

**UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA MARIA
CENTRO DE TECNOLOGIA
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA**

**MÉTODO DE SINCRONIZAÇÃO APLICADO A
CONVERSORES PWM TRIFÁSICOS**

TESE DE DOUTORADO

Robinson Figueiredo de Camargo

Santa Maria, RS, Brasil

2006

Livros Grátis

<http://www.livrosgratis.com.br>

Milhares de livros grátis para download.

MÉTODO DE SINCRONIZAÇÃO APLICADO A CONVERSORES PWM TRIFÁSICOS

por

Robinson Figueiredo de Camargo

Tese apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica,
Área de Concentração em Processamento de Energia, da Universidade Federal
de Santa Maria (UFSM, RS), como requisito parcial para obtenção do grau de
Doutor em Engenharia Elétrica.

Orientador: Prof. Humberto Pinheiro

Santa Maria, RS, Brasil

2006

© 2006

Todos os direitos autorais reservados a Robinson Figueiredo de Camargo. A reprodução de partes ou do todo deste trabalho só poderá ser realizada com a autorização por escrito do autor. Endereço: Rua Floriano Peixoto, n. 202, Bairro Centro, Ijuí, RS, 98.700-000. Fone (0xx)55-33337652; End. Eletr: robinsonfcamargo@hotmail.com

UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA MARIA
CENTRO DE TECNOLOGIA
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

A Comissão Examinadora, abaixo assinada,
aprova a Tese de Doutorado

**MÉTODO DE SINCRONIZAÇÃO APLICADO A
CONVERSORES PWM TRIFÁSICOS**

elaborada por

Robinson Figueiredo de Camargo

como requisito parcial para a obtenção do grau de

Doutor em Engenharia Elétrica

COMISSÃO EXAMINADORA:

Humberto Pinheiro, Ph.D.
(Presidente / Orientador)

Ernane Antônio Alves Coelho, Dr. (UFU)

Vicente Mariano Canalli, Dr. (PUC-RS)

Hilton Abílio Gründling, Dr. (UFSM)

José Renes Pinheiro, Dr. (UFSM)

Santa Maria, 17 de julho de 2006.

DEDICO ESTA TESE:

A Deus, a minha Esposa Edinéia,
meus pais João Carlos e Zilca e
minha irmã Carla.

AGRADECIMENTOS

Em primeiro lugar quero agradecer a Universidade Federal de Santa Maria, por ser uma instituição de ensino pública e de qualidade, a qual me oportunizou cursar tanto a graduação como a pós-graduação a nível Mestrado e doutorado em Engenharia Elétrica. Ao Professor Humberto Pinheiro pelo ensino, exigência, paciência e seriedade dedicadas durante a orientação deste trabalho.

Ao professor José Renes Pinheiro um agradecimento especial por possibilitar minha iniciação na pesquisa científica e ser um modelo, para mim, de Engenheiro Cristão e também devido à preocupação que tem pelo humanismo, o que em nossa profissão, às vezes deixa a desejar.

Aos Professores Hilton Abílio Gründling e Hélio Leães Hey agradeço pela ajuda e também as excelentes aulas ministradas, bem como a colaboração durante o trabalho de pesquisa. Agradeço também aos demais professores da PPGEE pela dedicação e ensino prestados.

Agradecimento especial também aos colegas e amigos do laboratório de Engenharia Elétrica GEPOC, pela excelente amizade e recepção desde o começo do Doutorado.

Especialmente quero agradecer, em primeiro lugar, aos amigos Fernando Botterón, Jeferson Marques, Helder Câmara, Marcelo Hey Duarte, Jean Patric e Igor Jaskulski com os quais compartilhei os momentos mais importantes, os conhecimentos adquiridos e recebidos, e a excelente amizade.

Aos colegas do GEPOC, Cassiano Rech, Luciano Schuch, Mário Lúcio Martins, Jumar Russi e Johninson pelo companheirismo durante todo o tempo do curso e pela agradável convivência de todos os dias, a troca de idéias e conhecimentos, sempre visando o crescimento intelectual do grupo.

Um agradecimento especial a Felipe Grigoletto, Ivan Gabe e Jorge Massing pelo auxílio prestado.

Aos funcionários Cleonice Sanger, Luis Fernando Martins, Zulmar B. Nascimento, Anacleto L. Brondani e todas as pessoas que de uma forma ou de outra contribuíram para o desenvolvimento desse trabalho.

Agradecimento a CAPES por ser o órgão financiador e a CEEE pelo fornecimento de alguns componentes, ambas ajudaram a concretizar meus projetos.

Com muito amor e carinho agradeço a minha esposa Edinéia Peres, meus pais João Carlos M. de Camargo e Zilca Figueiredo de Camargo, e minha irmã Carla F. de Camargo pelo amor, carinho, dedicação e preocupação com meu bem estar e saúde durante o andamento do curso.

A todos os meus familiares, que mesmo sem conviver muito com eles nestes quatro anos, tenho certeza que torciam por mim.

Dedico esta Tese ainda, a todo povo brasileiro e afirmo com a maior convicção, que tudo é possível àquele que crê, em Deus, no seu potencial e no grupo em que trabalha.

Prof. Dr. Robinson Figueiredo de Camargo.

“Se para vencer somente o talento não bastar,
vença pelo esforço,
se também o esforço não bastar,
vença pela insistência.”

(autor desconhecido)

RESUMO

Tese de Doutorado

Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica

Universidade Federal de Santa Maria

MÉTODO DE SINCRONIZAÇÃO APLICADO A CONVERSORES PWM TRIFÁSICOS

Autor: Robinson Figueiredo de Camargo, Ms.

Orientador: Humberto Pinheiro, Ph.D.

Santa Maria, 17 de julho de 2006.

Nas últimas décadas houve um aumento significativo de distúrbios nas tensões dos sistemas elétricos, tais como distorções harmônicas, desequilíbrios, variações de frequência entre outros, devido principalmente, ao aumento da utilização de cargas não lineares. Estes distúrbios podem causar distorções nos sinais de sincronização gerados, os quais são usados para sincronizar conversores PWM com a rede elétrica. Estas distorções nos sinais de sincronismo podem, conseqüentemente, provocar o aumento de distorções nas correntes geradas ou drenas por conversores PWM trifásicos.

Devido a estes fatos, vários métodos de sincronização foram desenvolvidos no intuito de operar adequadamente, reduzindo o impacto destes distúrbios sobre os sinais de sincronismo gerados. Neste sentido, métodos de sincronização que utilizam algoritmos em malha fechada e em malha aberta são propostos na literatura.

Com relação aos métodos de malha fechada, estes apresentam baixa sensibilidade a variações de frequência, entretanto, a relação entre uma adequada resposta transitória e uma boa característica de filtragem deve ser considerada. Além disso, os algoritmos desenvolvidos para os métodos em malha fechada e implementados em processadores digitais de sinais, apresentam um tempo de processamento, geralmente, maior que os métodos em malha aberta. Por sua vez, métodos em malha aberta destacam-se por sua

simplicidade quando comparados aos métodos em malha fechada. Entretanto, nenhum método em malha aberta foi apresentado até o momento na literatura, que resulte em um bom desempenho com relação aos sinais de sincronização gerados quando se fazem presentes nas tensões da rede elétrica, conjuntamente, desequilíbrios, harmônicos e variações de frequência.

Neste sentido, a presente Tese de Doutorado trata do estudo, análise e desenvolvimento de um novo método de sincronização em malha aberta aplicado a conversores PWM trifásicos a três e a quatro fios conectados a rede elétrica. Este método possibilita um bom desempenho em termos redução da taxa de distorção harmônica nos sinais de sincronização mesmo na presença de distorções harmônicas, severos desequilíbrios de tensão e variações de frequência da rede elétrica.

Inicialmente, é apresentada uma visão geral sobre os métodos de sincronização em malha aberta aplicados a conversores PWM trifásicos. Em seguida, são abordadas as principais características e limitações do novo método de sincronização em malha aberta proposto. Posteriormente, o método de sincronização proposto é implementado considerando dois casos distintos. O primeiro caso se refere à aplicação do método de sincronização proposto a retificadores PWM trifásicos a três fios. O segundo caso, refere-se à aplicação do método para gerar as referências de corrente de compensação para filtros ativos de potência paralelos trifásicos a quatro fios.

Ao longo desta tese, resultados de simulações e experimentais são apresentados, a fim de que, seja demonstrada a aplicabilidade do método de sincronização em malha aberta proposto em sistemas trifásicos a três fios e a quatro fios.

Palavras-Chaves: Método de Sincronização, Conversores PWM Trifásicos.

ABSTRACT

Doctor Thesis

Pos-Graduation Program on Electrical Engineering

Federal University of Santa Maria

SYNCHRONIZATION METHOD APPLIED TO THREE-PHASE PWM CONVERTERS

Author: Robinson Figueiredo de Camargo, Ms.

Research Supervisor: Humberto Pinheiro, Ph.D.

Santa Maria, July 17, 2006.

In the last decade, disturbances in the electrical system have been increased, mainly due to proliferation of nonlinear loads. As a result harmonic distortion, voltage unbalance and frequency variations are becoming a concern. These disturbances can produce distortions in the synchronization signals used by PWM converters connected to utility grid. These distortions in the synchronization signals, consequently, increase distortions in generated or drained currents by the three-phase PWM converters.

Due these facts, several synchronization methods are developed with purpose to operate adequately to reduce the impacts of corrupting grid voltages on the synchronization signals. In this sense, synchronization methods that used closed loop and open loop algorithms are proposed in the literature.

Although closed loop methods have low sensitivity to the frequency variations, a trade of between good transient response and good filtering characteristics must always be considered. Moreover, the algorithms developed to the closed loop methods on fixed point DSP, generally, present larger execution time those open loop synchronization methods. Open loop methods stand out for their simplicity as compare closed loop methods. However, none of open loop methods reported, so far, have a good performance in terms of the distortion synchronization signals and consequently in the generated or drained currents

in the three-phase PWM converters under unbalance, harmonics and frequency variations in the grid voltages.

In this sense, this Doctor Thesis proposes a study, analysis and development of a new open loop synchronization method applied on three-phase three-wire and four-wire PWM converters connected to the utility grid. This method provides a good performance even in the presence of harmonics, severe voltage unbalance and frequency variations on grid voltages.

Initially, it is presented an overview of open loop synchronization method applied to three-phase PWM converters. Then, have been situated the characteristics and limitations of the new method under grid voltages disturbances. In addition, the proposed method is implemented considering that two distinct cases. The first case describes the implementation of the new synchronization method to synchronized three-phase three-wire PWM rectifiers. The second case presents the implementation of the new synchronization method to generate reference currents to three-phase four-wire shunt active power filter.

Furthermore, simulation and experimental results are obtained to demonstrate the good performance of the new open-loop synchronization method used in three-phase three-wire and four-wire PWM converters along the Thesis.

