como apresentar soluções concretas no que tange à implementação de técnicas de processamento e controle digital das variáveis tensão e corrente elétricas.

No Capítulo 1, buscou-se fazer uma contextualização do tema proposto com as áreas de QEE e CEE, explicitando as mudanças no setor elétrico em termos das novas demandas, tecnologias, problemas e soluções requeridas. Na busca por se entender, formular e solucionar os problemas atuais de sistemas de energia, verificou-se que era essencial um aprofundamento do estudo das teorias de potência elétrica.

Assim, dentre as muitas propostas dos últimos anos, para o tratamento de sistemas polifásicos não-senoidais, o Capítulo 2 apresentou uma análise detalhada das propostas de maior destaque, buscando compará-las entre si de forma a identificar diferenças, semelhanças, inconsistências e pontos de convergência. Disto, pode-se destacar que várias são as semelhanças e os pontos de concordância e muito embora diversos autores pareçam não convergir para uma abordagem unificada, espera-se que este seja o caminho a ser adotado nos próximos anos. O principal impedimento parece estar no fato de cada proposta ser direcionada para uma aplicação específica no setor elétrico (tarifação, monitoração, condicionamento, filtragem ativa, etc), sem um esforço coletivo de aplicação das várias propostas em sistemas ou aplicações abrangentes do sistema elétrico.

Com este intuito, o Capítulo 3 apresenta uma possível proposta de unificação das teorias analisadas. As discussões e propostas apresentadas baseiam-se principalmente nas definições de Depenbrock, mas levam em considerações importantes contribuições de autores como Fryze, Emanuel, Willems, Czarnecki, Akagi *et. al.* e Tenti *et. al.*. Além disto, foi demonstrado como uma Metodologia Seletiva de Decomposição dos sinais de tensão e corrente pode auxiliar no desenvolvimento prático de tal teoria de potência, bem como em aplicações de condicionamento de energia, tais como a filtragem ativa. O princípio básico desta metodologia é fundamentado no uso de técnicas de processamento digital de sinais para identificação seletiva das parcelas de interesse, sejam as componentes ideais ou aquelas responsáveis pela deterioração da QEE.

Considerando-se as vantagens e os avanços da tecnologia digital, o Capítulo 4 apresentou algoritmos de processamento discreto para implementação das decomposições propostas, bem como detalhes práticos quanto à sua implementação em processadores digitais (DSP) de aritmética saturada. Neste contexto foram discutidas e propostas técnicas de identificação da frequência e das ondas fundamentais do sistema, identificação da sequência positiva e identificação da parcela de corrente proporcional à tensão. Também foi discutida uma técnica não convencional de implementação de sistemas discretos (Transformada- γ), a qual demonstrou resultados bastante satisfatórios para aplicações em DSP de ponto-fixa.

Em se tratando de condicionadores de energia, o Capítulo 5 apresentou uma breve descrição sobre os subsídios básicos à implementação de um filtro ativo de potência, bem como os pontos à serem considerados na definição de uma ou outra topologia. Considerando-se a opção deste trabalho, pela implementação de um filtro ativo paralelo, tal capítulo também apresentou detalhes do protótipo experimental desenvolvido, bem como seus componentes de potência, digitais e de condicionamento de sinais.

Um dos principais objetivos deste trabalho foi demonstrar como uma determinada topologia de filtro ativo pode ser implementada com diferentes objetivos de compensação, os quais podem ser obtidos através de diversas estratégias de compensação, e utilizando diferentes técnicas de processamento e controle digital. Assim, o Capítulo 6 apresentou de forma comparativa os resultados experimentais de duas estratégias de compensação (CSC e CSH), utilizando alguns dos algoritmos discutidos no Capítulo 4. Destacam-se as discussões a respeito do projeto dos controladores digitais, em especial o controlador repetitivo seletivo. Tal controlador foi utilizado na implementação da estratégia de compensação seletiva de harmônicos, a qual mostrou-se muito mais eficiente na compensação harmônica do que as estratégias convencionais de compensação.

Em síntese, acredita-se que as principais contribuições deste trabalho tenham sido:

- Revisão crítica detalhada das principais propostas de teoria de potência encontradas na literatura internacional;
- Discussão de uma proposta de unificação de teoria de potência, considerando aspectos relacionados à tarifação de energia, condicionamento de energia, projeto de sistemas, qualidade de energia, etc;
- Proposta de uma metodologia seletiva de decomposição dos sinais em parcelas de interesse para as mais diversas aplicações do setor elétrico;
- Proposta de algoritmos digitais para identificação de parcelas de interesse da tensão e corrente, bem como discussão e detalhamento de técnicas não convencionais em aplicações de sistemas de energia;
- Discussão sobre como desvincular a definição de uma teoria de potência, da implementação prática de filtros ativos ou condicionadores de energia;
- Discussão sobre a utilização ou não do termo “instantâneo” para as várias componentes de potência;

- Discussão sobre a definição de uma estratégia de compensação e as técnicas necessárias à sua implementação em uma dada topologia de filtro ativo;
- Discussão de algoritmos de controle digital e proposta de controlador repetitivo seletivo para compensação harmônica através de filtros ativos.

7.1 Trabalhos futuros

Dentre as várias possibilidades que se vislumbra para continuação desta pesquisa, pode-se destacar:

- Implementar sistemas de medição de energia e monitoramento da QEE, baseados na teoria unificada proposta;
- Propor alterações na regulamentação vigente para medição e tarifação de energia, de acordo com a proposta de teoria de potência unificada;
- Aprofundar os estudos em torno da definição do ponto de referência para medida das tensões;
- Propor indicadores de qualidade baseados na metodologia de decomposição seletiva;
- Avaliar o comportamento do fator de potência de forma dinâmica;
- Desenvolver metodologia para dimensionamento ótimo dos componentes necessários a implementação dos filtros ativos, baseado na metodologia seletiva de identificação de distúrbios;
- Avaliar a utilização da teoria de potência unificada, bem como da metodologia seletiva no projeto e implementação de outras topologias de filtros ativos, bem como filtros híbridos (ativo-passivo);
- Aprimoramento das técnicas propostas, bem como análise e desenvolvimento de novos algoritmos de processamento digital para aplicações nas áreas de QEE e CEE;
- Avançar nos estudos sobre a utilização da Transformada- γ , especialmente no que se refere a determinação de um método de otimização do parâmetro Δ ;
- Avançar nos estudos da estratégia de compensação seletiva de harmônicos para formas de onda periódicas, mas variáveis.

Referências Bibliográficas

- [1] R.C. Dugan, M.F. McGranaghan, and H.W. Beaty. *Electrical Power Systems Quality*. McGraw Hill, New York, second edition, 2000.
- [2] M. H. J. Bollen. *Understanding Power Quality Problems. Voltage Sags and Interruptions*. Power Engineering. IEEE Press, 2000.
- [3] A. Ghosh and G. Ledwich. *Power Quality Enhancement Using Custom Power Devices*. Power Electronics and Power Systems. Kluwer Academic Publishers, 2002.
- [4] Normas CISPR11. Limits and methods of measurement of electromagnetics disturbance characteristics of industrial, scientific and medical radio frequency equipment, September 1990.
- [5] IEEE Standard 519-1992. Recommended practices and requirements for harmonic control in electric power systems (ansi), 1992.
- [6] IEC 1000-3-2. Compatibilidad electromagnetica part3: Limits-section2: Limits for harmonics current emissions (equipment input current ≤ 16 a per phase), March 1995.
- [7] IEC 61000-2-5. Electromagnetic compatibility, part2, environment, section 5: Classification o electromagnetic environments, 1995.
- [8] IEC 61000-4-7. Electromagnetic compatibility, part4: Limits, section 7: General guide on harmonics and inter-harmonics measurements and instrumentation for supply power systems and equipment connected thereto, 1991.
- [9] IEEE Standard 1159-1995. Recommended practices on monitoring electric power quality, 1995.
- [10] IEEE Standard 1349-1998. Recommended practices for evaluating electric power system compatibility with electronic process equipment, 1998.
- [11] Eurelectric Standardisation Specialist Group. Power quality in european electricity supply networks, 2002.
- [12] Cigré C4.07. Power quality indices and objectives, 2004. Final Draft Report for Approval.
- [13] F.P. Marafão, S.M. Deckmann, A. J. Pomilio, and R. Q. Machado. Control strategies to improve power quality. *Congresso Brasileiro de Eletrônica de Potência (COBEP)*, 1:378–383, 2001.

- [14] F.P. Marafão, S.M. Deckmann, A. J. Pomilio, and R. Q. Machado. Selective disturbance compensation and comparisons of active filtering strategies. *IEEE International Conference on Harmonics and Quality of Power (ICHQP)*, october 2002. ISBN 0-7803-7672-2.
- [15] F.P. Marafão, S.M. Deckmann, and E.P. Paiva. Monitor digital de qualidade da energia elétrica: Obtenção on line de indicadores de qualidade. *Seminário Brasileiro sobre Qualidade da Energia Elétrica (SBQEE)*, pages 225–230, agosto 1999.
- [16] F.P. Marafão, S.M. Deckmann, and J.A.G. Marafão. Power factor analysis under non-sinusoidal and unbalanced systems. *IEEE International Conference on Harmonics and Quality of Power (ICHQP)*, october 2002. ISBN 0-7803-7672-2.
- [17] S.M. Deckmann. *Avaliação da Qualidade de Energia Elétrica*. Apostila de curso de pós-graduação da FEEC. UNICAMP, 1998-2004.
- [18] C. I. Budeanu. Reactive and fictitious power. *Instituto Romeno de Energia*, 1927.
- [19] L. S. Czarnecki. What is wrong with the budeanu concept of reactive and distortion power and why it should be abandoned. *IEEE Transaction on Instrumentation and Measurement*, IM-36(3):834–837, 1987.
- [20] S.M. Deckmann and E. F. Melo. On line evaluation of voltage quality indexes for harmonic distortion, flicker and sequence components. *IEEE International Conference on Harmonics and Quality of Power (ICHQP)*, pages 112–113, October 1998.
- [21] F.P. Marafão, S.M. Deckmann, and E.P. Paiva. Instantaneous evaluation of power quality indexes. *Congresso Brasileiro de Eletrônica de Potência (COBEP)*, 1:117–122, setembro 1999.
- [22] A. Ferrero, L. Peretto, and R. Sasdelli. Revenue metering in the presence of distortion and unbalance: myths and reality. *IEEE International Conference on Harmonics and Quality of Power (ICHQP)*, pages 42–47, October 1998.
- [23] H. Kim. Evaluating power quality at a point of common coupling in single-phase systems and three-phase systems. *IEEE Power Conversion Conference - Osaka*, pages 1393–1398, 2002.
- [24] E.P. Paiva, S.M. Deckmann, and F.P. Marafão. Monitor digital de qualidade da energia elétrica: Aquisição e processamento em tempo real. *Seminário Brasileiro sobre Qualidade da Energia Elétrica (SBQEE)*, pages 218–224, agosto 1999.
- [25] R. Arseneau, G.T. Heydt, and M.J. Kempker. Application of IEEE standard 519-1992 harmonic limits for revenue billing meters. *IEEE Transaction on Power Delivery*, 12(1), 1997.
- [26] R. Arseneau. Application of IEEE standard 1459-2000 for revenue meters. *IEEE Power Engineering Society General Meeting*, 1:87–91, 2003.
- [27] N.G. Hingorani and L. Gyugyi. *Understanding FACTS: Concepts and Technology of Flexible AC Transmission Systems*. IEEE Press, 2000.