Keywords: Synchronization Method, Three-phase PWM Converters

Simbologia

abc	- Sistema de coordenadas estacionário em um sistema trifásico
C_{cc}	- Capacitor do barramento CC
$dq0$	- Sistema de coordenadas síncronas em um sistema trifásico
EC	- Esforço computacional
$f(t)$	- Função no domínio do tempo
h	- h -ésimo componente harmônico
i_a, i_b, i_c	- Correntes trifásicas
I_{a_rms}, I_{b_rms}	- Corrente <i>rms</i> da fase <i>a</i> e <i>b</i>
i_{avg}	- Média dos valores <i>rms</i> das correntes de fase
I_{base}	- Corrente base
i_{cc}	- Corrente no capacitor do barramento CC
i_d, i_q, i_0	- Componentes das correntes em eixos síncronos $dq0$
I_{frms}	- Corrente de fase <i>rms</i>
I_h	- Amplitude das componentes harmônicas de corrente
i_{ret}	- Corrente do retificador PWM
i_o	- Corrente na carga
I_1	- Amplitude da corrente na frequência fundamental
k	- Número de amostras no DSP
L	- Indutância
L_f	- Indutância do filtro de entrada do retificador
L_n	- Indutância nominal do filtro de entrada do retificador
Q_x	- Formato da variável utilizado no DSP
R_f	- Resistência interna associada à indutância de entrada L_f
$\mathbf{u}_{dq,n}$	- Vetor de controle normalizado em eixos síncronos dq
S_a, \dots, S_n	- Interruptores de potência (IGBT's)
$T_{abc_αβ0}$	- Matriz de transformação de abc para $αβ0$

T_{abc_dq0}	- Matriz de transformação de abc para $dq0$
T_d	- Tempo utilizado para executar o algoritmo de controle no DSP
T_{l-f}	- Matriz de transformação das grandezas de linha para fase
T_s	- Período de amostragem
T_{seq+}	- Matriz de transformação de seqüência positiva
v_{ab}, v_{bc}	- Tensões trifásicas de linha
v_a, v_b, v_c	- Tensões trifásicas
V_{base}	- Tensão base
V_{cc}	- Tensão do barramento CC
\mathbf{v}_{fase}	- Vetor das tensões de fase
\mathbf{v}_{fase+}^f	- Vetor das tensões de fase na freqüência fundamental de seqüência positiva
$\mathbf{v}_{\alpha\beta 0}$	- Vetor das tensões de fase em coordenadas estacionárias $\alpha\beta 0$
$\mathbf{v}_{\alpha\beta+}^f$	- Vetor das tensões de fase em coordenadas estacionárias $\alpha\beta$ na freqüência fundamental de seqüência positiva
$\mathbf{v}_{\alpha\beta_nf+}$	- Vetor das tensões de fase em coordenadas estacionárias $\alpha\beta$ na freqüência fundamental de seqüência positiva normalizado
\mathbf{v}_{Ll}	- Vetor das tensões de linha
V_{ef}, V_{rms}	- Tensão eficaz
V_p	- Tensão do pico
V_1	- Amplitude da tensão na freqüência fundamental
\mathbf{x}_{dq_n}	- Vetor de estado normalizado em eixos síncronos dq
W	- Watt
\mathbf{w}_{dq_n}	- Vetor de distúrbio normalizado em eixos síncronos dq
$\alpha\beta 0$	- Sistema de coordenadas estacionário em um sistema trifásico
θ_1	- Ângulo da tensão na freqüência fundamental
θ_{f+}	- Ângulo da tensão da rede na freqüência fundamental filtrado de seqüência positiva
φ_1	- Ângulo da corrente na freqüência fundamental
ω	- Freqüência angular

- ω_b - Largura de faixa da banda passante
- ω_g - Frequência angular da rede
- ω_n - Frequência natural amortecida
- γ - Fator de ponderação

Abreviaturas

A	- Ampère
C	- Capacitância
CA	- Corrente alternada
CAPES	- Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoal de Nível Superior
CC	- Corrente contínua
CC_{PI}	- Controlador de corrente proporcional-integral
CI	- Circuito Integrado
CP_{PI}	- Controlador de potência proporcional-integral
CPU	- Unidade Central de Processamento
DA ou DAC	- Conversor Digital-Analógico (<i>Digital to Analog Converter</i>)
DRC_q	- Desacoplamento por retroação de estados e servo controlador no eixo q
DSC_{dq}	- Desacoplamento por retroação de estados e servos controladores no eixo d e q
DSP	- Processador de Sinais Digitais
EKF	- Filtro de Kalman Extendido (<i>Extend Kalman Filter</i>)
FFT	Transformada rápida de Fourier (<i>Fourier Fast Transformer</i>)
f	- Freqüência da tensão da rede
F	- Faraday
f_s	- Freqüência de amostragem
FD	- Fator de deslocamento
FP	- Fator de potência
FIFO	- <i>First-Input First-Output</i>
GEPOC	- Grupo de Eletrônica de Potência e Controle – UFSM
H	- Henry
Hz	- Hertz
IEC	- <i>International Electrotechnical Commission</i>

IEEE	- <i>Institute of Electrical and Electronic Engineers</i>
IGBT	- Insulated Gate Bipolar Transistor
kVA	- kilovoltampère
L	- Indutância
L_f	- Indutância do filtro de entrada do retificador
L_n	- Indutância nominal do filtro de entrada do retificador
LPF	- Filtro Passa-Baixa (<i>Low-Pass Filter</i>)
LPF-B	- Método de sincronização baseado em filtro passa-baixa (<i>Low-pass filter based</i>)
LKC	- Lei de Kirchhoff das Correntes
MIMO	- Sistema de Múltiplas Entrada múltiplas saídas (<i>Multiple Input Multiple Output</i>)
MSRF	- Referência síncrona modificada (<i>Modified síncronos reference frames</i>)
NPSF	- Referência síncrona de seqüência positiva normalizada (<i>Normalized positive sequence síncronos frame</i>)
Amp-Op	- Amplificador operacional (<i>Operational amplifier</i>)
P	- Potência ativa
PCC	- Ponto de conexão comum
PI	- Proporcional-integral
PLL	- laço de sincronização de fase –(<i>Phase-Locked Loop</i>)
p.u.	- por unidade
PWM	- Modulação por Largura de Pulso (<i>Pulse Width Modulation</i>)
RAM	- Memória de acesso randômico (<i>Randon memory</i>)
S	- Potência aparente
SISO	- <i>Single Input Single Output</i>
SVF	- Filtro por espaço de estado (<i>Space Vector Filter</i>)
SVM	- Modulação por Vetores no Espaço (<i>Space Vector Modulation</i>)
TD_i	- Taxa de desequilíbrio de corrente
TD_v	- Taxa de desequilíbrio de tensão
THD_I	- Taxa de distorção harmônica da corrente
THD_v	- Taxa de distorção harmônica da tensão

UFSM	- Universidade Federal de Santa Maria
UPS	- Fonte de energia ininterrupta (<i>Uninterruptible Power Supply</i>)
V	- Volt
VA	- Volt-Ampère
VSI	- Estrutura em ponte inversora alimentada por fonte de tensão
FOH	- Amostrador retentor de Primeira ordem (<i>First Order Hold</i>)
W	- Watt
WLSE	- Estimação dos mínimos quadrados recursivos (<i>Weighted Least-Square Estimation</i>)

Índice Geral

Capítulo 1	1
Introdução Geral.....	1
1. 1 Descrição do Problema	1
1.2 Revisão Bibliográfica.....	4
1.2.2.1 Principais Métodos de Sincronização em Malha Aberta a partir da Medição das Tensões da Rede.....	5
1.2.2.1.2 Método Utilizando Filtros Passa-Baixas	7
1.2.2.1.3 Método dos Vetores Filtrados no Espaço $\alpha\beta$	8
1.2.2.1.4 Método dos Vetores Filtrados no Espaço $\alpha\beta$ Modificado.....	9
1.2.2.1.5 Método de Sincronização Utilizando Filtro de Kalman Estendido	10
1.2.2.1.6 Método dos Mínimos Quadrados Recursivo	11
1.3 Objetivos do Trabalho.....	14
1.4 Contribuições da Tese.....	15
1.5 Organização da Tese	16
Capítulo 2	19
Método de Sincronização em Malha Aberta de Conversores PWM com a Rede Elétrica.....	19
2.1 Introdução.....	19
2.2 Novo Método de Sincronização em Malha Aberta para Conversores PWM com a Rede Elétrica	20
2.2.1.5.1.2 Caso b – Tensões de Linha da Rede com Harmônicos.....	39
2.2.1.5.1.4 Caso d – Tensões de Linha da Rede Desequilibradas e com Harmônicos.....	45
2.2.1.6 Resultados Experimentais.....	53
2.2.1.6.1 Ensaio a – Tensões de Linha da Rede Equilibradas e sem Distorções.	53
2.2.1.6.2 Ensaio b – Tensões de Linha da Rede Equilibradas e com Distorções	57
2.2.1.6.3 Ensaio c – Tensões de Linha da Rede Desequilibradas.....	61

2.2.1.6.4 Ensaio d – Tensões de Linha da Rede Desequilibradas e com Distorções	64
2.2.1.6.5 Ensaio Adicionais	68
2.3 Conclusões	77
Capítulo 3	80
Método de Referência Síncrona de Seqüência Positiva Normalizada Aplicado a Retificadores PWM Trifásicos a Três Fios Alimentados em Tensão	80
3.1 Introdução	80
3.2 Revisão Bibliográfica	82
3.3 Definição de Critérios para Análise de Desempenho	85
3.4 Controlador Proporcional-Integral	88
3.4.4 Limitação da Ação de Controle	97
3.5 Regulação de Tensão do Barramento CC Utilizando Sistema Servo e Controle de Potência Ativa	105
3.5.1 Limitação da Ação de Controle	108
3.6 Análise dos Métodos de Sincronização NPSF e MSRF Aplicados a Retificadores PWM Trifásicos	111
3.7 Conclusões	122
Capítulo 4	125
Método de Referência Síncrona de Seqüência Positiva Normalizada Aplicado a Filtros Ativos de Potência Trifásicos a Quatro Fios Alimentados em Tensão	125
4.1 Introdução	125
4.2 Revisão Bibliográfica	126
4.3 Critérios Relevantes para Análise do Desempenho	130
4.4 Modelo Discreto Normalizado do Filtro Ativo Aplicado a Sistemas Trifásicos a Quatro Fios	131
4.5 Extensão do Método de Detecção Aplicado a Sistemas Trifásicos a Quatro Fios	135
4.6 Controlador de Corrente com Resposta de Tempo Mínimo Aplicado a Sistemas Trifásicos a Quatro Fios	142
4.7 Servo Controlador de Tensão para o Barramento CC	146

4.8. Resultados de Simulação	150
4.9. Resultados Experimentais	155
4.8 Análise de Desempenho dos Métodos de Sincronização NPSF e MSRF Aplicados a Filtros Ativos de Potência	163
4.9 Conclusões	172
Capítulo 5	174
Implementação dos Protótipos Relativos ao Retificador PWM Trifásico e ao Filtro Ativo de Potência Paralela.....	174
5.1 Introdução	174
5.2 Descrição do Primeiro Protótipo Relativo ao Retificador PWM Trifásico.....	175
5.2.2.1 Módulo de Inicialização	178
5.2.2.2 Módulo de Calibração.....	178
5.2.2.3 Módulo de Normalização e Adaptação de Variáveis.....	179
5.2.2.4 Módulo de Cálculo da Inversa da Norma das Tensões $\alpha\beta$ e Sinais de Sincronização	181
5.2.2.5 Módulo de Transformação das Grandezas abc para dq.....	183
5.2.2.6 Módulo de Cálculo das Ações de Controle	184
5.2.2.7 Módulo de Transformação das Ações de Controle dq para $\alpha\beta$	184
5.2.2.8 Modulação Space Vector para Conversores Trifásicos a Três Fios	185
5.3 Descrição do Segundo Protótipo.....	186
5.3.2.1 Organização do Algoritmo	190
5.3.2.1.1 Módulo de Inicialização.....	191
5.3.2.1.2 Módulo de Calibração.....	191
5.3.2.1.3 Módulo de Normalização e Adaptação de Variáveis.....	192
5.3.2.1.4 Módulo de Cálculo dos Senos e Co-senos.....	193
5.3.2.1.5 Módulo de Transformação das Tensões de Fase em Coordenadas abc para dq0	193
5.3.2.1.6 Módulo de Filtragem das Tensões de Fase (filtros passa-altas)	193
5.3.2.1.7 Módulo do Cálculo das Correntes de Compensação	194
5.3.2.1.8 Módulo de Transformação das Correntes de Compensação de Coordenadas dq0 para $\alpha\beta$ 0.....	194

5.3.2.1.9 Módulo do Cálculo da Ação de Controle para a Malha Interna de Corrente	195
5.3.2.1.10 Módulo da Limitação das Ações de Controle da Malha de Corrente utilizando o Método do Elipsóide.....	195
5.3.3.1 Parte Frontal.....	203
5.3.3.2 Parte Posterior.....	204
5.3.3.3 Procedimentos para Realização de Testes na Parte de Potência do Protótipo Desenvolvido	207
5.4 Conclusões	207
Conclusões Gerais.....	209
Sugestão para Trabalhos Futuros.....	212
Referências Bibliográficas.....	213
Anexo A - Extensão do Método de Referência Síncrona de Seqüência Positiva Normalizada Aplicado a Sistemas Trifásicos a Quatro Fios	232
Anexo B - Análise Comparativa de Técnicas de Controle de Corrente	235
B.1.1 Resultados Experimentais.....	238
B.2.1 Introdução	242
B.2.2 Projeto do Controlador de Potências Ativa e Reativa.....	242
B.2.3 Resultados Experimentais.....	246
B.3.1. Introdução	248
B.3.2 Desacoplamento do Sistema por Retroação de Estados no Domínio Discreto.....	249
B.3.3 Projeto dos Servos Controladores para a Regulação das Correntes de Entrada do Retificador PWM Trifásico.....	256
B.3.4. Resultados Experimentais	261
B.4.1 Introdução	263
B.4.2 Descrição do Projeto do Controlador Proposto para o Controle das Correntes de Entrada do Retificador PWM Trifásico	264
B.4.3 Realimentação de Estados para Compensação do Distúrbio da Rede	264
B.4.4 Projeto do Servo Controlador para o Controle da Corrente de Eixo de Quadratura	267

B.4.4 Resultados Experimentais	271
B.5.1 Introdução	274
B.5.2 Resultados Experimentais	275
B.6.1 Introdução	278
B.6.2 Resultados Experimentais	279
B.7 Análise Comparativa.....	281
B.7.1 Justificativa da Análise Comparativa.....	281
B.8 Análise Comparativa dos Controladores de Corrente.....	282
B.8. Análise Comparativa dos Controladores de Corrente Considerando Desequilíbrio e Harmônicos nas Tensões da Rede.....	283
Anexo C - Obtenção das Equações de Estado da Planta em Eixos Estacionário e Síncrono.....	289
Anexo D - Modelagem no Domínio Discreto em Eixos Síncronos considerando a Resistência Interna R_f	297
Anexo E - Desacoplamento por Retroação de Estados no Domínio Discreto.....	299
Anexo F - Projeto dos Ganhos para os Servos Controladores nos Eixos d e q Utilizando a Abordagem de Alocação de Pólos.....	301
Anexo G - Projeto dos Ganhos para os Compensadores PI.....	306
Anexo H - Modulação Space Vector para Conversores Trifásicos a Quatro Braços	311

Índice de Figuras

Figura 1. 1 – Diagrama em blocos da estrutura básica do método em malha fechada que utiliza laço de sincronização de fase (<i>PLL</i>).	4
Figura 1. 2 – Rotação do vetor de tensão do sistema de coordenadas $\alpha\beta$ para o sistema de coordenadas <i>dq</i>	6
Figura 1. 3 – Diagrama de blocos do método de sincronização <i>MSRF</i>	7
Figura 1. 4 – Diagrama de blocos do método de sincronização <i>LPF-B</i>	8
Figura 1. 5 – Diagrama de blocos do método de sincronização <i>SVF</i>	8
Figura 1. 6 – Diagrama de blocos do método de sincronização <i>MSVF</i>	10
Figura 2. 1 – Diagrama de blocos das transformações do vetor de linha das tensões da rede.....	24
Figura 2. 2 – Diagrama de blocos das transformações do vetor de linha para o vetor de fase de seqüência positiva em coordenadas estacionárias $\alpha\beta$ das tensões da rede.	25
Figura 2. 3 – Diagrama de blocos do método por estrutura de referência síncrona de seqüência positiva normalizada.	26
Figura 2. 4 – Gráficos de: (a) Bode. (b) Resposta ao degrau.	29
Figura 2. 5 – Diagrama de blocos do método de sincronização <i>NPSF</i> com adição do algoritmo de adaptação de freqüência.	31
Figura 2. 6 – Modelo não-linear escolhido para representar o algoritmo de adaptação de freqüência.	32
Figura 2. 7 – Diagrama de blocos do modelo linear escolhido para representar o algoritmo de adaptação de freqüência.	33
Figura 2. 8 – Tensões de linha v_{ab} e v_{bc} em p.u. a partir de simulação no DSP. Escala Horizontal: Amostras. Escala vertical: tensões de linha normalizadas.	37
Figura 2. 9 – Tensão de linha v_{ca} normalizada e norma a partir de simulação no DSP. Escala Horizontal: Amostras. Escala vertical: grandezas normalizadas.	37

Figura 2. 10 – Tensões de fase v_{α} e v_{β} obtidas a partir do método <i>NPSF</i> simulado no DSP. Escala Horizontal: Amostras. Escala vertical: v_{α} e v_{β} normalizadas.	38
Figura 2. 11 – Seno e co-seno obtidos a partir do uso do método de sincronização <i>NPSF</i> , simulado no DSP. Escala Horizontal: Amostras. Escala vertical: seno e co-seno normalizados	38
Figura 2. 12 – Espectro harmônico do sinal seno da figura 2.11, obtido através do método <i>NPSF</i> com $THD_v=0\%$. Escala Horizontal: Harmônicos. Escala vertical: seno normalizado.	39
Figura 2. 13 – Tensões de linha v_{ab} e v_{bc} em p.u. a partir de simulação no DSP. Escala Horizontal: Amostras. Escala vertical: tensões de linha normalizadas.	40
Figura 2. 14 – Tensão de linha v_{ca} em p.u. e norma a partir de simulação no DSP. Escala Horizontal: Amostras. Escala vertical: tensões de linha normalizadas.	40
Figura 2. 15 – Tensões de fase v_{α} e v_{β} obtidas a partir do método <i>NPSF</i> simulado no DSP. Escala Horizontal: Amostras. Escala vertical: v_{α} e v_{β} normalizadas.	41
Figura 2. 16 – Seno e co-seno obtidos a partir do uso do método de sincronização <i>NPSF</i> , simulado no DSP. Escala Horizontal: Amostras. Escala vertical: seno e co-seno normalizados.	41
Figura 2. 17 – Espectro harmônico do sinal seno da figura 2.16, obtido através do método <i>NPSF</i> com $THD_v=0\%$. Escala Horizontal: Harmônicos. Escala vertical: seno normalizado.	42
Figura 2. 18 – Tensões de linha v_{ab} e v_{bc} em p.u. a partir de simulação no DSP. Escala Horizontal: Amostras. Escala vertical: tensões de linha normalizadas.	43
Figura 2. 19 – Tensão de linha v_{ca} em p.u. e norma a partir de simulação no DSP. Escala Horizontal: Amostras. Escala vertical: grandezas normalizadas.	43

Figura 2. 20 – Tensões de fase v_{α} e v_{β} obtidas a partir do método <i>NPSF</i> simulado no DSP. Escala Horizontal: Amostras. Escala vertical: v_{α} e v_{β} normalizadas.	44
Figura 2. 21 – Seno e co-seno obtidos a partir do uso do método de sincronização <i>NPSF</i> , simulado no DSP. Escala Horizontal: Amostras. Escala vertical: seno e co-seno normalizados.	44
Figura 2. 22 – Espectro harmônico do sinal seno da figura 2.21, obtido através do método <i>NPSF</i> com $THD_v=1,4$ %. Escala Horizontal: Harmônicos. Escala vertical: seno normalizado.....	45
Figura 2. 23 – Tensões de linha v_{ab} e v_{bc} em p.u. a partir de simulação no DSP. Escala Horizontal: Amostras. Escala vertical: tensões de linha normalizadas.	46
Figura 2. 24 – Tensão de linha v_{ca} em p.u. e norma a partir de simulação no DSP. Escala Horizontal: Amostras. Escala vertical: tensões de linha normalizadas.	46
Figura 2. 25 – Tensões de fase v_{α} e v_{β} obtidas a partir do método <i>NPSF</i> simulado no DSP. Escala Horizontal: Amostras. Escala vertical: v_{α} e v_{β} normalizadas.	47
Figura 2. 26 – Seno e co-seno obtidos a partir do uso do método de sincronização <i>NPSF</i> , simulado no DSP. Escala Horizontal: Amostras. Escala vertical: seno e co-seno normalizados.	47
Figura 2. 27 – Espectro harmônico do sinal seno da figura 2.26, obtido através do método <i>NPSF</i> com $THD_v=1,5$ %. Escala Horizontal: Harmônicos. Escala vertical: seno normalizado.....	48
Figura 2. 28 – Tensões de linha v_{ab} e v_{bc} da rede normalizadas. Primeiro ciclo tensões equilibrada e sem distorção. Segundo ciclo tensões com $TD_v=58\%$. Terceiro ciclo tensões da rede com $TD_v=58$ % e $THD_v=7,5$ %. Escala Horizontal: Amostras. Escala vertical: tensões de linha normalizadas.	49
Figura 2. 29 – Seno e co-seno obtidos a partir do uso do método de sincronização <i>NPSF</i> , sob operação em regime transitório. Escala Horizontal: Amostras. Escala vertical: seno e co-seno normalizados.	49

Figura 2. 30 – Ação de controle do algoritmo de adaptação de frequência sob um degrau de frequência de 5 Hz (entre 57,5 Hz e 62,5 Hz). Escala Horizontal: Tempo (s). Escala vertical: ação de controle em números relativos à frequência em Hz.	50
Figura 2. 31 – Comportamento transitório do seno sob degrau de frequência de 5 Hz (entre 57,5 Hz e 62,5 Hz). Escala Horizontal: Tempo (s) Amostras. Escala vertical: seno e co-seno normalizados.	51
Figura 2. 32 – Comportamento transitório do erro de fase relativo ao método de sincronização <i>NPSF</i> durante um degrau de frequência de 5 Hz nas tensões de linha em $t=13$ ms.	52
Figura 2. 33 – Comportamento transitório do erro de fase relativo ao método de sincronização <i>NPSF</i> durante um degrau de fase de 10° nas tensões de linha em $t=13$ ms.	52
Figura 2. 34 – Comportamento transitório do erro de fase relativo ao método de sincronização <i>NPSF</i> durante um <i>sag</i> de $TD_v=50\%$ nas tensões de linha v_{ab} e v_{bc} em $t=13$ ms.	53
Figura 2. 35 – Tensões de linha v_{ab} , v_{bc} e v_{ca} da rede no <i>PCC</i> com $TD_v=1,88\%$ e $THD_v=1,29\%$. Escala Horizontal: 5ms/div. Escala vertical: tensões de linha 100V/div.	54
Figura 2. 36 – Tensões de linha v_{ab} e v_{bc} da rede em p.u. a partir da aquisição do DSP relacionada à figura 2.35. Escala Horizontal: Amostras. Escala vertical: tensões de linha em p.u.	55
Figura 2. 37 – Tensão de linha v_{ca} da rede em p.u. e norma, a partir da aquisição do DSP relacionada a figura 2.35. Escala Horizontal: Amostras. Escala vertical: tensões de linha e norma em p.u.	55
Figura 2. 38 – Tensões de fase v_{alfa} e v_{beta} de seqüência positiva em p.u. Escala Horizontal: Amostras. Escala vertical: tensões de fase v_{alfa} e v_{beta} em p.u.	56
Figura 2. 39 – Seno e co-seno obtidos a partir do uso do método de sincronização <i>NPSF</i> , relacionado as condições das tensões do sistema no <i>PCC</i> dadas na figura 2.35. Escala Horizontal: Amostras. Escala vertical: seno e co-seno.	56