- [28] N. G. Hingorani. Introducing custom power. *IEEE Spectrum Magazine*, pages 41–48, june 1995.
- [29] C. L. Fortescue. Method of symmetrical co-ordinates applied to the solution of polyphase networks. *AIEE Transaction*, 37:1027–1140, June 1918.
- [30] W. V. Lyon. Reactive power and unbalanced circuits. *Electrical World*, 75(25):1417–1420, 1920.
- [31] S. Fryze. Active, reactive and apparent power in circuits with nonsinusoidal voltage and current. *Przegl.Elektrotech*, 1932.
- [32] IEEE Working Group on Nonsinusoidal Situations. A survey of north american electric utility concerns regarding nonsinusoidal waveforms. *IEEE Transaction on Power Delivery*, 11(1):73–78, January 1996.
- [33] IEEE Working Group on Nonsinusoidal Situations. Practical definitions for powers in systems with nonsinusoidal waveforms and unbalanced loads: A discussion. *IEEE Transaction on Power Delivery*, 11(1):79–101, January 1996.
- [34] IEEE Standard 1459-2000. Trial-use standard definitions for the measurement of electric power quantities under sinusoidal, nonsinusoidal, balanced or unbalanced conditions, 2000. ISBN 0-7381-1963-6.
- [35] M. Depenbrock, D.A. Marshall, and J. D. van Wyk. Formulating requirements for a universally applicable power theory as control algorithm in power compensators. *Second International Workshop on Power Definitions and Measurements under Non-sinusoidal Conditions*, pages 1–26, 1993. Stresa-Italy.
- [36] L. Rosseto and P. Tenti. Evaluation of instantaneous power terms in multi-phase systems: Techniques and applications to power-conditioning equipments. *European Transaction on Electrical Power Engineering (ETEP)*, 4(6):469–475, November/December 1994.
- [37] J. L. Willems. Mathematical foundations of the instantaneous power concepts: A geometrical approach. *Third International Workshop: Power Definitions and Measurements under Non-sinusoidal Conditions*, pages 1–6, september 1995.
- [38] M. Depenbrock. Quantities of a multiterminal circuit determined on the basis of kirchhoff’s laws. *Fourth International Workshop on Power Definitions and Measurements under Non-sinusoidal Conditions*, pages 29–36, 1997. Milan-Italy.
- [39] Working Group of the International Workshop on Power Definitions and Measurements under Nonsinusoidal Conditions. Draft document of the working group. *International Workshop on Power Definitions and Measurements under Nonsinusoidal Conditions*, pages 105–109, 1997. Milan-Italy.
- [40] A.E. Emanuel. Reflections on the effective voltage concept. *Sixth International Workshop on Power Definitions and Measurements under Non-sinusoidal Conditions*, pages 1–8, 2003. Milan-Italy.

- [41] J. L. Willems. Reflections on apparent power and power factor in nonsinusoidal and polyphase situations. *IEEE Transaction on Power Delivery*, 19(2):835–840, april 2004.
- [42] H. Akagi, Y. Kanazawa, and A. Nabae. Instantaneous reactive power compensators comprising switching devices without energy storage components. *IEEE Transactions On Industry Applications*, 1A-20(3):625–630, May/June 1984.
- [43] E. H. Watanabe, R. M. Stephan, and M. Aredes. New concepts of instantaneous active and reactive powers in electrical systems with generic loads. *IEEE Transaction on Power Delivery*, 8(2):697–703, April 1993.
- [44] J. L. Willems. A new interpretation of the akagi-nabae power components for nonsinusoidal three-phase situations. *IEEE Transaction on Instrumentation and Measurement*, 41(4):523–527, august 1992.
- [45] H. Akagi, S. Ogasawara, and H. Kim. The theory of instantaneous power in three-phase four-wire systems: A comprehensive approach. *IEEE Industry Application Society Annual Meeting*, pages 431–439, 1999.
- [46] A. Nabae and T. Tanaka. A universal theory of instantaneous active-reactive current and power including zero-sequence component. *IEEE International Conference Harmonics and Quality of Power*, pages 90–95, October 1996.
- [47] F. Peng and J-S. Lai. Generalized instantaneous reactive power theory for three-phase power systems. *IEEE Transaction on Instrumentation and Measurement*, 45(1):293–297, february 1996.
- [48] E. Watanabe, M. Aredes, and H. Akagi. The p-q theory for active filter control: some problems and solutions. *Congresso Brasileiro de Automática (CBA)*, pages 1078–1083, 2002.
- [49] H. Kim, F. Blaabjerg, B. Bak-Jensen, and J. Choi. Instantaneous power compensation in three-phase systems by using p-q-r theory. *IEEE Transaction on Power Electronics*, 17:701–710, 2002.
- [50] L. S. Czarnecki. Comparison of power definitions for circuits with nonsinusoidal waveforms. *IEEE Tutorial Course on Non-sinusoidal Situations*, 90EH0327-7:43–50, 1990.
- [51] M. D. Cox and Y. Baghzouz. A review of powers according to the iee standard dictionary. *IEEE Tutorial Course on Non-sinusoidal Situations*, 90EH0327-7:31–36, 1990.
- [52] M. Depenbrock and J. D. van Wyk. Formulating requirements for a universally applicable power theory as control algorithm in power compensators. *European Transaction on Electrical Power Engineering (ETEP)*, 4(6):445–455, November/December 1994.
- [53] S. Svensson. *Power Measurement Techniques for Nonsinusoidal Conditions - The significance of harmonic for the measurement of power and other AC quantities*. Doctor degree, Chalmers University of Technology, Sweden, January 1999.

- [54] P. Filipski and R. Arseneau. Definition and measurement of apparent power under distorted waveform conditions. *IEEE Tutorial Course on Non-sinusoidal Situations*, 90EH0327-7:37–42, 1990.
- [55] P. Filipski. A new approach to reactive current and reactive power measurement in non-sinusoidal systems. *IEEE Transaction on Instrumentation and Measurement*, 29(4):423–426, December 1980.
- [56] A. E. Emanuel. On the definition of power factor and apparent power in unbalanced polyphase circuits. *IEEE Transactions on Power Delivery*, 8:841–852, 1993.
- [57] A. E. Emanuel. Summary of iee standard 1459: Definitions for the measurement of electric power quantities under sinusoidal, nonsinusoidal, balanced or unbalanced conditions. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 40(3):869–876, May/June 2004.
- [58] L. S. Czarnecki. Orthogonal decomposition of the currents in a 3-phase nonlinear asymmetrical circuit with a nonsinusoidal voltage source. *IEEE Transaction on Instrumentation and Measurement*, 37(1):30–34, march 1988.
- [59] M. Depenbrock. The fdb-method, a generally applicable tool for analyzing power relations. *IEEE Transaction on Power Systems*, 8(2):381–387, May 1993.
- [60] E. W. Kimbark. *Direct Current Transmission*, volume 1. Wiley-Interscience, 1971.
- [61] W. Shepherd and P. Zakikhani. Suggested definitions of reactive power for nonsinusoidal systems. *IEE Proceedings*, 119(9):1361–1362, September 1972.
- [62] D. Sharon. Reactive power definitions and power factor improvement in nonlinear systems. *IEE Proceedings*, 120(6):704–706, June 1973.
- [63] L. S. Czarnecki. Dynamic, power quality oriented approach to power theory and compensation of asymmetrical systems under nonsinusoidal conditions. *Second International Workshop on Power Definitions and Measurements under Non-sinusoidal Conditions*, pages 63–81, 1993. Stresa-Italy.
- [64] L. S. Czarnecki. Power theory of electrical circuits with quasi-periodical waveforms of voltages and currents. *Third International Workshop on Power Definitions and Measurements under Non-sinusoidal Conditions*, pages 13–19, 1995. Milano-Italy.
- [65] L. S. Czarnecki. On some deficiencies of fryze’s approach to describing power properties of systems under nonsinusoidal conditions. *IEEE International Conference on Harmonics and Power Systems (ICHPS)*, pages 360–364, 1994. Bologna-Italy.
- [66] L. S. Czarnecki. On some misinterpretations of the instantaneous reactive power pq theory. *IEEE Transaction on Power Electronics*, 19(3):828–836, May 2004.
- [67] W. le Roux and J.D. van Wyk. Correspondence and difference between the fdb and czarnecki current decomposition methods. *Fourth International Workshop on Power Definitions and Measurements under Non-sinusoidal Conditions*, pages 41–48, 1997. Milano-Italy.

- [68] A. E. Emanuel. The buchholz-goodhue apparent power definition: The practical approach for nonsinusoidal and unbalanced systems. *IEEE Transactions on Power Delivery*, 13:344–350, 1998.
- [69] N. L. Kusters and W. J. Moore. On the definition of reactive power under nonsinusoidal conditions. *IEEE Transaction on Power Apparatus and Systems*, 99(5):1845–1854, September/October 1980.
- [70] L. Rosseto and P. Tenti. Using ac-fed pwm converts as instantaneous reactive power compensators. *IEEE Transaction on Power Electronics*, 7(1):224–230, January 1992.
- [71] F. P. Marafão. Contribuições para a teoria de potências instantâneas e aplicações em qualidade de energia. Dissertação de mestrado, Universidade Estadual de Campinas, Brasil, 2000.
- [72] F.Z. Peng, L.M. Tolbert, and Z. Quian. Definitions and compensation of nonactive current in power systems. *IEEE Power Electronics Specialists Conference (PESC)*, pages 1779–1784, 2002.
- [73] M. Depenbrock. The fdb-method, a generally applicable tool for analyzing power relations. *IEEE International Conference on Harmonics and Power Systems (ICHPS)*, pages 135–141, 1992.
- [74] J. L. Willems and D. Aeyels. New decomposition for 3-phase currents in power systems. *IEE Proceedings-C*, 140(4):307–310, july 1993.
- [75] H. Akagi, Y. Kanazawa, and A. Nabae. Generalized theory of the instantaneous reactive power in three-phase circuits. *International Power Electronics Conference (IPEC)*, pages 1375–1386, 1983. Tokyo, Japan.
- [76] H. Akagi and A. Nabae. The p-q theory in three-phase systems under non-sinusoidal conditions. *European Transaction Electrical Power Engineering*, 3(1):27–31, January/February 1993.
- [77] E. Clarke. *Circuits Analysis of A-C Power Systems*, volume I - Symmetrical and Related Components. John Wiley and Sons, Inc., New York - USA, 1943.
- [78] F. Peng, G. Ott, and D. Adams. Harmonic and reactive power compensation based on the generalized instantaneous reactive power theory for 3-phase 4-wire systems. *IEEE Power Electronics Specialists Conference (PESC)*, 2:1089–1095, june 1997.
- [79] E. H. Watanabe and M. Aredes. Teoria de potência ativa e reativa instantânea e aplicações - filtros ativos e facts. *Congresso Brasileiro de Automática (CBA)*, pages 81–122, 1998.
- [80] M. Depenbrock. *Investigations of the voltage and power conditions at converters without energy storage*. Phd thesis, Thecnical University of Hannover, Hannover,Germany, 1962. (in german).

- [81] M. Depenbrock, V. Staudt, and H. Wrede. A theoretical investigation of original and modified instantaneous power theory applied to four-wire systems. *IEEE Transaction on Industry Applications*, 39(4):1160–1167, July/Agust 2003.
- [82] L.F.C. Monteiro. Algumas contribuições para o controle de filtros ativos. Dissertação de mestrado, Universidade Federal do Rio de Janeiro, Dezembro 2003.
- [83] M. Aredes. *Active Power Line Conditioners*. Doctor degree, Technical University of Berlin, Germany, March 1996.
- [84] F.P. Marafão. Controle da qualidade de energia elétrica através de técnicas de processamento digital de sinais: Relatório científico 01. Technical report, Universidade Estadual de Campinas, Março 2001.
- [85] J.L. Willems and J.A. Ghijselen. The choice of the voltage reference and the generalization of the apparent power. *Sixth International Workshop on Power Definitions and Measurements under Non-sinusoidal Conditions*, pages 9–18, 2003. Milan-Italy.
- [86] M. Depenbrock and H.-Ch. Skudelny. Dynamic compensation of nonactive power using the fdb-method. basic properties demonstrated by benchmark examples. *Second International Workshop on Power Definitions and Measurements under Non-sinusoidal Conditions*, pages 127–140, 1993. Stresa-Italy.
- [87] M. Depenbrock and V. Staudt. The fbd-method as tool for compensating total non-active currents. *IEEE International Conference on Harmonics and Quality of Power (ICHQP)*, pages 320–324, October 1998.
- [88] S.M. Deckmann and F.P. Marafão. Time based decompositions of voltage, current and power functions. *IEEE International Conference on Harmonics and Quality of Power (ICHQP)*, 1:289–294, october 2000.
- [89] M. Depenbrock, V. Staudt, and H. Wrede. Concerning “instantaneous power compensation in three-phase systems by using p-q-r theory”. *IEEE Transaction on Power Electronics*, 19(4):1151–1152, July 2004.
- [90] T. Furuhashi, S. Okuma, and Y. Uchikawa. A study on the theory of instantaneous reactive power. *IEEE Transaction on Industrial Electronics*, 37(1):86–90, february 1990.
- [91] J. L. Willems. Instantaneous sinusoidal and harmonic active and deactive currents in three-phase power systems. *European Transaction on Electrical Power Engineering (ETEP)*, 4(5):335–343, september/october 1994.
- [92] J. L. Willems. Current compensation in three-phase power systems. *European Transaction on Electrical Power Engineering (ETEP)*, 3(1):61–66, january/february 1993.
- [93] L. S. Czarnecki. Non-periodic currents: Their properties, identification and compensation fundamentas. *IEEE Power Engineering Society Annual Meeting*, pages 971–976, 2000.
- [94] Y. Xu, L.M. Tolbert, F.Z. Peng, J.N. Chiasson, and J. Chen. Compensation-based non-active power definitions. *IEEE Power Electronics Letters*, 1(2):45–50, 2003.