Figura 2. 40 – Espectro harmônico do sinal seno da figura 2.39, obtido através do método <i>NPSF</i> com $THD \cong 0\%$. Escala Horizontal: Harmônicos. Escala vertical: seno.	57
Figura 2. 41 – Tensões de linha v_{ab} , v_{bc} e v_{ca} da rede no <i>PCC</i> com $TD_v=1,66\%$ e $THD_v=7,61\%$. Escala Horizontal: 5ms/div. Escala vertical: tensões de linha 100V/div.....	58
Figura 2. 42 – Tensões de linha v_{ab} e v_{bc} da rede em p.u., a partir da aquisição do DSP relacionada à figura 2.41. Escala Horizontal: Amostras. Escala vertical: tensões de linha em p.u.....	58
Figura 2. 43 – Tensão de linha v_{ca} da rede em p.u. e norma, a partir da aquisição do DSP relacionada a figura 2.41. Escala Horizontal: Amostras. Escala vertical: tensões de linha em p.u e norma.....	59
Figura 2. 44 – Tensões de fase v_{alfa} e v_{beta} de seqüência positiva em p.u. Escala Horizontal: Amostras. Escala vertical: tensões de fase v_{alfa} e v_{beta} em p.u.	59
Figura 2. 45 – Seno e co-seno obtidos a partir do uso do método de sincronização <i>NPSF</i> , relacionado às condições das tensões do sistema no <i>PCC</i> dadas na figura 2.41. Escala Horizontal: Amostras. Escala vertical: seno e co-seno em p.u.	60
Figura 2. 46 – Espectro harmônico do sinal seno da figura 2.45, obtido através do método <i>NPSF</i> com $THD=0,1\%$. Escala Horizontal: Harmônicos. Escala vertical: seno.....	60
Figura 2. 47 – Tensões de linha v_{ab} , v_{bc} e v_{ca} da rede no <i>PCC</i> com $TD_v=58,2\%$ e $THD_v=4,2\%$. Escala Horizontal: 5ms/div. Escala vertical: tensões de linha 50V/div.....	61
Figura 2. 48 – Tensões de linha v_{ab} e v_{bc} da rede em p.u. a partir da aquisição do DSP relacionada à figura 2.47. Escala Horizontal: Amostras. Escala vertical: tensões de linha em p.u.....	62
Figura 2. 49 – Tensão de linha v_{ca} da rede em p.u e norma, a partir da aquisição do DSP relacionada a figura 2.47. Escala Horizontal: Amostras. Escala vertical: tensões de linha em p.u.e norma.....	62

Figura 2. 50 – Tensões de fase v_{α} e v_{β} de seqüência positiva em p.u. Escala Horizontal: Amostras. Escala vertical: tensões de fase v_{α} e v_{β} em p.u.	63
Figura 2. 51 – Seno e co-seno obtidos a partir do uso do método de sincronização <i>NPSF</i> , relacionado as condições das tensões do sistema no <i>PCC</i> dadas na figura 2.47. Escala Horizontal: Amostras. Escala vertical: seno e co-seno.....	63
Figura 2. 52 – Espectro harmônico do sinal seno da figura 2.51, obtido através do método <i>NPSF</i> com $THD_v=1,58\%$. Escala Horizontal: Harmônicos. Escala vertical: seno.....	64
Figura 2. 53 – Tensões de linha v_{ab} , v_{bc} e v_{ca} da rede no <i>PCC</i> com $TD_v=58,2\%$ e $THD_v=143,02\%$ (v_{ab}), $THD_v=56,05\%$ (v_{bc} e v_{ca}). Escala Horizontal: 10 ms/div. Escala vertical: tensões de linha 200V/div.....	65
Figura 2. 54 – Tensões de linha v_{ab} e v_{bc} da rede em p.u. a partir da aquisição do DSP relacionada à figura 2.53. Escala Horizontal: Amostras. Escala vertical: tensões de linha em p.u.....	65
Figura 2. 55 – Tensão de linha v_{ca} da rede em p.u e norma, a partir da aquisição do DSP relacionada a figura 2.53. Escala Horizontal: Amostras. Escala vertical: tensões de linha e norma.	66
Figura 2. 56 – Tensões de fase v_{α} e v_{β} de seqüência positiva em p.u. Escala Horizontal: Amostras. Escala vertical: tensões de fase v_{α} e v_{β} em p.u.	66
Figura 2. 57 – Seno e co-seno obtidos a partir do uso do método de sincronização <i>NPSF</i> , relacionado as condições das tensões do sistema no <i>PCC</i> dadas na figura 2.53. Escala Horizontal: Amostras. Escala vertical: seno e co-seno.....	67
Figura 2. 58 – Espectro harmônico do sinal seno da figura 2.57, obtido através do método <i>NPSF</i> com $THD=1,68\%$. Escala Horizontal: Harmônicos. Escala vertical: seno.....	67
Figura 2. 59 – Tensões de linha v_{ab} , v_{bc} e v_{ca} da rede no <i>PCC</i> com $TD_v=82,9\%$ e $THD_v=4,2\%$. Escala Horizontal: 10 ms/div. Escala vertical: tensões de linha 50V/div.	68
Figura 2. 60 – Tensões de linha v_{ab} e v_{bc} da rede em p.u. a partir da aquisição do DSP relacionada à figura 2.59. Escala Horizontal: Amostras. Escala vertical: tensões de linha em p.u.....	69

Figura 2. 61 – Tensão de linha v_{ca} da rede em p.u. e norma, a partir da aquisição do DSP relacionada a figura 2.59. Escala Horizontal: Amostras. Escala vertical: tensões de linha em p.u. e norma.....	69
Figura 2. 62 – Tensões de fase v_{alfa} e v_{beta} de seqüência positiva em p.u. Escala Horizontal: Amostras. Escala vertical: tensões de fase v_{alfa} e v_{beta} em p.u.	70
Figura 2. 63 – Seno e co-seno obtidos a partir do uso do método de sincronização <i>NPSF</i> , relacionado as condições das tensões do sistema no <i>PCC</i> dadas na figura 2.59. Escala Horizontal: Amostras. Escala vertical: seno e co-seno.....	70
Figura 2. 64 – Espectro harmônico do sinal seno da figura 2.63, obtido através do método <i>NPSF</i> com $THD_v=1,36$ %. Escala Horizontal: Harmônicos. Escala vertical: seno.....	71
Figura 2. 65 – Tensões de linha v_{ab} , v_{bc} e v_{ca} da rede no <i>PCC</i> com $TD_v=58,2$ %, $THD_v=56,05$ % (v_{ca}) e $THD_v=143,02$ % (v_{ab} e v_{bc}). Escala Horizontal: 10 ms/div. Escala vertical: tensões de linha 200V/div.....	71
Figura 2. 66 – Tensões de linha v_{ab} e v_{bc} da rede em p.u. a partir da aquisição do DSP relacionada à figura 2.65. Escala Horizontal: Amostras. Escala vertical: tensões de linha em p.u.....	72
Figura 2. 67 – Tensão de linha v_{ca} da rede em p.u. e norma, a partir da aquisição do DSP relacionada a figura 2.65. Escala Horizontal: Amostras. Escala vertical: tensões de linha em p.u. e norma.....	72
Figura 2. 68 – Tensões de fase v_{alfa} e v_{beta} de seqüência positiva em p.u. Escala Horizontal: Amostras. Escala vertical: tensões de fase v_{alfa} e v_{beta} em p.u.	73
Figura 2. 69 – Seno e co-seno obtidos a partir do uso do método de sincronização <i>NPSF</i> , relacionado as condições das tensões do sistema no <i>PCC</i> dadas na figura 2.65. Escala Horizontal: Amostras. Escala vertical: seno e co-seno.....	73
Figura 2. 70 – Espectro harmônico do sinal seno da figura 2.69, obtido através do método <i>NPSF</i> com $THD_v=2,35$ %. Escala Horizontal: Harmônicos. Escala vertical: seno.....	74
Figura 2. 71 – Tensões de linha v_{ab} , v_{bc} e v_{ca} da rede no <i>PCC</i> com $TD_v=41,3$ %, $THD_v=4,01$ %. Escala Horizontal: 10 ms/div. Escala vertical: tensões de linha 100V/div.	75

Figura 2. 72 – Tensões de linha v_{ab} e v_{bc} da rede em p.u. a partir da aquisição do DSP relacionada à figura 2.71. Escala Horizontal: Amostras. Escala vertical: tensões de linha em p.u.....	75
Figura 2. 73 – Tensão de linha v_{ca} da rede em p.u. e norma, a partir da aquisição do DSP relacionada a figura 2.71. Escala Horizontal: Amostras. Escala vertical: tensões de linha em p.u. e norma.....	76
Figura 2. 74 – Tensões de fase v_{alfa} e v_{beta} de seqüência positiva em p.u. Escala Horizontal: Amostras. Escala vertical: tensões de fase v_{alfa} e v_{beta} em p.u.	76
Figura 2. 75 – Seno e co-seno obtidos a partir do uso do método de sincronização <i>NPSF</i> , relacionado as condições das tensões do sistema no <i>PCC</i> dadas na figura 2.71. Escala Horizontal: Amostras. Escala vertical: seno e co-seno.....	77
Figura 3. 1 – Diagrama esquemático de um conversor PWM trifásico utilizado como interface entre a carga e o sistema elétrico trifásico.	83
Figura 3. 2 – Diagrama esquemático do circuito simplificado do retificador PWM trifásico, filtro de entrada e carga.....	91
Figura 3. 3 – Representação em diagrama de blocos do sistema em eixos síncronos <i>dq</i> com inclusão do controlador PI.	95
Figura 3. 4 – Diagrama de Bode para a resposta em malha fechada de corrente para a condição de projeto do ganhos $K_1=0,0238$ e $K_2=0,0048$	95
Figura 3. 5 – Resultado de simulação do controlador PI para a malha de corrente com aplicação de um degrau em $ref_{id}(k)$	96
Figura 3. 6 – Limitador da ação de controle do controlador PI.	97
Figura 3. 7 – Diagrama esquemático do retificador PWM e controladores de corrente PI.	99
Figura 3. 8 – Resultados de simulação. Tensões da rede em escala reduzida 10 vezes ($v_x/10$) e corrente de entrada do retificador PWM, $THD_i=3,8\%$ e $FP=0,99\%$. . .	100
Figura 3. 9 – Resultados de simulação. Tensão e corrente na fase <i>a</i> na entrada do retificador PWM com $FD=0,999$	100
Figura 3. 10 – Resultados de simulação. Comportamento transitório nas correntes de entrada do retificador PWM. (a) Aplicação de um degrau na referência de	

	corrente de eixo direto i_{refd} e referência de corrente de eixo de quadratura nula, ou seja, $i_{refq}=0$. (b) Correntes em coordenadas abc	101
Figura 3. 11 –	Resultados experimentais. Tensões da rede e corrente de entrada do retificador na fase a . Tensões com $THD_v=2,5\%$ e $TD_v=7,8\%$. Escala Horizontal: 10 ms/div. Escala Vertical das correntes: 20 A/div. Escala Vertical da tensão: 50V/div.	103
Figura 3. 12 –	Resultados experimentais. Correntes de entrada do retificador e tensão da rede na fase a . Correntes com $THD_i=3,41\%$ e uma $TD_i=1,52\%$. Escala Horizontal: 10 ms/div. Escala Vertical das correntes: 20 A/div. Escala Vertical da tensão: 50V/div.	103
Figura 3. 13 –	Resultados experimentais. Correntes trifásicas na entrada do retificador com um degrau na referência de corrente de eixo direto, ou seja, i_{refd} variando de 0,65 pu a 1 pu. Escala Horizontal: 5 ms/div. Escala Vertical: 10 A/div...	104
Figura 3. 14 –	Resultados experimentais. Corrente de entrada do retificador e tensão da rede na fase a . Retificador operando com fator de deslocamento unitário. Escala Horizontal: 10 ms/div. Escala Vertical das correntes: 20 A/div (ponteiros de corrente em 10mV/A). Escala Vertical da tensão: 50V/div.....	104
Figura 3. 15 -	Diagrama em blocos da malha externa de regulação de tensão do barramento CC do retificador PWM trifásico.....	105
Figura 3. 16 -	Diagrama do controlador de tensão do barramento CC.	107
Figura 3. 17 -	Resultados experimentais. Escala Horizontal: 10 ms/div. Escala de corrente: 10 A/div. Escala de tensão CC: 100 V/div.	109
Figura 3. 18 -	Resultados experimentais. Escala Horizontal: 5 ms/div. Escala de corrente: 5 A/div. Escala de tensão 50 V/div.....	110
Figura 3. 19 –	Resultados experimentais. Escala Horizontal: 500 ms/div. Escala Vertical das correntes: 20 A/div. Escala Vertical da tensão no barramento CC: 100 V/div.	110
Figura 3. 20 –	Sinais de sincronização seno e co-seno obtidos utilizando o método de sincronização $MSRF$ a partir das tensões da rede equilibradas.....	113
Figura 3. 21 –	Sinais de sincronização seno e co-seno obtidos utilizando o método de sincronização $NPSF$ a partir das tensões da rede equilibradas.	113