- [95] A. E. Emanuel. Apparent power: Components and physical interpretation. *IEEE International Conference on Harmonics and Quality of Power (ICHQP)*, pages 1–13, 1998.
- [96] V. Staudt and H. Wrede. Compensation strategies for four-conductor systems. *Sixth International Workshop on Power Definitions and Measurements under Non-sinusoidal Conditions*, pages 139–146, 2003. Milan-Italy.
- [97] V. Staudt and H. Wrede. Compensation strategies for four-conductor systems. *Sixth International Workshop on Power Definitions and Measurements under Non-sinusoidal Conditions*, pages 139–146, outubro 2003.
- [98] W. Kaplan. *Advanced Calculus*. World Student Series. Addison-Wesley Publishing Company, fourth edition, 1969.
- [99] E. Kreyszig. *Advanced Engineering Mathematics*. Jonh Wiley and Sons, Inc, U.S.A., seventh edition, 1993.
- [100] C. A. Castro Jr. and M. R. Tanaka. *Circuitos de Corrente Alternada*. Editora da Unicamp, 1995.
- [101] Transaction AIEE. Coletânea, September 1933.
- [102] A.E. Emanuel. The oscillatory nature of the nonactive power in single and poly-phase circuits. *Third International Workshop on Power Definitions and Measurements under Non-sinusoidal Conditions*, pages 21–30, 1995. Milan-Italy.
- [103] M. Depenbrock. Variation power, variation currents: Physical background and compensation rules. *Fifth International Workshop on Power Definitions and Measurements under Non-sinusoidal Conditions*, pages 19–25, 2000. Milan-Italy.
- [104] F.P. Marafão and S.M. Deckmann. Basic decompositions for instantaneous power components calculation. *IEEE Industry Applications Conference (Induscon)*, 2:750–755, november 2000.
- [105] F.P. Marafão and S.M. Deckmann. Fator de potência em sistemas elétricos desbalanceados e sob formas de onda não-senoidais. *Seminário Brasileiro sobre Qualidade da Energia Elétrica (SBQEE)*, pages 245–250, agosto 2001.
- [106] F.P. Marafão and S.M. Deckmann. Experimental validation and comparisons of active filtering strategies. *International Conference on Renewable Energy and Power Quality (ICREPQ)*, march 2004.
- [107] W. V. Lyon. *Transient Analysis of Alternating Current Machinery*. Jonh Wiley, New York - USA, 1954. Chapter 2.
- [108] J.P.G. de Abreu and A.E. Emanuel. Induction motor thermal aging caused by voltage distortion and imbalance: Loss of useful life and its estimated cost. *IEEE Transaction on Industry Applications*, 38(1):12–20, 2002.

- [109] B. P. Lathi. *Sistemas de Comunicação*. Editora Guanabara, Rio de Janeiro, RJ - Brasil, 1987.
- [110] A.V. Oppenheim, R.W. Schaffer, and J.R. Buck. *Discrete-Time Signal Processing*. Prentice Hall Inc., 1999.
- [111] S. J. Elliott. *Signal Processing for Active Control*. Academic Press, 2001. ISBN 0-12-237085-6.
- [112] T.W. Parks and C.S. Burrus. *Digital Filter Design*. John Wiley and Sons Inc, 1987.
- [113] M. J. Newman and D. G. Holmes. Delta operator digital filters for high performance inverter applications. *IEEE Transaction on Power Electronics*, 18(1):447–454, january 2003.
- [114] F.P. Marafão, S.M. Deckmann, and A. Lopes. Robust delta operator-based discrete systems for fixed-point dsp implementations. *IEEE Applied Power Electronics Conference (APEC)*, february 2004.
- [115] F.P. Marafão, S.M. Deckmann, and A. Lopes. Delta operator-based discrete systems for fixed-point dsp implementations. *Brazilian Power Electronics Conference (COBEP)*, september 2003.
- [116] R.H. Middleton and G.C. Goodwin. Improved finite word length characteristics in digital control using delta operators. *IEEE Transaction on Automatic Control*, 31(11):1015–1021, november 1986.
- [117] R.H. Middleton and G.C. Goodwin. *Digital Control and Estimation*. Prentice Hall Inc., 1990.
- [118] A. Feuer and G. C. Goodwin. *Sampling in Digital Signal Processing and Control*. Systems and Control: Foundations and Applications. Birkhäuser, 1996.
- [119] F.P. Marafão, A. Lopes, and S.M. Deckmann. Implementing fixed-point discrete systems by means of γ -transform. *IEEE Transaction on Circuit and Systems I*, 2004. Submetido em agosto de 2004.
- [120] A.G. Phadke, M. Ibrahim, and T. Hlibkai. Fundamental basis for distance relaying with symmetrical componentes. *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*, 96(2):635–646, 1977.
- [121] G. Andria and L. Salvatore. Inverter drive signal processing via dft and ekf. *IEE Proceedings*, 137-B(2):111–119, Março 1990.
- [122] S. Srianthumrong and S. Sangwongwanich. An active power filter with harmonics detection method based on recursive dft. *IEEE International Conference on Harmonics and Quality of Power (ICHQP)*, pages 127–132, 1998.

- [123] J. T. Honda. *Controle de Desequilíbrios, Fator de Potência e Harmônicas em Sistemas de Potência por Injeção de Correntes de Compensação*. PhD thesis, Universidade de São Paulo, Brasil, outubro 2000.
- [124] P. Mattavelli and S. Fasolo. A closed-loop selective harmonic compensation for active filters. *IEEE Applied Power Electronics Conference (APEC)*, pages 339–346, 2000.
- [125] P. Mattavelli and P. Tenti. High performance active filters using selective harmonic control. *IEEE Power Engineering Society Summer Meeting*, pages 977–982, 2000.
- [126] B. P. McGrath, D. G. Holmes, and J. Galloway. Improved power converter line synchronisation using an adaptative discrete fourier transform (dft). *IEEE Power Electronics Specialist Conference (PESC)*, pages 821–826, 2002.
- [127] F.P. Marafão, P. Mattavelli, S. Buso, and S.M. Deckmann. Repetitive-based control for selective active filters using discrete cosine transform. *Brazilian Power Electronics Conference (COBEP)*, september 2003.
- [128] F.P. Marafão, P. Mattavelli, S. Buso, and S.M. Deckmann. Repetitive-based control for selective active filters using discrete cosine transform. *Revista Eletrônica de Potência (SOBRAEP)*, 9, junho 2004.
- [129] A. Ghosh and A. Joshi. A new method for load balancing and power correction using instantaneous symmetrical components. *IEEE Power Engineering Review*, pages 60–62, September 1998.
- [130] R. Cutri. Algumas contribuições para controle de filtros ativos. Dissertação de mestrado, Universidade de São Paulo, fevereiro 2004.
- [131] F.D. Jesus, C.F.T. Soares, J.L.S. Neto, E.H. Watanabe, M. Aredes, J.R.D. Carvalho, and M.J. Leal. Improvement of a positive-sequence components detector in a unbalanced three-phase system. *Brazilian Power Electronics Conference (COBEP)*, setembro 2003.
- [132] N. N. Hancock. *Matrix Analysis of Electrical Machinery*. Pergamon Press, New York, 2 edition, 1974.
- [133] R. Cutri and L. Matakas Jr. Reference currents determination techniques for load unbalance compensation. *Brazilian Power Electronics Conference (COBEP)*, Setembro 2003.
- [134] A. Campos, J. Joos, P.D. Ziogas, and J.F. Lindsay. A dsp-based real-time digital filter for symmetrical components. *IEEE Power Tech Conference*, pages 75–79, 1993.
- [135] J.T. Honda, J.A. Jardini, and H. Arango. Uma proposta de um filtro ativo de tensão para aplicações em redes elétricas. *Seminário Brasileiro sobre Qualidade da Energia Elétrica (SBQEE)*, pages 303–308, Agosto 1999.
- [136] M.M. Begovic, P.M. Djuric, S. Dunlap, and A.G. Phadke. Frequency tracking in power networks in the presence of harmonics. *IEEE Transaction on Power Delivery*, 8(2):480–486, 1993.

- [137] G.C. Hsieh and J.C. Hung. Phase-locked loop techniques - a survey. *IEEE Transaction on Industrial Electronics*, 43(6):609–615, 1996.
- [138] V. Kaura and V. Blasko. Operation of a phase locked loop system under distorted utility conditions. *IEEE Transaction on Industry Applications*, 33(1):58–63, January/February 1997.
- [139] C. Zhan, C. Fitzer, V. K. Ramachandaramurthy, A. Arulampalam, M. Barnes, and N. Jenkins. Software phase-locked loop applied to dynamic voltage restorer (dvr). *IEEE Power Engineering Society Winter Meeting*, 3:1033–1038, 2001.
- [140] S. Chung. A phase tracking system for three phase utility interface inverters. *IEEE Transaction on Power Electronics*, 15(3):431–438, 2000.
- [141] L. Rossetto and S. Buso. Pwm line voltage regulator with integrated pfc. *IEEE Power Electronics Specialists Conference (PESC)*, 2003.
- [142] H. Awad, J. Svensson, and M. Bollen. Phase locked loop for static series compensator. *European Power Electronics Conference (EPE)*, 2003.
- [143] L.N. Arruda, S.M. Silva, and B.J.C. Filho. Pll structures for utility connected systems. *IEEE Industry Application Annual Meeting (IAS)*, 4:2655–2660, 2001.
- [144] D.R. Costa, L. G.B. Rolim, and M. Aredes. Analysis and software implementation of a robust synchronizing circuit - pll circuit. *IEEE International Symposium of Industrial Electronics*, 2003. ISBN 0-7803-7913-6.
- [145] S.M. Deckmann, F.P. Marafão, and M.S de Pádua. Single and three-phase digital pll structures based on instantaneous power theory. *Brazilian Power Electronics Conference (COBEP)*, september 2003.
- [146] S.A.O. Silva, P. Donoso-Garcia, P. C. Cortizo, and P. F. Seixas. A three-phase line-interactive ups system implementation with series-parallel active power-line conditioning capabilities. *IEEE Transaction on Industry Application*, 38(6):1581–1590, November/December 2002.
- [147] E. M. Sasso, G. G. Sotelo, A. A. Ferreira, E. H. Watanabe, M. Aredes, and P. Barbosa. Investigação dos modelos de circuitos de sincronismo trifásicos baseados na teoria de potências real e imaginária instantâneas (p-pll e q-pll). *Congresso Brasileiro de Autômática (CBA)*, pages 480–485, 2002.
- [148] L.C.G. Lopes, R.L. Carletti, and P.G. Barbosa. Implementation of a digital and a dead-beat pll circuit based on instantaneous power theory with dsp tms320f243. *Brazilian Power Electronics Conference (COBEP)*, setembro 2003.
- [149] F. Liccardo, P. Marino, C. Schiano, and N. Visciano. A new robust phase tracking system for asymmetrical and distorted three phase networks. *IEEE International Conference on Harmonics and Quality of Power (ICHQP)*, 2004.

- [150] F.P. Marafão, S.M. Deckmann, and E.K. Luna. A novel frequency and positive sequence detector for utility applications and power quality analysis. *International Conference on Renewable Energy and Power Quality (ICREPQ)*, march 2004.
- [151] F.P. Marafão, S.M. Deckmann, A. J. Pomilio, and R. Q. Machado. Software-based pll model: Analysis and applications. *Congresso Brasileiro de Automática (CBA)*, 2004.
- [152] B. Wittenmark K.J. Aström. *Computer-Controlled Systems: Theory and Design*. Prentice Hall Inc., 1997.
- [153] N.S. Nise. *Control Systems Engineering*. John Wiley and Sons, Inc., 2000.
- [154] A. Khodabakhshian, V.J. Gosbell, and F. Coowar. Discretization of power system transfer function. *IEEE Transaction on Power Systems*, 9(1):255–261, february 1994.
- [155] L.A.S. Ribeiro, C.B. Jacobina, A.M.N. Lima, and A.C. Lima. Real time estimation of the electric parameters of an induction machine using sinusoidal pwm voltage waveforms. *IEEE Transaction on Industrial Applications*, 36(3):743–754, maio 2000.
- [156] M. J. Newman and D. G. Holmes. A universal custom power conditioner (ucpc) with selective harmonic voltage compensation. *IEEE Industrial Electronics Society Annual Conference (IECON)*, 2:1261–1266, 2002.
- [157] F. Peng and D. Adams. Harmonic sources and filtering approaches. *IEEE Industry Application Society Conference*, pages 1–8, 1999.
- [158] K. Al-Haddad B. Singh and A. Chandra. A review of active filters for power quality improvement. *IEEE Transaction on Industrial Electronics*, 46(5):960–971, 1999.
- [159] H. Rudnick, J. Dixon, and L. Morán. Delivering clean and pure power. *IEEE Power and Energy Magazine*, 1(5):32–40, setembro-outubro 2003.
- [160] T. E. N. Zuniga and J. A. Pomilio. Shunt active power filter synthesizing resistive load. *IEEE Transaction on Power Electronics*, 17(2), março 2002.
- [161] M. Aredes, J. Häfner, and K. Heumann. Three-phase four-wire shunt active filter control strategies. *IEEE Transaction on Power Electronics*, 12(2):311–318, março 1997.
- [162] J. Martins J. Afonso, C. Couto. Active filters with control based on the p-q theory. *IEEE Industrial Electronics Society Newsletter*, pages 5–11, 2000.
- [163] A. Cavallini and G.C. Montanari. Compensation strategies for shunt active-filter control. *IEEE Transaction on Power Electronics*, 9(6):587–593, novembro 1994.
- [164] L. Malesani, P.Mattavelli, and S. Buso. On the applications of active filters to generic loads. *IEEE International Conference on Harmonics and Quality of Power (ICHQP)*, pages 310–319, 1998.
- [165] S. Buso, L. Malesani, and P.Mattavelli. Comparison of current control techniques for active filter applications. *IEEE Transaction on Industrial Electronics*, 45(5):722–729, 1998.

- [166] T. E. N. Zuñiga, M. V. Ataíde, and J. A. Pomilio. Filtro ativo de potência sintetizando cargas resistivas. *Revista Eletrônica de Potência*, 5(1):35–42, 2000.
- [167] J. Nielsen, F. Blaabjerg, and N. Mohan. Control strategies for dynamic voltage restorer compensating voltage sags with phase jump. *IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, pages 1267–1273, 2001.
- [168] L. Malesani, P. Mattavelli, and S. Buso. Dead-beat current control for active filters. *IEEE Industrial Electronics Society Annual Meeting*, 3:1859–1864, 1998.
- [169] L. Malesani, P. Mattavelli, and P. Tomasin. High-performance hysteresis modulation technique for active filters. *IEEE Transaction on Power Electronics*, 12(5):876–884, 1997.
- [170] D. G. Holmes and D. A. Martin. Implementation of direct digital predictive current controller for single and three phase voltage source inverters. *IEEE Industry Application Society Annual Meeting*, pages 906–913, 1996.
- [171] O. Kukrer. Deadbeat control of a three-phase inverter with an output lc filter. *IEEE Transaction on Power Electronics*, 11(1):16–23, january 1996.
- [172] S. Buso, S. Fasolo, L. Malesani, and P. Mattavelli. A dead-beat adaptative hysteresis current control. *IEEE Transaction on Industry Applications*, 36(4):1174–1180, july/august 2000.
- [173] M. Ataíde. Contribuições ao projeto de filtros ativos monofásicos de potência. Mestrado, Universidade Estadual de Campinas, 1997.
- [174] S. Fasolo. *Sviluppo e realizzazione di tecniche di controllo digitale per applicazioni in elettronica di potenza*. Phd, Università degli Studi di Padova, Italy, december 2000.
- [175] S. Bhattacharya, T.M. Frank, D.M. Divan, and B. Banerjee. Parallel active filter system implementation and design issues for utility interface of adjustable speed drive systems. *IEEE Industry Application Society Annual Meeting*, pages 1032–1039, 1996.
- [176] H. Akagi. New trends in active filters for power conditioning. *IEEE Transaction on Industry Applications*, 32(6):1312–1322, 1996.
- [177] L. Gyugyi, C. Schauder, and K.K. Sen. Static synchronous series compensator: A solid-state approach to the series compensation of transmission lines. *IEEE Transaction on Power Delivery*, 12(1):406–417, 1997.
- [178] K. Haddad and G. Jóos. Distribution system voltage regulation under fault conditions using static series regulators. *IEEE Industry Application Society Annual Meeting*, pages 1383–1389, 1997.
- [179] J. Svensson and A. Sannino. Active filtering of supply voltage with series connecte voltage source converter. *EPE Journal*, 12(1):19–25, 2002.
- [180] M. Aredes, K. Heumann, and E. Watanabe. An universal active power line conditioner. *IEEE Transaction on Power Delivery*, junho 1998.

- [181] T. Takeshita, Y. Hayashi, N. Matsui, and H. Fujita. Load voltage compensation using series-shunt power converter. *Electrical Engineering in Japan*, 136(3):39–48, 2001.
- [182] D. E. Johnson, J. L. Hilburn, and Johnny R. Johnson. *Fundamentos de Análise de Circuitos Elétricos*. Prentice Hall do Brasil, 4 edition, 1994.
- [183] G. Casaravilla, A. Salvia, C. Briozzo, and E. Watanabe. Selective active filter with remote harmonic distortion control. *IEEE International Conference on Harmonics and Quality of Power (ICHQP)*, october 2002. ISBN 0-7803-7672-2.
- [184] Y. Dote and R. G. Hoft. *Intelligent Control - Power Electronic Systems*. Oxford University Press Inc., 1998.
- [185] S. Buso. Controle digital de conversores ca/cc trifásicos: técnica de modulação vetorial. Material de seminário - aula 02, UNICAMP, 1999. <http://www.dsce.fee.unicamp.br/antenor/Digital.html>.
- [186] A. Capuano. Analisi di stabilità del controllo predittivo di corrente. Projeto de fim de curso, Università degli Studi di Padova, 1998.
- [187] F. Fuga. Realizzazione di un controllo digitale per ups trifase utilizzando l’admc401. Projeto de fim de curso, Università degli Studi di Padova, 1999.
- [188] A. Fabbro. Tecniche di modulazione pwm di inverter trifase di tensione. Projeto de fim de curso, Università degli Studi di Padova, 1997.
- [189] R. Q. Machado, J. A. Pomilio, S. Buso, and F. P. Marafão. Electronic control of a three-phase induction generator directly connected to a single-phase feeder. *Brazilian Power Electronics Conference (COBEP)*, september 2003.
- [190] R. Q. Machado, J. A. Pomilio, S. Buso, and F. P. Marafão. Three-phase to single-phase direct connection for rural co-generation systems. *IEEE Applied Power Electronics Conference (APEC)*, february 2004.
- [191] P. Mattavelli and F.P. Marafão. Repetitive-based control for selective harmonic compensation in active power filters. *IEEE Transaction on Industrial Electronics*, 51(05):1018–1024, outubro 2004.
- [192] G. C. Goodwin, S. F. Graebe, and M. E. Salgado. *Control System Design*. Prentice Hall Inc, 2001.
- [193] S. Buso. Controle de corrente em conversores trifásicos ca/cc e cc/ca: controle linear, dead-beat e histerese. Material de seminário - aula 03, UNICAMP, 1999. <http://www.dsce.fee.unicamp.br/antenor/Digital.html>.
- [194] A.D. Junqueira, L. Matakas Jr., and W. Komatsu. Digital implementation of three-phase rectifier with deadbeat controller. *Revista Eletrônica de Potência*, 7(1):30–38, 2002.

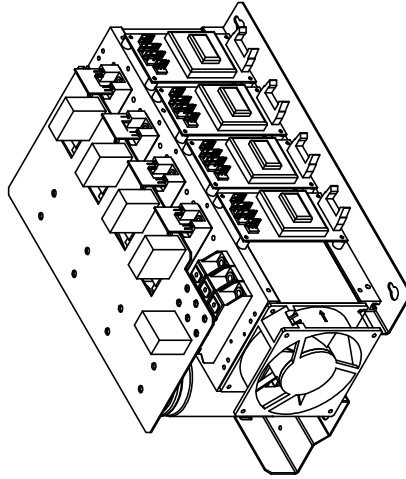
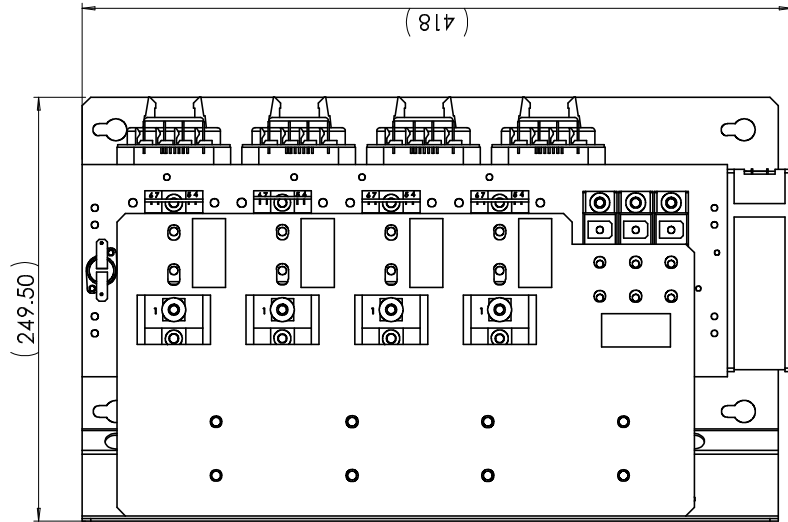
- [195] S. Fukuda and S. Yoda. A novel current-tracking method for active filters based on a sinusoidal internal model. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 37(3):888–895, may/june 2001.
- [196] Y. Y. Tzou, R.S. Ou, S.L. Jung, and M.Y. Chang. High performance programmable ac power source with low harmonic distortion using dsp-based repetitive control technique. *IEEE Transaction on Power Electronics*, 12(07):715–725, july 1997.
- [197] K. Zhou and D. Wang. Digital repetitive controlled three-phase pwm rectifier. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 18(1):309–316, january 2003.
- [198] C. Rech, H. Pinheiro, H. A. Gründling, H. L. Hey, and J. R. Pinheiro. Comparison of digital control techniques with repetitive integral action for low cost pwm inverters. *IEEE Transaction on Power Electronics*, 18(01):401–410, 2003.
- [199] P. Mattavelli. Synchronous frame harmonic control for high-performance ac power supplies. *IEEE Transaction on Industry Applications*, 37(3):864–872, May/June 2001.
- [200] P. Mattavelli and F. P. Marafão. Selective active filters using repetitive control techniques. *IEEE International Symposium on Industrial Electronics (ISIE)*, july 2002. ISBN 0-7803-7370-7.
- [201] P. Mattavelli. A closed-loop selective harmonic compensation for active filters. *IEEE Transaction on Industry Applications*, 37:81–89, Jan./Feb. 2001.
- [202] P.T. Cheng, S. Bhattacharya, and D. Divan. Control of square-wave inverters in high power hybrid active filter systems. *IEEE Transaction on Industry Applications*, 34(3):458–472, may/june 1998.
- [203] M. Sonnenschein and M. Weinhold. Comparison of time-domain and frequency-domain control scheme for shunt active filters. *European Transaction on Power Electronics*, 9(1):5–16, Jan./Feb. 1999.
- [204] J. Svensson and R. Ottersten. Shunt active filtering of vector current-controlled vsc at a moderate switching frequency. *IEEE Transaction on Industry Applications*, 35(5):1083–1090, 1999.
- [205] S. Buso, L. Malesani, P. Mattavelli, and R. Veronese. Design and fully digital control of parallel active filters for thyristor rectifiers to comply with iec 1000-3-2. *IEEE Transaction on Industry Applications*, 34(3):508–517, 1998.
- [206] G. Casaravilla, A. Salvia, C. Briozzo, and E. Watanabe. Selective active filter comparison: Shunt or shunt hybrid with remote harmonic distortion control. *Brazilian Power Electronics Conference (COBEP)*, september 2003.
- [207] D. N. Zmood, D. G. Holmes, and G. Bode. Frequency domain analysis of three phase linear current regulators. *IEEE Industry Application Society Annual Meeting*, pages 818–825, october 1999.