Figura 3. 22 – Correntes de entrada do retificador PWM e tensões de fase (1/4,5 do valor nominal) sob condições de equilíbrio das tensões da rede utilizando o método <i>MSRF</i> .	113
Figura 3. 23 – Correntes de entrada do retificador PWM e tensões de fase (1/4,5 do valor nominal) sob condições de equilíbrio das tensões da rede utilizando o método <i>NPSF</i> .	113
Figura 3. 24 – Espectro harmônico da corrente em uma das fases da figura 3.22, onde a $THD_i=1,0\%$.	114
Figura 3. 25 – Espectro harmônico da corrente em uma das fases da figura 3.23, onde a $THD_i=1,0\%$.	114
Figura 3. 26 – Sinais de sincronização seno e co-seno obtidos utilizando o método de sincronização <i>MSRF</i> com 10 % de distorções harmônicas nas tensões da rede.	115
Figura 3. 27 – Sinais de sincronização seno e co-seno obtidos utilizando o método de sincronização <i>NPSF</i> com 10 % de distorções harmônicas nas tensões da rede.	115
Figura 3. 28 – Correntes de entrada do retificador PWM e tensões de fase (1/4,5 do valor nominal) sob condições de $THD_v=10\%$ nas tensões da rede utilizando o método <i>MSRF</i> .	115
Figura 3. 29 – Correntes de entrada do retificador PWM e tensões de fase (1/4,5 do valor nominal) sob condições de $THD_v=10\%$ nas tensões da rede utilizando o método <i>NPSF</i> .	115
Figura 3. 30 – Espectro harmônico da corrente em uma das fases em p.u.da figura 3.28, onde a $THD_i=6,7\%$.	116
Figura 3. 31 – Espectro harmônico da corrente em uma das fases em p.u. da figura 3.29, onde a $THD_i=1,67\%$.	116
Figura 3. 32 – Sinais de sincronização seno e co-seno obtidos utilizando o método de sincronização <i>MSRF</i> a partir de 25 % de desequilíbrio nas tensões da rede.	116

Figura 3. 33 – Sinais de sincronização seno e co-seno obtidos utilizando o método de sincronização <i>NPSF</i> a partir de 25 % de desequilíbrio nas tensões da rede.	116
Figura 3. 34 – Correntes de entrada do retificador PWM e tensões de fase (1/4,5 do valor nominal) sob condições de 25 % de desequilíbrio nas tensões da rede utilizando o método <i>MSRF</i>	117
Figura 3. 35 – Correntes de entrada do retificador PWM e tensões de fase (1/4,5 do valor nominal) sob condições de 25 % de desequilíbrio nas tensões da rede utilizando o método <i>NPSF</i>	117
Figura 3. 36 – Espectro harmônico da corrente em uma das fases em p.u. da figura 3.34, onde a $THD_i=6,9\%$	118
Figura 3. 37 – Espectro harmônico da corrente em uma das fases em p.u. da figura 3.35, onde a $THD_i=1,65\%$	118
Figura 3. 38 – Sinais de sincronização seno e co-seno obtidos utilizando o método de sincronização <i>MSRF</i> com 25 % de desequilíbrio e 10 % de distorções harmônicas nas tensões da rede.	119
Figura 3. 39 – Sinais de sincronização seno e co-seno obtidos utilizando o método de sincronização <i>NPSF</i> com 25 % de desequilíbrio e 10 % de distorções harmônicas nas tensões da rede.	119
Figura 3. 40 – Correntes de entrada do retificador PWM e tensões de fase sob condições de 25% de desequilíbrio e $THD_v=10\%$ nas tensões da rede utilizando o método <i>MSRF</i> . Correntes com $TD_i=6,9\%$ e $FP=0,98$	119
Figura 3. 41 – Correntes de entrada do retificador PWM e tensões de fase sob condições de 25% de desequilíbrio e $THD_v=10\%$ nas tensões da rede utilizando o método <i>NPSF</i> . Correntes com $TD_i=1,3\%$ e $FP=0,999$	119
Figura 3. 42 – Espectro harmônico da corrente em uma das fases em p.u. da figura 3.40, onde a $THD_i=11,9\%$	120
Figura 3. 43 – Espectro harmônico da corrente em uma das fases em p.u. da figura 3.41, onde a $THD_i=1,8\%$	120
Figura 3. 44 – Gráfico que apresenta as curvas relativas a variação do desequilíbrio das correntes de entrada do retificador PWM em função da variação do	

desequilíbrio nas tensões da rede com a utilização dos métodos <i>MSRF</i> e <i>NPSF</i> e controlador de corrente <i>CC_{PI}</i>	121
Figura 3. 45 – Gráfico que apresenta as curvas relativas à variação da <i>THD_i</i> nas correntes de entrada do retificador PWM em função do desequilíbrio nas tensões da rede com a utilização dos métodos <i>MSRF</i> e <i>NPSF</i> e controlador de corrente <i>CC_{PI}</i>	122
Figura A 1 - Diagrama de blocos do método de sincronização <i>NPSF</i> aplicado a sistemas trifásicos a quatro fios incluindo o algoritmo de adaptação de frequência.	232
Figura B. 1 – Diagrama esquemático da estrutura básica do retificador PWM trifásico, controladores e método de sincronização utilizado.....	236
Figura B. 2 – Resultados experimentais. Tensões da rede e corrente de entrada do retificador na fase <i>a</i> . Tensões com <i>THD_v</i> = 2,5% e <i>TD_v</i> =5,8 %. Escala Horizontal: 5 ms/div. Escala Vertical das correntes: 5 A/div. Escala Vertical da tensão: 10V/div.....	240
Figura B. 3 – Resultados experimentais. Correntes de entrada do retificador e tensão da rede na fase <i>a</i> . Correntes com <i>THD_i</i> =5,41% e uma <i>TD_i</i> =1,52%. Escala Horizontal: 5 ms/div. Escala Vertical das correntes: 5 A/div. Escala Vertical da tensão: 10V/div.....	240
Figura B. 4 – Resultados experimentais. Correntes trifásicas na entrada do retificador com um degrau na referência de corrente de eixo direto, ou seja, <i>i_{refd}</i> variando de 0,5 pu a 0,9 pu. Escala Horizontal: 5 ms/div. Escala Vertical: 5 A/div.	241
Figura B. 5 – Resultados experimentais. Corrente de entrada do retificador e tensão da rede na fase <i>a</i> . Retificador operando com <i>FD</i> ≅1. Escala Horizontal: 5 ms/div. Escala Vertical das correntes: 5 A/div. Escala Vertical da tensão: 10V/div.	241
Figura B. 6 – Representação em diagrama de blocos do sistema em eixos síncronos <i>dq</i> com inclusão do controlador de potência PI.	243
Figura B. 7 – Resultado de simulação do controlador PI para a malha de corrente com aplicação de um degrau em <i>P_{ref}(k)</i>	245
Figura B. 8 – Diagrama esquemático do retificador PWM e controlador de potência PI..	245

Figura B. 9 – Resultados experimentais. Tensões da rede e corrente de entrada do retificador na fase <i>a</i> . Tensões com $THD_v= 2,5\%$ e $TD_v=5,8 \%$. Escala Horizontal: 5 ms/div. Escala Vertical das correntes: 5 A/div. Escala Vertical da tensão: 10V/div.....	246
Figura B. 10 – Resultados experimentais. Correntes de entrada do retificador e tensão da rede na fase <i>a</i> . Correntes com $THD_i=5,53\%$ e uma $TD_i=1,74\%$. Escala Horizontal: 5 ms/div. Escala Vertical das correntes: 5 A/div. Escala Vertical da tensão: 10V/div.....	247
Figura B. 11 – Resultados experimentais. Correntes trifásicas na entrada do retificador com um degrau na referência de corrente de eixo direto, ou seja, P_{ref} variando de 0,5 pu a 0,9 pu. Escala Horizontal: 5 ms/div. Escala Vertical: 5 A/div.	247
Figura B. 12 – Resultados experimentais. Corrente de entrada do retificador e tensão da rede na fase <i>a</i> . Retificador operando com $FD\cong 1$. Escala Horizontal: 5 ms/div. Escala Vertical das correntes: 5 A/div (ponteiras de corrente em 10mV/A). Escala Vertical da tensão: 10V/div.	248
Figura B. 13 – Representação em diagrama de blocos do sistema em eixos síncronos <i>dq</i> incluindo as matrizes de desacoplamento por retroação de estados \mathbf{M}_{des} e \mathbf{K}_{des}	253
Figura B. 14 – Resultado de simulação do controlador para a malha de corrente com aplicação de um degrau em $ref_{id}(k)$	255
Figura B. 15 – Representação por diagrama de blocos do sistema servo utilizado para controle das correntes de entrada do retificador PWM trifásico em eixos síncronos <i>dq</i>	256
Figura B. 16 – Diagrama de blocos do desacoplamento das componentes das ações de controle de eixo direto e de quadratura.	259
Figura B. 17 – Diagrama de blocos do desacoplamento das componentes das ações de controle de eixo direto e de quadratura.	260
Figura B. 18 – Resultado de simulação do controlador para a malha de corrente com aplicação de um degrau em $ref_{id}(k)$ e $ref_{iq}(k)$ considerando o projeto dos servos controladores nos eixos <i>d</i> e <i>q</i>	260