- [208] S. Bhattacharya, T.M. Frank, D.M. Divan, and B. Banerjee. Active filter system implementation. *IEEE Industry Applications Magazine*, pages 47–63, setembro-outubro 1998.
- [209] H. Akagi, H. Fujita, and K. Wada. A shunt active filter based on voltage detection for harmonic termination of a radial power distribution systems. *IEEE Transaction on Industry Application*, 35(3):638–645, 1999.
- [210] O. G. S. Castellões and Maurício Aredes. A series compensator for voltage sags. *Congresso Brasileiro de Eletrônica de Potência*, pages 372–377, 2001.
- [211] M. Depenbrock and V. Staudt. Stability problems if three-phase systems with bidirectional energy flow are compensated using the fbd-method. *IEEE International Conference on Harmonics and Quality of Power ICHQP*, pages 325–330, October 1998.
- [212] A. E. Emanuel. Powers in nonsinusoidal situations. a review of definitions and physical meaning and a better resolution. *IEEE Transaction on Power Delivery*, 5(3):1377–1389, 1990.
- [213] A. Ferrero. Unbalancing and distorting loads: Can they be measured? *IEEE International Conference no Harmonics and Quality of Power (ICHQP)*, pages 809–813, October 1998.
- [214] A. Ferrero. Some considerations about the different possible approaches to the study of the electrical power systems under nonsinusoidal considerations? *IEEE International Conference no Harmonics and Quality of Power (ICHQP)*, pages 14–19, October 1998.
- [215] A. Ferrero and Superti Furga. A new approach to the definition of power components in three-phase systems under nonsinusoidal conditions. *IEEE Trans. on Instr. and Meas.*, 40(3):568–577, June 1991.
- [216] H. Khalsa and W. Mielczarski. A concept of unidirecional and bi-direcional componen-tes to define power flow in non sinusoidal circuits. *IEEE International Conference on Harmonics and Quality of Power (ICHQP)*, pages 672–677, October 1998.
- [217] Pedro Gomes Barbosa. *Compensador Série Síncrono Estático Baseado em Conversores VSI Multipulso*. Doutorado, Universidade Federal do Rio de Janeiro, 2000.
- [218] D.P. Manjure and E.B. Makram. Effects of nonlinearity and unbalance on power factor. *Proceedings of IEEE Power Engineering Society Summer Meeting*, pages 956–962, 2000.
- [219] Mohan, Undeland, and Robins. *Power Electronics Converters Applications and Design*. Jonh Wiley and Sons.Inc, U.S.A., 1995.
- [220] A. Nabae, H. Nakano, and S. Togasawa. An instantaneous distorcion current compensator without any coordinate transformation. *IPEC-Yokohama*, pages 1651–1655, 1995.
- [221] E. Owen. A history of harmonics in power systems. *IEEE Industry Applications Magazine*, 4(1):6–12, January/February 1998.

- [222] L. Salvatore and M. Savino. Time-frequency representations of instantaneous complex power, voltage and current space vectors. *European Transaction on Electrical Power Engineering (ETEP)*, 4(5):395–402, September/October 1994.
- [223] T. E. N. Zuñiga. *Projeto e Implementação de Filtro Ativo Trifásico de Potência, Usando o Método da Síntese de Carga Resistiva*. Mestrado, Universidade Estadual de Campinas, 1999.
- [224] F.P. Marafão. Qualidade de energia e filtros ativos. Tutorial, Grupo de Qualidade de Energia da UNESP (QUALIENERGI), outubro 2003. Apresentação em 3 módulos.
- [225] M.G. Villalva, F.P. Marafão, and E. Ruppert F. Current compensator with adaptive neural networks. *IEEE Proceedings of the 2004 Industry Applications Conference-Iduscon*, outubro 2004.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

Apêndice 01 - Conversor de Potência utilizado



APLICAÇÃO:			DIMENSÕES SEM TOLERÂNCIAS CONF. DIN7168		ACABAMENTO	B.C. 13	PISO LQ.	BRUTO	OBS.
FEITO DE:	CONFORME ESTRUTURA		DIN7168		NATURAL	MAT. PRIMA			
			DATA	DES.	NOME	DENOMINAÇÃO			
			04.12.01	04.12.01	M.BASTILO				
			VERIF.	04.12.01	CLAUDIO				
			APPROV.	04.12.01	CLOVIS				
						RF.: 1779			
						NÚMERO		EDICAO	FOLHA
01	7586	28.01.02	MAR5			08624410		01	1
00	7506	04.12.01	MAR8						1/2 FL3
REV.	APROV/MODIFICAÇÃO	DATA	NOME	ORIGEM:	GRUPO 1000				
					SUBSTITUI				

Absolute Maximum Ratings		Values ... 123 D	Units
Symbol	Conditions ¹⁾		
V_{CES}		1200	V
V_{CGR}	$R_{GE} = 20 \text{ k}\Omega$	1200	V
I_C	$T_{case} = 25/80 \text{ }^\circ\text{C}$	50 / 40	A
I_{CM}	$T_{case} = 25/80 \text{ }^\circ\text{C}; t_p = 1 \text{ ms}$	100 / 80	A
V_{GES}		± 20	V
P_{tot}	per IGBT, $T_{case} = 25 \text{ }^\circ\text{C}$	310	W
$T_j, (T_{stg})$		$-40 \dots +150 (125)$	$^\circ\text{C}$
V_{isol}	AC, 1 min.	2 500	V
humidity	DIN 40 040	Class F	
climate	DIN IEC 68 T.1	40/125/56	
Diodes			
$I_F = -I_C$	$T_{case} = 25/80 \text{ }^\circ\text{C}$	50 / 40	A
$I_{FM} = -I_{CM}$	$T_{case} = 25/80 \text{ }^\circ\text{C}; t_p = 1 \text{ ms}$	100 / 80	A
I_{FSM}	$t_p = 10 \text{ ms}; \sin.; T_j = 150 \text{ }^\circ\text{C}$	550	
I_t^2	$t_p = 10 \text{ ms}; T_j = 150 \text{ }^\circ\text{C}$	1500	A^2s

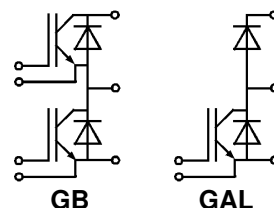
Characteristics		min.	typ.	max.	Units
Symbol	Conditions ¹⁾				
$V_{(BR)CES}$	$V_{GE} = 0, I_C = 1 \text{ mA}$	$\geq V_{CES}$	—	—	V
$V_{GE(th)}$	$V_{GE} = V_{CE}, I_C = 2 \text{ mA}$	4,5	5,5	6,5	V
I_{CES}	$V_{GE} = 0 \quad \left\{ \begin{array}{l} T_j = 25 \text{ }^\circ\text{C} \\ T_j = 125 \text{ }^\circ\text{C} \end{array} \right.$	—	0,3	1	mA
	$V_{CE} = V_{CES}$	—	3	—	
I_{GES}	$V_{GE} = 20 \text{ V}, V_{CE} = 0$	—	—	200	nA
V_{CEsat}	$I_C = 40 \text{ A} \quad \left\{ \begin{array}{l} V_{GE} = 15 \text{ V}; \\ T_j = 25 (125) \text{ }^\circ\text{C} \end{array} \right.$	—	2,5(3,1)	3(3,7)	V
V_{CEsat}	$I_C = 50 \text{ A} \quad \left\{ \begin{array}{l} V_{GE} = 15 \text{ V}; \\ T_j = 25 (125) \text{ }^\circ\text{C} \end{array} \right.$	—	2,7(3,5)	—	V
g_{fs}	$V_{CE} = 20 \text{ V}, I_C = 40 \text{ A}$	—	30	—	S
C_{CHC}	per IGBT	—	—	350	pF
C_{ies}	$V_{GE} = 0$	—	3300	4000	pF
C_{oes}	$V_{CE} = 25 \text{ V}$	—	500	600	pF
C_{res}	$f = 1 \text{ MHz}$	—	220	300	pF
L_{CE}		—	—	30	nH
$t_{d(on)}$	$V_{CC} = 600 \text{ V}$	—	70	—	ns
t_r	$V_{GE} = +15 \text{ V} / -15 \text{ V}^{3)}$	—	60	—	ns
$t_{d(off)}$	$I_C = 40 \text{ A, ind. load}$	—	400	—	ns
t_f	$R_{Gon} = R_{Goff} = 27 \text{ }^\circ\Omega$	—	45	—	ns
$E_{on}^{5)}$	$T_j = 125 \text{ }^\circ\text{C}$	—	7	—	mWs
$E_{off}^{5)}$		—	4,5	—	mWs
Diodes ⁸⁾					
$V_F = V_{EC}$	$I_F = 40 \text{ A} \quad \left\{ \begin{array}{l} V_{GE} = 0 \text{ V}; \\ T_j = 25 (125) \text{ }^\circ\text{C} \end{array} \right.$	—	1,85(1,6)	2,2	V
$V_F = V_{EC}$	$I_F = 50 \text{ A} \quad \left\{ \begin{array}{l} V_{GE} = 0 \text{ V}; \\ T_j = 25 (125) \text{ }^\circ\text{C} \end{array} \right.$	—	2,0(1,8)	—	V
V_{TO}	$T_j = 125 \text{ }^\circ\text{C}$	—	—	1,2	V
r_T	$T_j = 125 \text{ }^\circ\text{C}$	—	—	22	m Ω
I_{RRM}	$I_F = 40 \text{ A}; T_j = 25 (125) \text{ }^\circ\text{C}^{2)}$	—	23(35)	—	A
Q_{rr}	$I_F = 40 \text{ A}; T_j = 25 (125) \text{ }^\circ\text{C}^{2)}$	—	2,3(7)	—	μC
Thermal Characteristics					
R_{thjc}	per IGBT	—	—	0,4	$^\circ\text{C/W}$
R_{thjc}	per diode	—	—	0,7	$^\circ\text{C/W}$
R_{thch}	per module	—	—	0,05	$^\circ\text{C/W}$

SEMITRANS® M IGBT Modules

SKM 50 GB 123 D
SKM 50 GAL 123 D



SEMITRANS 2



Features

- MOS input (voltage controlled)
- N channel, Homogeneous Si
- Low inductance case
- Very low tail current with low temperature dependence
- High short circuit capability, self limiting to $6 \cdot I_{cnom}$
- Latch-up free
- Fast & soft inverse CAL diodes⁸⁾
- Isolated copper baseplate using DCB Direct Copper Bonding Technology
- Large clearance (10 mm) and creepage distances (20 mm).

Typical Applications: → B 6 - 85

- Three phase inverter drives
- Switching (not for linear use)

¹⁾ $T_{case} = 25 \text{ }^\circ\text{C}$, unless otherwise specified

²⁾ $I_F = -I_C, V_R = 600 \text{ V}, -di_F/dt = 800 \text{ A}/\mu\text{s}, V_{GE} = 0 \text{ V}$

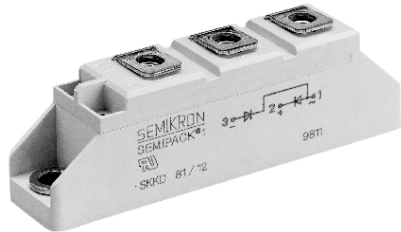
³⁾ Use $V_{GEoff} = -5 \dots -15 \text{ V}$

⁵⁾ See fig. 2 + 3; $R_{Goff} = 27 \text{ }^\circ\Omega$

⁸⁾ CAL = Controlled Axial Lifetime Technology.

Case and mech. data → B 6 - 86
SEMITRANS 2

V _{RSM}	V _{RRM}	I _{FRMS} (maximum value for continuous operation)		
		90 A	140 A	140 A
		I _{FAV} (sin. 180; T _{case} = . . .)		
V	V	57 A (71 °C)	90 A (80 °C)	90 A (80 °C)
500	400	SKKD 46/04	SKKD 81/04	SKKE 81/04
700	600	SKKD 46/06	SKKD 81/06	SKKE 81/06
900	800	SKKD 46/08	SKKD 81/08	SKKE 81/08
1300	1200	SKKD 46/12	SKKD 81/12	SKKE 81/12
1500	1400	SKKD 46/14	SKKD 81/14	SKKE 81/14
1700	1600	SKKD 46/16	SKKD 81/16	SKKE 81/16
1900	1800	SKKD 46/18	SKKD 81/18	SKKE 81/18
2100	2000	–	SKKD 81/20	SKKE 81/20
2300	2200	–	SKKD 81/22	SKKE 81/22



Symbol	Conditions	SKKD 46	SKKD 81 SKKE 81	Units
I _{FAV} I _D ¹⁾	sin. 180 (T _{case} = . . .) B2/B6 T _{amb} = 45 °C; P 3/120 P 3/180 T _{amb} = 35 °C; P 3/180 F	45 (86 °C) 50 / 60 54 / 66 95 / 120	80 (87 °C) 63 / 70 70 / 85 135 / 175	A A A A
I _{FSM}	T _{vj} = 25 °C; 10 ms T _{vj} = 125 °C; 10 ms	700 600	2 000 1 750	A A
i ² t	T _{vj} = 25 °C; 8,3 ... 10 ms T _{vj} = 125 °C; 8,3 ... 10 ms	2 450 1 800	20 000 15 000	A ² s A ² s
I _{RD}	T _{vj} = 125 °C; V _{RD} = V _{RRM}	3	4,5	mA
V _F	T _{vj} = 25 °C; (I _F = . . .); max.	1,95 (250 A)	1,55 (300 A)	V
V _(TO)	T _{vj} = 125 °C	0,85	0,85	V
r _T	T _{vj} = 125 °C	5	1,8	mΩ
R _{thjc} R _{thch}	} per diode / per module ²⁾	0,6 / 0,3 0,2 / 0,1	0,4 / 0,2 0,2 / 0,1	°C/W °C/W
T _{vj}		– 40 ... + 125		°C
T _{stg}		– 40 ... + 125		°C
V _{isol} M ₁ M ₂ a w		3600 / 3000 5 (44 lb. in.) ± 15 % ³⁾ 3 (26 lb. in.) ± 15 % ³⁾ 5 · 9,81 120 ⁴⁾		V~ Nm Nm m/s ² g
Case	→ page B 1 – 95	SKKD: A 10 SKKE: A 12 SKND: A 19		

1) SKND 46, SKND 81 available on request

2) SKKD types only

3) See the assembly instructions

4) SKKD 46, SKKD 81 95 g

SEMIPACK® 1

Rectifier Diode Modules

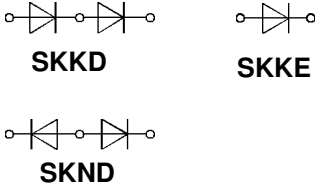
SKKD 46

SKND 46 ¹⁾

SKKD 81

SKKE 81

SKND 81 ¹⁾

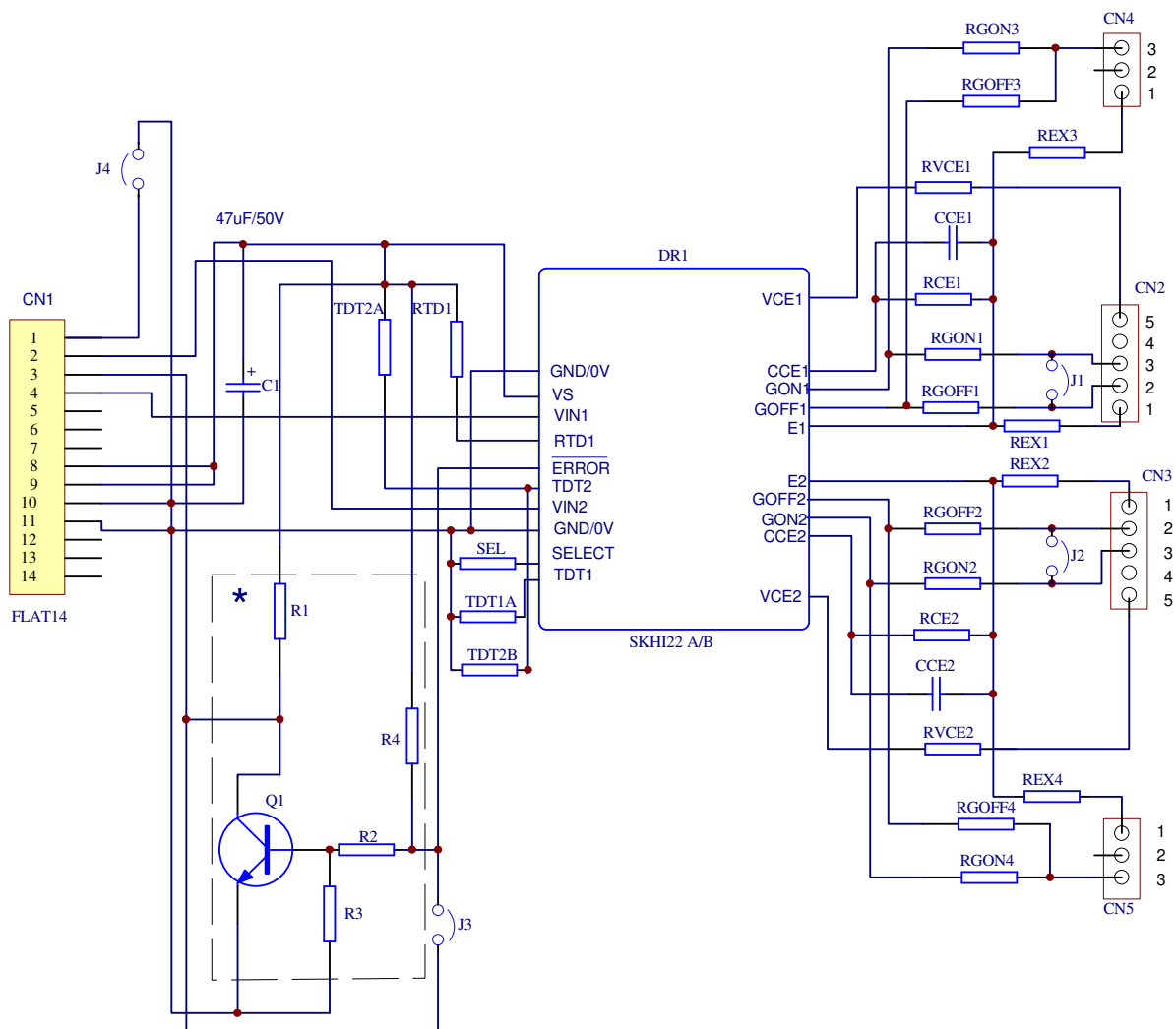


- Features

 - Heat transfer through aluminium oxide ceramic isolated metal baseplate
 - Hard soldered joints for high reliability
 - SKND** center tap connection common anode
 - UL recognized, file no. E 63 532

- Typical Applications

 - Non-controllable rectifiers for AC/AC converters
 - Line rectifiers for transistorized AC motor controllers
 - Field supply for DC motors
 - SKKE: Free-wheeling diodes



* Circuito Inversor da lógica de erro:

- com lógica ERROR fechar J3 e não montar o circuito.
- com lógica ERROR abrir J3 e montar o circuito.

J1 e J2 - abertos para usar IGBTs em paralelo com placa auxiliar PDG

fechados quando não existir componentes em paralelo, ou quando os resistores dos componentes em paralelo estiverem nesta placa.

J3 - fechar para sinal de ERROR (não montar R1, R2, R3, R4 e Q1).

abrir para sinal de ERROR normal (montar R1, R2, R3, R4 e Q1).

J4 - interliga o ponto GND/0V ao pino um (1) do conector

APLICAÇÃO: GENERIC				DIMENSÕES SEM TOLERÂNCIAS CONF.		ACABAMENTO		ESC.	PESO LÍQ. BRUTO		
FEITO DE: CONFORME ESTRUTURA								MAT. PRIMA			
					DATA	NOME		PIM SKPC 22/2B 6R8/5R6 REV. 00			
				DES.	11/12/01	LISANDRA					
				VERIF.	11/12/01	CLÓVIS					
				APROV.	11/12/01	CLÓVIS					
				SEMİKRON SEMİKRON Semicondutores Ltda. Av. Inocêncio Seráfico 6300 06366-900 Carapicuíba SP-Brasil				REF.			
								NÚMERO		EDIÇÃO	FOLHA
								67317400		00	1
00	7506	11/12/01	LFA							1 / 1 FLS	
REV.	AP/MODIFICAÇÃO	DATA	NOME								
ORIGEM:				GRUPO 420		SUBSTITUI		ED			

SKHI 21 A, SKHI 22 A / B

Absolute Maximum Ratings					
Symbol	Term		Values	Units	
V_S	Supply voltage prim.		18	V	
V_{IH}	Input signal volt. (High)	SKHIxxA	$V_S + 0,3$	V	
		SKHI22B	$5 + 0,3$	V	
$I_{outPEAK}$	Output peak current		8	A	
$I_{outAVmax}$	Output average current		40	mA	
f_{max}	max. switching frequency		100	kHz	
V_{CE}	Collector emitter voltage sense across the IGBT		1700	V	
dv/dt	Rate of rise and fall of voltage secondary to primary side		50	kV/ μ s	
V_{isolIO}	Isolation test voltage	Standard	2500	V _{ac}	
	input-output (1 min.AC)	Version „H4“	4000	V _{ac}	
V_{isol12}	Isolation test voltage output 1 - output 2 (1 min.AC)		1500	V	
R_{Gonmin}	Minimum rating for R_{Gon}		3	Ω	
$R_{Goffmin}$	Minimum rating for R_{Goff}		3	Ω	
$Q_{out/pulse}$	Max. rating for output charge per pulse		4 ¹⁾	μ C	
T_{op}	Operating temperature		- 40... + 85	$^{\circ}$ C	
T_{stg}	Storage temperature		- 40... + 85	$^{\circ}$ C	

SEMIKRON® Hybrid Dual IGBT Driver SKHI 22 A / B

- Double driver for halfbridge IGBT modules
- SKHI 22 A/B H4 is for 1700 V-IGBT
- SKHI 22 A is compatible to old SKHI 22
- SKHI 22 B has additional functionality

Hybrid Dual MOSFET Driver SKHI 21 A

- drives MOSFETs with $V_{DS(on)} < 10$ V
- is compatible to old SKHI 21

Preliminary Data

Electrical Characteristics ($T_a = 25^{\circ}\text{C}$)					
Symbol	Term		min.	typ.	max. Units
V_S	Supply voltage primary side		14,4	15	15,6 V
I_{SO}	Supply current primary side (no load)		—	80	— mA
	Supply current primary side (max.)		—	—	290 mA
V_i	Input signal voltage	SKHIxxA on/off	—	15 / 0	— V
		SKHI22B on/off	—	5 / 0	— V
V_{iT+}	Input threshold voltage (High)	SKHIxxA	10,9	11,7	12,5 V
		SKHI22B	3,5	3,7	3,9 V
V_{iT-}	Input threshold voltage (Low)	SKHIxxA	4,7	5,5	6,5 V
		SKHI22B	1,5	1,75	2,0 V
R_{in}	Input resistance	SKHIxxA	—	10	— $k\Omega$
		SKHI22B	—	3,3	— $k\Omega$
$V_{G(on)}$	Turn on gate voltage output		—	+15	— V
$V_{G(off)}$	Turn off gate voltage output	SKHI22x	—	-7	— V
		SKHI21A	—	0	— V
R_{GE}	Internal gate-emitter resistance		—	22	— $k\Omega$
f_{ASIC}	Asic system switching frequency		—	8	— MHz
$t_{d(on)IO}$	Input-output turn-on propagation time		0,85	1	1,15 μ s
$t_{d(off)IO}$	Input-output turn-off propagation time		0,85	1	1,15 μ s
$t_{d(err)}$	Error input-output propagation time		—	0,6	— μ s
$t_{pERRRESET}$	Error reset time		—	9	— μ s
t_{TD}	Top-Bot Interlock Dead Time	SKHI22x	3,3	—	4,3 μ s
		SKHI21A	0	—	4,3 μ s
V_{CEstat}	Reference voltage for V_{CE} -monitoring		—	5 ²⁾	10 V
			—	6 ³⁾	10 V
C_{ps}	Coupling capacitance primary secondary		—	12	— pF
MTBF	Mean Time Between Failure $T_a = 40^{\circ}\text{C}$		—	2,0	— 10^6 h
m	weight		—	45	— g