Figura B. 19 – Resultados experimentais. Tensões da rede e corrente de entrada do retificador na fase <i>a</i> . Tensões com $THD_v= 2,5\%$ e $TD_v=5,8 \%$. Escala Horizontal: 5 ms/div. Escala Vertical das correntes: 5 A/div. Escala Vertical da tensão: 10V/div.....	261
Figura B. 20 – Resultados experimentais. Correntes de entrada do retificador e tensão da rede na fase <i>a</i> . Correntes com $THD_i=5,4\%$ e uma $TD_i=1,53\%$. Escala Horizontal: 5 ms/div. Escala Vertical das correntes: 5 A/div. Escala Vertical da tensão: 10V/div.....	262
Figura B. 21 – Resultados experimentais. Correntes trifásicas na entrada do retificador com um degrau na referência de corrente de eixo direto, ou seja, i_{refd} variando de 0,5 pu a 0,9 pu. Escala Horizontal: 5 ms/div. Escala Vertical: 5 A/div.	262
Figura B. 22 – Resultados experimentais. Corrente de entrada do retificador e tensão da rede na fase <i>a</i> . Retificador operando com $FD\cong 1$. Escala Horizontal: 5 ms/div. Escala Vertical das correntes: 5 A/div. Escala Vertical da tensão: 20V/div.	263
Figura B. 23 – Diagrama em blocos do sistema em eixos síncronos <i>dq</i> incluindo as matrizes de desacoplamento e de compensação do distúrbio da rede.	265
Figura B. 24 – Representação por diagrama de blocos do sistema servo utilizado para controle da corrente de eixo síncrono <i>q</i>	268
Figura B. 25 – Resultado de simulação do controlador para a malha de corrente com aplicação de um degrau em $i_{refd}(k)$ e $i_{refq}(k)$ considerando o projeto do servo controlador no eixo <i>q</i>	271
Figura B. 26 – Resultados experimentais. Tensões da rede e corrente de entrada do retificador na fase <i>a</i> . Tensões com $THD_v= 2,5\%$ e $TD_v=5,8 \%$. Escala Horizontal: 5 ms/div. Escala Vertical das correntes: 5 A/div. Escala Vertical da tensão: 10V/div.....	272
Figura B. 27 – Resultados experimentais. Correntes de entrada do retificador e tensão da rede na fase <i>a</i> . Correntes com $THD_i=5,82\%$ e uma $TD_i=1,55\%$. Escala Horizontal: 5 ms/div. Escala Vertical das correntes: 5 A/div. Escala Vertical da tensão: 10V/div.....	272

Figura B. 28 – Resultados experimentais. Correntes trifásicas na entrada do retificador com um degrau na referência de corrente de eixo direto, ou seja, i_{refd} variando de 0,7 pu a 1,2 pu. Escala Horizontal: 5 ms/div. Escala Vertical: 5 A/div.	273
Figura B. 29 – Resultados experimentais. Corrente de entrada do retificador e tensão da rede na fase a . Retificador operando com $FD \cong 1$. Escala Horizontal: 5 ms/div. Escala Vertical das correntes: 5 A/div. Escala Vertical da tensão: 10V/div.	273
Figura B. 30 – Diagrama de blocos do controlador de tempo mínimo e planta do retificador PWM em coordenadas $\alpha\beta$	274
Figura B. 31 – Diagrama de blocos do controlador de tempo mínimo, planta do retificador PWM e compensação <i>feedforward</i> em coordenadas $\alpha\beta$	275
Figura B. 32 – Resultados experimentais. Tensões da rede e corrente de entrada do retificador na fase a . Tensões com $THD_v = 2,5\%$ e $TD_v = 5,8\%$. Escala Horizontal: 5 ms/div. Escala Vertical das correntes: 5 A/div. Escala Vertical da tensão: 10V/div.	276
Figura B. 33 – Resultados experimentais. Correntes de entrada do retificador e tensão da rede na fase a . Correntes com $THD_i = 6,48\%$ e uma $TD_i = 1,46\%$. Escala Horizontal: 5 ms/div. Escala Vertical das correntes: 5 A/div. Escala Vertical da tensão: 10V/div.	276
Figura B. 34 – Resultados experimentais. Correntes trifásicas na entrada do retificador com um degrau na referência de corrente de eixo direto, ou seja, i_{refd} variando de 0,7 pu a 1,2 pu. Escala Horizontal: 2 ms/div. Escala Vertical: 5 A/div.	277
Figura B. 35 – Resultados experimentais. Corrente de entrada do retificador e tensão da rede na fase a . Retificador operando com $FD \cong 1$. Escala Horizontal: 5 ms/div. Escala Vertical das correntes: 5 A/div. Escala Vertical da tensão: 10V/div.	277
Figura B. 36 – Diagrama de blocos do controlador ressonante e planta do FAPP.	278
Figura B. 37 – Resultados experimentais. Tensões da rede e corrente de entrada do retificador na fase a . Tensões com $THD_v = 2,5\%$ e $TD_v = 5,8\%$. Escala Horizontal: 5 ms/div. Escala Vertical das correntes: 5 A/div. Escala Vertical da tensão: 10V/div.	279

Figura B. 38 – Resultados experimentais. Correntes de entrada do retificador e tensão da rede na fase <i>a</i> . Correntes com $THD_i=4,2\%$ e uma $TD_i=1,92\%$. Escala Horizontal: 5 ms/div. Escala Vertical das correntes: 5 A/div. Escala Vertical da tensão: 10V/div.....	280
Figura B. 39 – Resultados experimentais. Correntes trifásicas na entrada do retificador com um degrau na referência de corrente de eixo direto, ou seja, i_{refd} variando de 0,7 pu a 1,2 pu. Escala Horizontal: 2 ms/div. Escala Vertical: 5 A/div.	280
Figura B. 40 – Resultados experimentais. Corrente de entrada do retificador e tensão da rede na fase <i>a</i> . Retificador operando com $FD\cong 1$. Escala Horizontal: 5 ms/div. Escala Vertical das correntes: 2 A/div. Escala Vertical da tensão: 10V/div.	281
Figura B. 41 – Gráfico que apresenta as curvas relativas ao desequilíbrio percentual nas correntes de entrada do retificador PWM devido à presença de desequilíbrios nas tensões da rede com a utilização método de sincronização <i>NPSF</i>	284
Figura B. 42 – Gráfico que apresenta as curvas relativas à taxa de distorção harmônica total em percentagem nas correntes de entrada do retificador PWM devido à presença de desequilíbrios nas tensões da rede com a utilização método de sincronização <i>MSRF</i>	284
Figura B. 43 – Gráfico que apresenta as curvas relativas à taxa de distorção harmônica total em percentagem nas correntes de entrada do retificador PWM devido à presença de distorções harmônicas nas tensões da rede (5 ^a , 7 ^a e 11 ^a harmônica) com a utilização método de sincronização <i>MSRF</i>	285
Figura C. 1 – Circuito equivalente da Figura 3. 2 utilizado para obter as equações da planta.....	289

Índice de Tabelas

Tabela 1– Resumo Comparativo dos Principais Métodos de sincronização em Malha Aberta a partir da Medição das Tensões da Rede.....	13
Tabela 2– Resumo Comparativo dos Principais Métodos de sincronização em Malha Aberta Incluindo o método <i>NPSF</i>	79
Tabela 3. 1- Valores obtidos para os critérios de comparação estabelecidos <i>FD</i> , <i>FP</i> , <i>TD_i</i> , <i>THD_i</i> , <i>EC</i> E <i>vAlor rms do sinal de erro</i>	89
Tabela 3. 2 - Análise Comparativa para as seis técnicas de controle de corrente aplicadas a retificadores PWM trifásicos	90
Tabela 3. 3- Parâmetros definidos para simulação do retificador PWM trifásico.	99
Tabela 3. 4- Resultados obtidos para as correntes de entrada do retificador PWM trifásico utilizando os métodos de sincronização <i>NPSF</i> e <i>MSRF</i>	120
Tabela 4. 1– Limites de Distorção de tensão segundo a <i>IEEE Std. 519-1992</i>	130
Tabela 4. 2- Principais Parâmetros de Projeto para Simulação e Experimental do FAPP.	152
Tabela 4. 3 - Resultados de Simulação da <i>DTI</i> e <i>THD</i> no Sistema trifásico a quatro Fios.	154
Tabela 4. 4- Resultados Experimentais da <i>DTI</i> no Sistema trifásico a quatro Fios.	160
Tabela 4. 5- Resultados Experimentais relativo as potências do sistema	163
Tabela 5. 1- Parâmetros definidos para o desenvolvimento do protótipo do retificador PWM trifásico.....	186
Tabela 5. 2- Parâmetros escolhidos para o desenvolvimento do protótipo do retificador PWM trifásico.	203

Capítulo 1

Introdução Geral

Este Capítulo coloca o problema do aumento das distorções harmônicas nas tensões da rede e os principais fatores que contribuem para este aumento. Tais distorções podem provocar distorções nos sinais de sincronização utilizados para sincronizar conversores PWM com a rede elétrica. Será realizada uma revisão bibliográfica relativa aos métodos de sincronização em malha aberta, os quais utilizam as tensões da rede elétrica como referência para obtenção dos sinais de sincronização, onde foram apresentadas as principais vantagens e desvantagens destes métodos de sincronização segundo determinadas características desejáveis. A partir desta revisão uma tabela comparativa será gerada a fim de se estabelecer as semelhanças e diferenças entre os métodos e a proposta de um novo método de sincronização.

1.1 Descrição do Problema

Nas últimas décadas, houve um aumento significativo da presença de distúrbios nas tensões dos sistemas elétricos, entre estes distúrbios destacam-se a presença de distorções harmônicas, desequilíbrios, afundamentos de tensão (*sags*), sobretensões, *notchs* (entalhes na forma de onda), ruído elétrico, variações de frequência nas tensões do sistema de distribuição [1, 2, 23, 26, 76, 78, 79].

Os principais fatores que contribuem para estas distorções são:

(i) O aumento da presença de ressonâncias causadas pela interação entre capacitância, por exemplo, utilizadas para correção do fator de potência, e indutâncias associadas à linha e transformadores da rede [1];

(ii) O crescimento da utilização de cargas não lineares que drenam correntes com distorções harmônicas e que, dependendo da impedância do sistema, podem aumentar as distorções nas tensões da rede elétrica [1, 89];

(iii) Variações de frequência, as quais podem ocorrer em sistemas elétricos que operam de forma isolada do sistema interligado nacional (SIN) brasileiro de energia elétrica ou em sistemas de energia de emergência [32], devido ao mau funcionamento dos equipamentos utilizados para este fim.

Para o propósito de operação, controle e geração de referências de conversores PWM trifásicos, estes necessitam ser sincronizados com a rede elétrica a partir do uso de um método de sincronização. Como grande parte dos métodos de sincronização utilizados por conversores PWM trifásicos fazem uso das medidas das tensões da rede elétrica como referência, o aumento das distorções nas tensões pode causar distorções nos sinais de sincronização gerados por estes métodos e, conseqüentemente, provocar o aumento de distorções nas correntes geradas ou drenadas por estes conversores.

Devido a estes problemas, existe uma maior preocupação por parte de pesquisadores (nas áreas de Eletrônica de Potência e Sistemas de Potência), no sentido de desenvolver métodos de sincronização, que possam operar o mais rápido quanto possível, enquanto adequadamente reduzam o impacto da presença de distúrbios nos sinais de sincronização gerados. Diante destes desafios, há que se considerarem ainda, no desenvolvimento de métodos de sincronização as seguintes características desejáveis:

- i) Simplicidade estrutural (tanto de projeto como de implementação);
- ii) Rejeição de possíveis distorções harmônicas e desequilíbrios nas tensões da rede;
- iii) Adaptabilidade a possíveis variações de frequência nas tensões da rede, devido principalmente a faltas ocorridas no sistema elétrico [2].

A fim de atender tais características, vários métodos de sincronização que utilizam algoritmos tanto em malha aberta [3-11], quanto em malha fechada [12-19], são propostos na literatura.

Com relação aos métodos de malha fechada estes apresentam baixa sensibilidade a variações de frequência, entretanto, um bom compromisso entre uma adequada resposta transitória e uma boa rejeição de ruídos deve ser considerada [169]. Além disso, o tempo de processamento dos algoritmos desenvolvidos para estes métodos em processadores de sinais digitais, geralmente é maior que os métodos em malha aberta [169].

Devido aos cuidados que devem ser tomados com os métodos de malha fechada, métodos em malha aberta apresentam-se como soluções mais vantajosas, principalmente em termos de simplicidade estrutural. Todavia, nenhum método em malha aberta foi encontrado até o momento, que apresente um bom desempenho com relação aos sinais de sincronização gerados quando se fazem presentes nas tensões da rede elétrica, conjuntamente, desequilíbrios, harmônicos e variações de frequência.