Features

- CMOS compatible inputs
- Short circuit protection by V_{CE} monitoring and switch off
- Drive interlock top/bottom
- Isolation by transformers
- Supply undervoltage protection (13 V)
- Error latch/output

Typical Applications

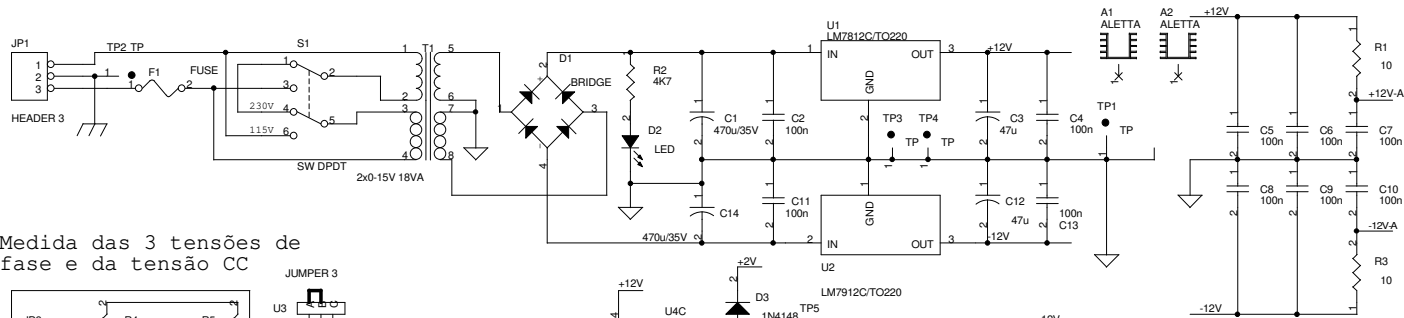
- Driver for IGBT and MOSFET modules in bridge circuits in choppers, inverter drives, UPS and welding inverters
- DC bus voltage up to 1000V

¹⁾ see fig. 6

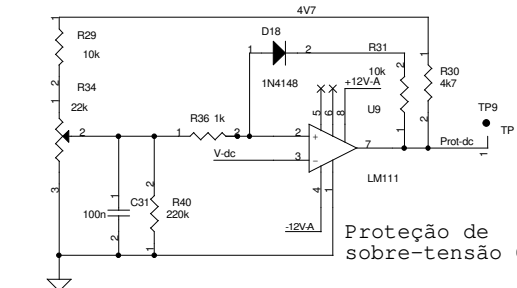
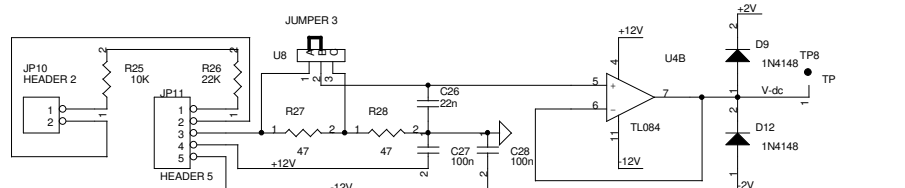
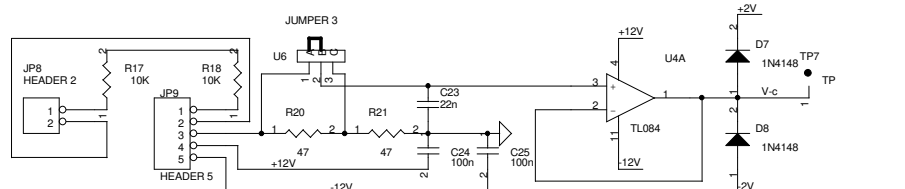
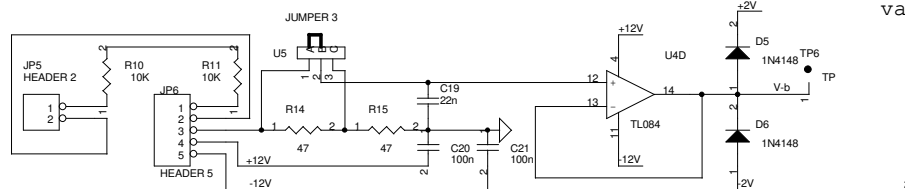
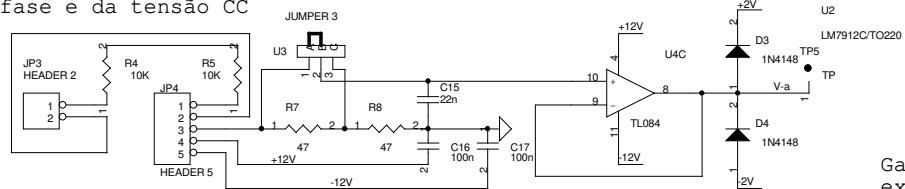
²⁾ At $R_{CE} = 18$ $k\Omega$, $C_{CE} = 330$ pF

³⁾ At $R_{CE} = 36$ $k\Omega$, $C_{CE} = 470$ pF, $R_{VCE} = 1$ $k\Omega$

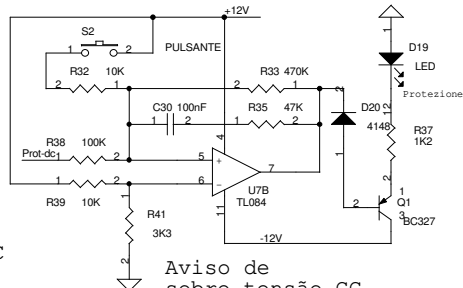
Apêndice 02 - Circuito das Placas de Sensores e Condicionamento



Medida das 3 tensões de fase e da tensão CC

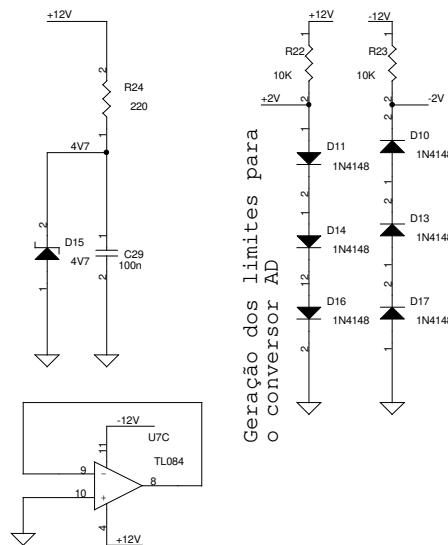
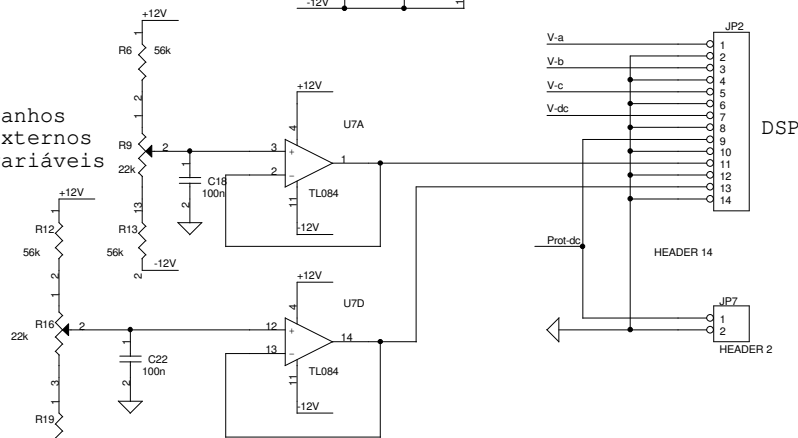


Proteção de sobre-tensão CC

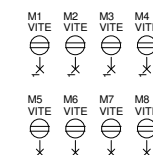


Aviso de sobre-tensão CC

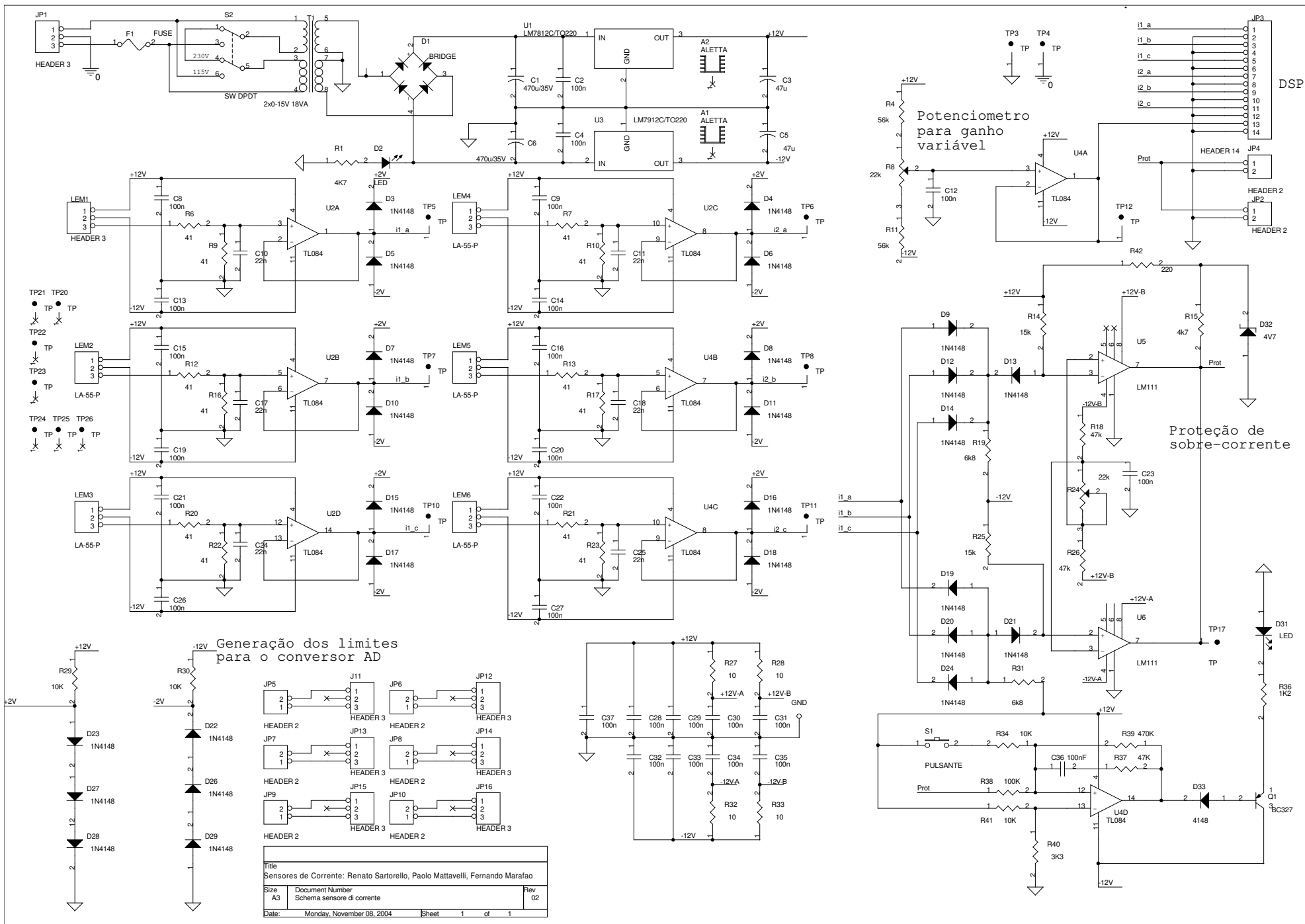
Ganhos externos variáveis



Geração dos limites para o conversor AD



Title			
Sensores de tensão: Renato Sartorello, Paolo Mattavelli e Fernando Marafão			
Size	Document Number	Rev	
A3	Schema tensione	01	
Date:	Friday, August 02, 2002	Sheet	1 of 1



Apêndice 03 - Plataforma de DSP utilizada (ADMC401)

INTRODUCTION

The *ADMC401 PROCESSOR BOARD* is a compact, highly flexible evaluation and development board for the single-chip DSP-based high-performance motor controller, the ADMC401. The ADMC401 motor controller provides the following significant features:

- 26 MIPS, Fixed-Point, 16-bit DSP Core.
- 2K X 24-Bit Internal Program Memory RAM.
- 2K X 24-Bit Internal Program Memory ROM.
- 1K X 16-Bit Internal Data Memory RAM.
- 14-Bit Address Bus and 24-Bit Data Bus for External Memory Expansion
- 8 Input, 12-Bit Pipeline Flash Analog to Digital Converter inputs with < 2 μ s total conversion time.
- A Three-Phase, 16-bit, Center-Based PWM Generator.
- An Incremental Encoder Interface Unit with Companion Encoder Event Timer.
- 12 General Purpose I/O Lines, Configurable as Inputs, Outputs, Interrupt Sources or PWM Trip Sources.
- An Internal Power-On Reset System (POR).
- A Two-Channel Event Timer Unit.
- A Peripheral Interrupt Controller.
- Two Synchronous Serial Ports.
- Two Variable-Frequency, 8-Bit, Auxiliary PWM Outputs.
- A 16-Bit Watchdog Timer.
- A General Purpose, Interval Timer with Prescaler.