Neste sentido, esta tese propõe um novo método de sincronização em malha aberta, o qual apresenta bom desempenho em termos de *THD* nos sinais de sincronização, mesmo na presença de severos desequilíbrios da rede, harmônicos, variações de frequência nas tensões, maiores que os recomendados pela Norma IEC 61000-2-2, que trata de sistemas de alimentação em baixa tensão, e IEC 60034-3, que trata de requerimentos específicos para turbinas, as quais utilizam máquinas síncronas. Além disso, o método proposto é aplicável a conversores PWM trifásicos operando em sistema de três ou de quatro fios.

A seguir será apresentada uma revisão bibliográfica relativa aos métodos de sincronização em malha aberta, que utilizam as tensões da rede elétrica como referência para obtenção dos sinais de sincronização. Serão apresentadas suas principais particularidades, vantagens e desvantagens, segundo as características desejáveis apresentadas anteriormente.

1.2 Revisão Bibliográfica

Várias técnicas de sincronização de conversores PWM trifásicos conectados a rede elétrica são propostas na literatura. Estas podem ser classificadas em dois grupos principais:

- (i) Métodos de sincronização em malha fechada;
- (ii) Métodos de sincronização em malha aberta.

1.2.1 Métodos de Sincronização em Malha Fechada

Estes apresentam como principal característica a obtenção do ângulo de sincronização através de uma estrutura em malha fechada, a qual possibilita que o valor estimado do ângulo de fase rastreie o valor real do ângulo. Entre os métodos desenvolvidos em malha fechada destacam-se os que utilizam um laço de sincronização de fase (*PLL*) [12-19], cuja estrutura básica é apresentada no diagrama de blocos da Figura 1. 1.

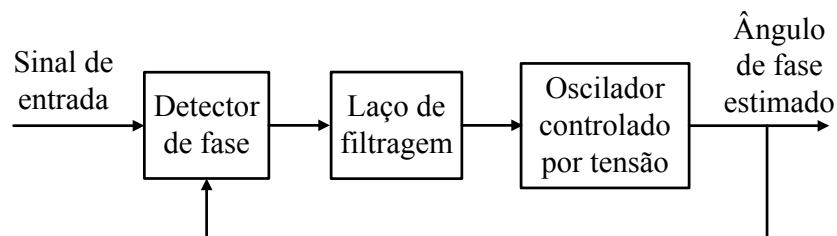


Figura 1. 1 – Diagrama em blocos da estrutura básica do método em malha fechada que utiliza laço de sincronização de fase (*PLL*).

Embora os métodos em malha fechada tenham baixa sensibilidade a variações de frequência da rede, a relação entre uma boa característica de filtragem de distorções provindas da rede e um tempo de execução adequado para determinada aplicação sempre devem ser considerados. Além disso, cuidados devem ser tomados com o

fenômeno chamado de escorregamento de ciclo, o qual geralmente pode estar presente em métodos em malha fechada que utilizam *PLL* [20].

1.2.2 Métodos de Sincronização em Malha Aberta

Nestes métodos o ângulo de sincronização ou o vetor de sincronização normalizado é obtido diretamente a partir das tensões da rede [3, 4, 6], ou pela estimação das tensões da rede [9, 10] ou ainda a partir do fluxo virtual [5, 7, 8], obtido pela filtragem das tensões da rede. Além destes, destacam-se os algoritmos que utilizam filtro de Kalman [6] ou método dos mínimos quadrados (*least-square*) [21], porém estes dois últimos métodos apresentam um grau de complexidade maior se comparado aos anteriormente citados.

1.2.2.1 Principais Métodos de Sincronização em Malha Aberta a partir da Medição das Tensões da Rede

Os principais métodos em malha aberta considerando que, o vetor de sincronização normalizado é obtido diretamente a partir das tensões da rede são:

1.2.2.1.1 Estrutura de Referência Síncrona Modificada

O método de estrutura de referência síncrona modificada (*MSRF - modified synchronous reference frames*) [3, 4] pode ser obtido a partir das componentes do vetor das tensões de fase v_{abc} em um sistema trifásico. Considerando que a soma das tensões de fase é nula, a seguinte representação em coordenadas estacionárias *abc* é obtida:

$$\mathbf{v}_{abc} = \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix}. \quad (1.1)$$

Com base em uma transformação linear do espaço $\mathcal{R}^3 \rightarrow \mathcal{R}^2$, ou seja, de coordenadas estacionárias abc para $\alpha\beta$, utilizando a matriz $\mathbf{T}_{\alpha\beta}$, o vetor \mathbf{v}_{abc} pode ser representado pelo vetor $\mathbf{v}_{\alpha\beta}$, ou seja:

$$\mathbf{v}_{\alpha\beta} = \mathbf{T}_{\alpha\beta} \mathbf{v}_{abc}, \quad (1.2)$$

onde:

$$\mathbf{v}_{\alpha\beta} = \begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix}; \quad \mathbf{T}_{\alpha\beta} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix}. \quad (1.3)$$

Posteriormente, o vetor $\mathbf{v}_{\alpha\beta}$, conforme mostrado na Figura 1. 2 é representado em um sistema de coordenadas síncronas dq , estabelecido pela rotação dos eixos α e β de um ângulo θ .

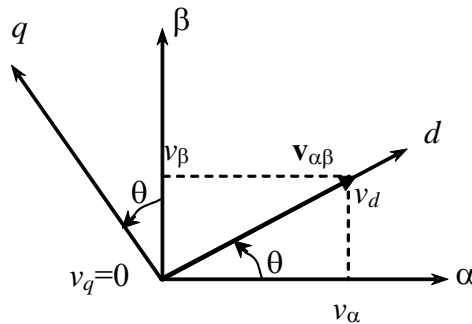


Figura 1. 2 – Rotação do vetor de tensão do sistema de coordenadas $\alpha\beta$ para o sistema de coordenadas dq .

Alinhando o eixo d da Figura 1. 2 com o vetor de tensão $\mathbf{v}_{\alpha\beta}$, no plano $\alpha\beta$, são possível obter as componentes normalizadas do vetor de sincronização em coordenadas $\alpha\beta$. Tais componentes, geralmente, são o seno e co-seno utilizados nas transformações de coordenadas síncronas dq , ou seja:

$$\text{sen}(\theta) = \frac{v_\beta}{v_{\alpha\beta}} ; \text{cos}(\theta) = \frac{v_\alpha}{v_{\alpha\beta}}, \quad (1.4)$$

onde, $v_{\alpha\beta}$ é o módulo da Norma Euclidiana do vetor $\mathbf{v}_{\alpha\beta}$, dado por:

$$v_{\alpha\beta} = \|\mathbf{v}_{\alpha\beta}\|_2 = \sqrt{v_\alpha^2 + v_\beta^2}; \quad (1.5)$$

sendo $\theta=2\pi ft$ na equação (1.4), e f é a frequência fundamental da tensão da rede assumida ser constante.

A representação em diagrama de blocos do método de sincronização *MSRF* é mostrada na Figura 1. 3.

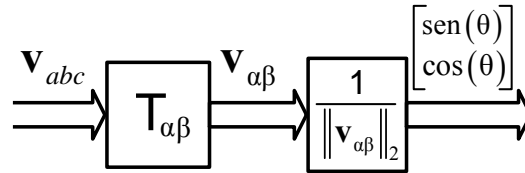


Figura 1. 3 – Diagrama de blocos do método de sincronização *MSRF*.

Como vantagem este método apresenta grande simplicidade estrutural, o que reduz o tempo de processamento do algoritmo desenvolvido considerando uma implementação em DSPs, porém, deve ser ressaltado que este método é sensível a presença de desequilíbrios e harmônicos que possam se fazer presentes nas tensões da rede.

1.2.2.1.2 Método Utilizando Filtros Passa-Baixas

O método de sincronização que utiliza filtros passa-baixas (*LPF-B, low-pass filter based*), apresenta estrutura semelhante ao método *MSRF*, porém com a adição de filtros passa-baixas de 1ª ordem nas componentes do vetor de tensão $\mathbf{v}_{\alpha\beta}$, conforme bloco *LPF* apresentado na Figura 1. 4. Tais filtros são projetados em uma frequência de corte entre 0,1 e 25 Hz segundo [6].

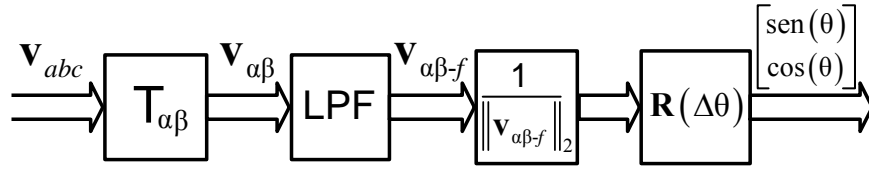


Figura 1. 4 – Diagrama de blocos do método de sincronização *LPF-B*.

Como vantagens este método atenua as componentes harmônicas provenientes das tensões da rede, porém, é sensível a desequilíbrios e variações de frequência e é mais complexo que o método *MSRF*. Logo, existe um compromisso entre resposta transitória e sensibilidade da matriz $\mathbf{R}(\Delta\theta)$ com a frequência [6].

1.2.2.1.3 Método dos Vetores Filtrados no Espaço $\alpha\beta$

O método de sincronização utilizando filtros passa-baixas para os vetores no espaço $\alpha\beta$ (*SVF – Space Vector Filter*) é baseado no fato de que as componentes fundamentais das tensões em coordenadas $\alpha\beta$ do vetor $\mathbf{v}_{\alpha\beta}$ são dependentes uma da outra, podendo ser expressas como um vetor de tensão girante. A Figura 1. 5 apresenta o diagrama de blocos do método de sincronização *SVF*.

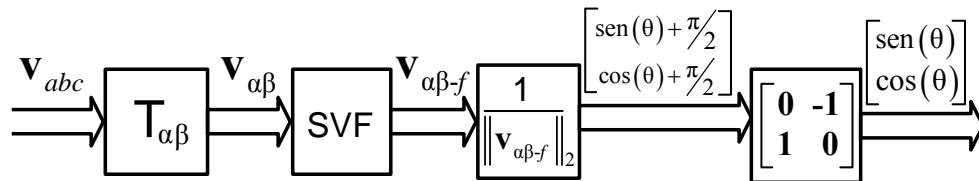


Figura 1. 5 – Diagrama de blocos do método de sincronização *SVF*.

As equações do filtro dadas em [6] e representadas em variáveis de estado, pelo bloco *SVF* na Figura 1. 5 são:

$$\begin{aligned} \mathbf{x}_{SVF_ \alpha\beta}(k+1) &= \mathbf{G}_{SVF} \mathbf{x}_{SVF_ \alpha\beta}(k) + \mathbf{H}_{SVF} \mathbf{v}_{\alpha\beta}(k); \\ \mathbf{y}_{SVF_ \alpha\beta}(k) &= \mathbf{C}_{SVF} \mathbf{x}_{SVF_ \alpha\beta}(k) + \mathbf{D}_{SVF} \mathbf{v}_{\alpha\beta}(k); \end{aligned} \quad (1.6)$$

onde:

$$\begin{aligned} \mathbf{G}_{SVF} &= \gamma \mathbf{R}(\omega_g T_s); \mathbf{H}_{SVF} = \begin{bmatrix} 1-\gamma & 0 \\ 0 & 1-\gamma \end{bmatrix}; \\ \mathbf{C}_{SVF} &= \gamma \mathbf{R}(\omega_g T_s); \mathbf{D}_{SVF} = \begin{bmatrix} 1-\gamma & 0 \\ 0 & 1-\gamma \end{bmatrix}; \end{aligned} \quad (1.7)$$

γ é definido como fator de ponderação e ω_g é a frequência angular da rede.