Refer to the ADMC401 datasheet for a full description of all features of the ADMC401.

The *ADMC401 PROCESSOR BOARD* is intended as a compact, highly integrated evaluation and software development platform for the ADMC401 controller. The processor board permits access through a UART connection to the *Motion Control Debugger* software that operates under Windows 95™ or Windows NT™. The *Motion Control Debugger* is used to download executable code, examine the contents of registers, program memory and data memory, run executable

modules, set breakpoints and enable single-step operation.

The processor board is designed for compact size so that all relevant input and output signals are brought to three connector headers underneath the board. The processor board contains the following features and components:

- The ADMC401 Single-Chip DSP-Based Controller.
- External RAM that can be used to expand both the program and data memory externally.
- A socket for a byte wide EPROM that can be used to boot load internal and/or external program and/or data memory.
- A 12.96 MHz crystal and associated capacitors to provide the CLKIN frequency.
- A jumper to enable use of the internal power-on reset system of the ADMC401 or an external reset provided by a push button switch.
- A socket for a serial memory device (ROM or E²PROM) that may be used for serial boot loading on power up for stand alone operation.
- An isolated UART interface to the *Motion Control Debugger*. The signals are optically isolated from the remainder of the processor board. The AD7306 is used to drive the appropriate signals on the 9-way UART connector.
- An input power supply connector that accepts +5V (VDD), $\pm 5V$ ($\pm AVDD$) and GND. The +5V is used to drive the digital circuits and the analog portion of the ADMC401. The $\pm 5V$ supplies are used for the analog interface circuits of the processor board.
- An on board 5V to 5V dc-dc converter that provides an isolated 5V supply for the UART interface circuit.
- Analog interface circuits that correctly offset the analog input signals to the ADC inputs of the ADMC401. Eight independent analog interface circuits are included: one for each ADC channel of the ADMC401.
- An on board precision 2.048V voltage reference using the REF191, that can be used to provide the input reference for the ADCs of the ADMC401. The reference voltage is also brought to the connector underneath the board.

- Jumpers that permit setting of the PWM polarity, enabling or disabling of the PWMTRIP input and enabling or disabling the serial memory device in the socket. Additional jumpers are included on the board to allow selection of either internal or external voltage reference for use with the ADC system of the ADMC401.
- Three socket blocks underneath the processor board that permit access to all of the input and output signals of interest. The three sockets comprise two digital sockets (IF1 and IF3) and one analog socket (IF2).

The *ADMC401 PROCESSOR BOARD* may operate in a stand-alone mode, where the user must supply only the appropriate power supply voltages and either a UART connection to the *Motion Control Debugger* or a suitable serial memory device. In this case, the user must provide suitable connectors to interface to the various input and output signals on the expansion connectors underneath the board. Alternatively, the processor board may be plugged into the *ADMC CONNECTOR BOARD*. The connector board provides easy access to all relevant input and output signals via appropriate connectors and terminal blocks. The connector board also provides an easy interface to the International Rectifier PowIRtrain™ modules to permit development of complete motor control solutions. In addition, the connector board adds new functionality including an 8-channel, 12-bit, serial DAC, a differential line receiver for interface to an incremental encoder with differential outputs, and a large prototype area for system expansion. Refer to the documentation for the *ADMC CONNECTOR BOARD* for further details.

POWER SUPPLY REQUIREMENTS

The *ADMC401 PROCESSOR BOARD* contains a 4-way terminal block for connection of external power supplies. For correct operation, the following supplies are required:

- +5V $\pm$ 5%, 300 mA (VDD)
- +5V $\pm$ 5%, 30 mA (+AVDD)
- -5V $\pm$ 5%, 30 mA (-AVDD)
- Ground

The VDD supply powers the digital logic circuits of the processor board, including the ADMC401 controller. In addition, it is used as the analog voltage supply of the ADMC401 and as the input to the dc-dc converter that

provides the isolated supply for the UART interface. The processor board is laid out with separate analog and digital ground planes that are connected by a link (JP2) close to the power supply terminal block for noise immunity. This link should not be removed. An LED on the processor board indicates correct connection of the VDD supply.

The +AVDD and -AVDD supplies power the operational amplifiers used in the analog interface section. These amplifiers correctly offset the analog inputs to the board for interface to the ADC inputs of the ADMC401.

Appropriate decoupling capacitors are provided on the processor board for all three power supply inputs (VDD, +AVDD and -AVDD) to reduce noise coupling from the external power supplies. However, for best performance, well-regulated external power supplies and correct wiring are recommended.

The arrangement on the input power supply connector is illustrated in Figure 1.

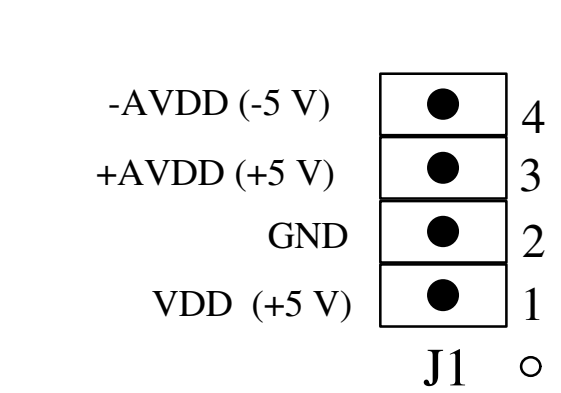


Figure 1: Power Supply Connector of ADMC401 Processor Board.



Single-Chip, DSP-Based High Performance Motor Controller

ADMC401

FEATURES

26 MIPS Fixed-Point DSP Core

- Single Cycle Instruction Execution (38.5 ns)
- ADSP-21xx Family Code Compatible
- 16-Bit Arithmetic and Logic Unit (ALU)
- Single Cycle 16-Bit $\times$ 16-Bit Multiply and Accumulate Into 40-Bit Accumulator (MAC)
- 32-Bit Shifter (Logical and Arithmetic)
- Multifunction Instructions
- Single Cycle Context Switch
- Zero Overhead Looping
- Conditional Instruction Execution
- Two Independent Data Address Generators

Memory Configuration

- 2K $\times$ 24-Bit Internal Program Memory RAM
- 2K $\times$ 24-Bit Internal Program Memory ROM
- 1K $\times$ 16-Bit Internal Data Memory RAM
- 14-Bit Address Bus and 24-Bit Data Bus for External Memory Expansion

High Resolution Multichannel ADC

- 12-Bit Pipeline Flash Analog-to-Digital Converter
- Eight Dedicated Analog Inputs
- Simultaneous Sampling Capability
- All Eight Inputs Converted in $<2 \mu\text{s}$
- 4.0 V p-p Input Voltage Range
- PWM Synchronized or External Convert Start

Internal or External Voltage Reference

Out-of-Range Detection

Voltage Reference

Internal 2.0 V $\pm$ 2.0% Voltage Reference

Three-Phase 16-Bit PWM Generation Unit

Programmable Switching Frequency, Dead Time and Minimum Pulsewidth

Edge Resolution of 38.5 ns

One or Two Updates per Switching Period

Hardware Polarity Control

Individual Enable/Disable of Each Output

High Frequency Chopping Mode

Dedicated Shutdown Pin (PWMTRIP)

Additional Shutdown Pins in I/O System

High Output Sink and Source Capability (10 mA)

Incremental Encoder Interface Unit

Quadrature Rates to 17.3 MHz

Programmable Filtering of Encoder Inputs

Alternative Frequency and Direction Mode

Two Registration Inputs to Latch Count Value

Optional Hardware Reset of Counter

Single North Marker Mode

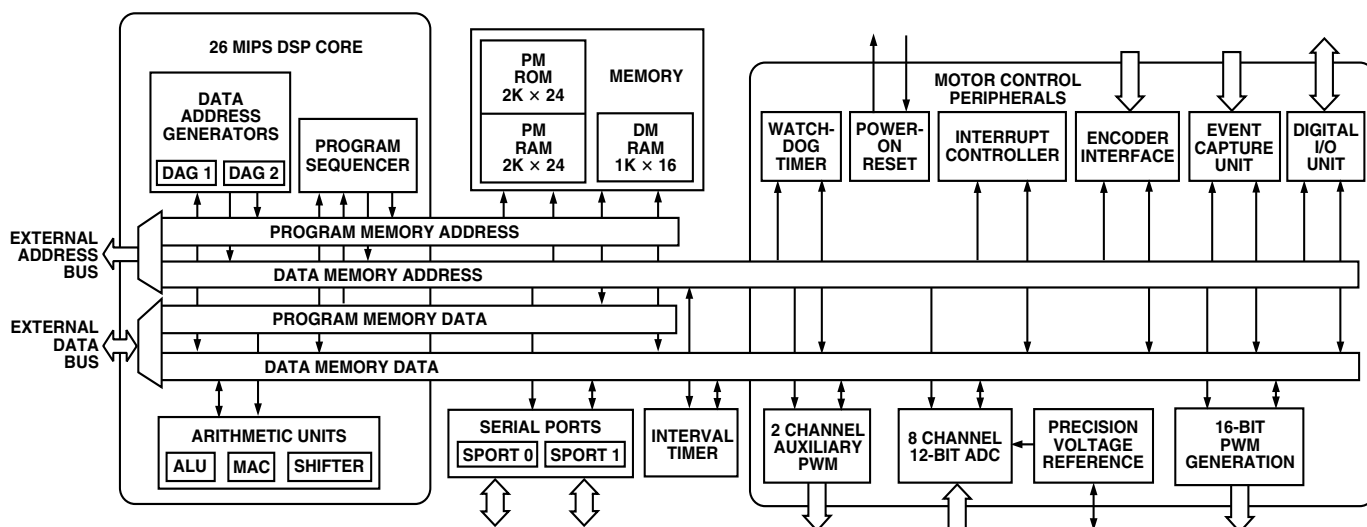
Count Error Monitor Function

Dedicated 16-Bit Loop Timer (Periodic Interrupts)

Companion Encoder Event (1/T) Timer

(Continued on Page 14)

FUNCTIONAL BLOCK DIAGRAM



REV. B

Information furnished by Analog Devices is believed to be accurate and reliable. However, no responsibility is assumed by Analog Devices for its use, nor for any infringements of patents or other rights of third parties which may result from its use. No license is granted by implication or otherwise under any patent or patent rights of Analog Devices.

One Technology Way, P.O. Box 9106, Norwood, MA 02062-9106, U.S.A.
Tel: 781/329-4700 World Wide Web Site: <http://www.analog.com>
Fax: 781/326-8703 © Analog Devices, Inc., 2000