Este método tem a característica de rotacionar o seno e co-seno de um ângulo de 90° , sendo necessário à inclusão de uma matriz que realize a inversão dos sinais, ou seja, seno por co-seno e vice-versa.

Este método reduz o impacto de possíveis componentes harmônicos presentes nas tensões da rede, não introduzindo deslocamentos de fase como o método anterior. Entretanto, deve-se salientar que este método é mais complexo que o método *MSRF*, além de ser sensível a desequilíbrios e variações de frequência nas tensões da rede.

1.2.2.1.4 Método dos Vetores Filtrados no Espaço $\alpha\beta$ Modificado

Este método apresenta o mesmo princípio do método anterior, no entanto, é adicionado um algoritmo de adaptação a variações de frequência da rede conforme Figura 1. 6. Este algoritmo, chamado *Modified Space Vector Filter (MSVF)*, baseia-se na comparação entre a norma Euclidiana das componentes do vetor $\mathbf{v}_{\alpha\beta}$ e do próprio vetor filtrado $\mathbf{v}_{\alpha\beta-f}$. O resultado desta comparação, ou seja, o sinal de erro passa por um filtro passa-baixa (*LP*), a fim de atenuar as oscilações provenientes das componentes do vetor $\mathbf{v}_{\alpha\beta}$, visto que, estas componentes podem apresentar componentes harmônicas. Então a variável de saída do filtro passa ainda por um controlador proporcional-integral (PI), a fim de garantir erro em regime permanente nulo, onde é obtida a variação da frequência estimada da rede, $\Delta\hat{\omega}_r$. Esta é somada a frequência nominal da rede, ω_r , a fim de se

obter a frequência estimada real da rede, $\hat{\omega}_r$, onde esta por sua vez é atualizada no projeto dos filtros passa-baixas implementados no bloco *SVF* da Figura 1. 6.

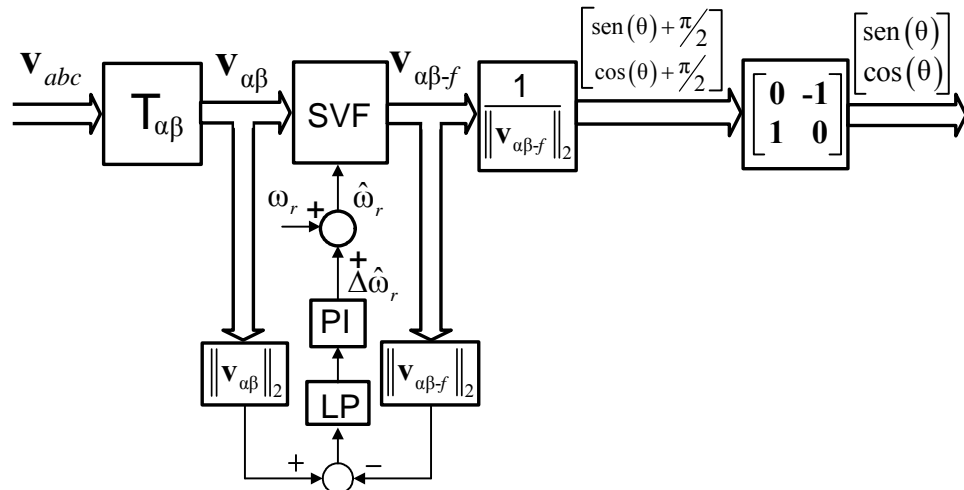


Figura 1. 6 – Diagrama de blocos do método de sincronização *MSVF*.

Como vantagem adicional ao método anterior, o método *MSVF* adapta os parâmetros do filtro *SVF* na presença de variações da frequência da rede, onde tais variações são originadas, principalmente, devido à retirada de grandes cargas do sistema ou abertura de linhas de transmissão ou distribuição de energia [2]. Este método, porém, apresenta grau de complexidade maior que os métodos anteriores e é sensível a desequilíbrios nas tensões da rede.

1.2.2.1.5 Método de Sincronização Utilizando Filtro de Kalman Estendido

A técnica do Filtro de Kalman Estendido (*EKF-Extend Kalman Filter*) é usada para estimar os parâmetros e variáveis em aplicações de sistemas de telecomunicações, sistemas de potência e em sistemas de acionamento. Além disso, também é utilizado para detectar harmônicos [22, 169] nas tensões da rede. Na aplicação em questão, este

método é utilizado para estimar a amplitude, frequência e ângulo do vetor de estados das tensões da rede, o qual é dado por:

$$\mathbf{x}_{EKF} = \begin{bmatrix} v_q & \theta & \omega_r \end{bmatrix}^T. \quad (1.8)$$

onde v_q , θ e ω_r são a amplitude, fase e frequência do vetor de tensão da rede respectivamente.

Considerando o modelo das tensões da rede em coordenadas estacionárias $\alpha\beta$ e representando-o por equações de estado no domínio discreto tem-se:

$$\begin{aligned} \mathbf{x}_{EKF_a\beta}(k+1) &= \mathbf{G}_{EKF} \mathbf{x}_{EKF_a\beta}(k) + \mathbf{v}(k); \\ \mathbf{y}_{EKF_a\beta}(k) &= \mathbf{C}_{EKF} \mathbf{x}_{EKF_a\beta}(k) + \mathbf{w}(k); \end{aligned} \quad (1.9)$$

onde:

$$\mathbf{G}_{EKF} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & T_s \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}; \quad \mathbf{y}_{EKF_a\beta}(k) = \begin{bmatrix} v_\alpha(k) \\ v_\beta(k) \end{bmatrix}; \quad \mathbf{C}_{EKF} = \begin{bmatrix} x_1(k) \cos(x_2(k)) \\ x_1(k) \sin(x_2(k)) \end{bmatrix}; \quad (1.10)$$

e $\mathbf{v}(k)$ e $\mathbf{w}(k)$ são vetores associados ao ruído do processo e de medida respectivamente.

O método *EKF* apresenta melhor desempenho em termos de variação de frequência e deslocamento de fase [6], porém requer um tempo de processamento maior para execução da rotina [16]. Isto pode representar um problema de implementação se uma alta frequência de amostragem é requerida, por exemplo, para aplicações em filtros ativos de potência. Além disso, este método, assim como os demais, é sensível a desequilíbrios nas tensões da rede.

1.2.2.1.6 Método dos Mínimos Quadrados Recursivo

Este método de sincronização é fundamentado na estimação do ângulo de sincronização utilizando o método dos mínimos quadrados recursivo (*WLSE- Weighted Least-Square Estimation*). Seja um sistema trifásico a três fios onde as tensões da rede

apresentam desequilíbrio, é possível representar estas tensões em coordenadas estacionárias $\alpha\beta$, a partir de suas componentes de seqüência positiva e negativa no domínio de tempo contínuo por:

$$\mathbf{y}_{WLSE} = \mathbf{H} \mathbf{x}_{WLSE}; \quad (1.11)$$

onde:

$$\mathbf{y}_{WLSE} = \begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix}; \quad \mathbf{x}_{WLSE} = \begin{bmatrix} v_d^p & v_q^p & v_d^n & v_q^n \end{bmatrix}; \quad (1.12)$$

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} \cos(\omega t) & -\text{sen}(\omega t) & \cos(\omega t) & \text{sen}(\omega t) \\ \text{sen}(\omega t) & \cos(\omega t) & -\text{sen}(\omega t) & \cos(\omega t) \end{bmatrix}$$

A partir da escolha de uma dada função custo, como a dada em [21], tem-se:

$$J[\mathbf{x}_{WLSE_i}] = \sum_{j=0}^i \lambda^{i-j} [\mathbf{y}_{WLSE_j} - \mathbf{H} \mathbf{x}_{WLSE_i}]^T \times [\mathbf{y}_{WLSE_j} - \mathbf{H} \mathbf{x}_{WLSE_j}]; \quad (1.13)$$

onde: $\lambda \in (0,1)$ é o fator de ponderação. A solução de $\hat{\mathbf{x}}_{WLSE}(t_i)$, que minimiza a função custo da equação (1.13), é obtida a partir do uso do algoritmo dos mínimos quadrados apresentado em [21] executado recursivamente. Este método de sincronização rejeita o impacto da seqüência negativa e não é sensível a variações de freqüência, porque apresenta um algoritmo de adaptação de freqüência, conforme definido pelas equações abaixo:

$$\hat{\phi}(t) = \Delta\omega\tau + \hat{\phi}(t-1) \quad (1.14)$$

onde: $\Delta\omega = \omega - \hat{\omega}$ e $\tau = t - (t-1)$. Sendo a condição necessária que $\Delta\hat{\phi} \equiv \hat{\phi}(t) - \hat{\phi}(t-1) = 0$ e que, $\Delta\omega = 0$, isto é, $\hat{\omega} = \omega$.

Entretanto, como desvantagem não reduz o impacto da presença de possíveis distorções harmônicas presentes nas tensões da rede e o algoritmo de detecção da freqüência apresenta transitórios de longa duração em comparação com os demais métodos que realizam a adaptação de freqüência. Além disso, devido à complexidade do algoritmo, sua operação em freqüências de amostragem elevada, pode tornar difícil a implementação deste método em determinados processadores de sinais digitais [16].

Com base na revisão bibliográfica realizada em termos dos principais métodos de sincronização em malha aberta baseados na medição das tensões da rede, observou-se que, nenhum atende integralmente as características desejáveis requeridas para um algoritmo de sincronização, principalmente no que diz respeito à presença de distúrbios na rede elétrica. Além disso, quase a totalidade dos métodos não leva em conta no seu desenvolvimento a possível presença de desequilíbrios nas tensões da rede, a não ser o último método apresentado, porém este não reduz o impacto da presença de harmônicos nas tensões da rede. A Tabela 1 apresenta um resumo comparativo entre os principais métodos de sincronização em malha aberta com medição da tensão da rede.

Tabela 1– Resumo Comparativo dos Principais Métodos de sincronização em Malha Aberta a partir da Medição das Tensões da Rede

Características Desejadas Métodos	Simplicidade Estrutural	Rejeição de Harmônicos	Rejeição de Desequilíbrios	Adaptabilidade a Variações de Frequência e Angulares
<i>MSRF</i>	Alta	Não possui	Não possui	Não necessita
<i>LPF-B</i>	Média	Possui	Não possui	Não possui
<i>SVF</i>	Média	Possui	Não possui	Não possui
<i>MSVF</i>	Média	Possui	Não possui	Possui
<i>EKF</i>	Baixa	Possui	Não possui	Possui
<i>WLSE</i>	Baixa	Não possui	Possui	Possui

Logo, no intuito de propor uma solução alternativa para os métodos de sincronização em malha aberta propostos e, além disso, atender as características desejadas citadas anteriormente, um novo método de sincronização em malha aberta será proposto no Capítulo 2 desta tese.

1.3 Objetivos do Trabalho

Os objetivos gerais desta tese são:

- i) Desenvolver, simular e implementar um novo método de sincronização em malha aberta aplicado a conversores PWM trifásicos a três fios que tenha capacidade de operar sob condições de desequilíbrios, distorções harmônicas e variações de frequência nas tensões da rede elétrica, sendo esta uma contribuição original desta Tese;
- ii) Estender o novo método de sincronização em malha aberta desenvolvido com aplicação deste para conversores PWM trifásicos a quatro fios que tenha capacidade de operar sob condições de desequilíbrios, distorções harmônicas e variações de frequência nas tensões da rede elétrica;
- iii) Definir, simular e implementar duas aplicações relativas a conversores PWM trifásicos, nas quais possam ser utilizado o método de sincronização proposto, sendo uma destas, retificadores PWM trifásicos a três fios e a outra filtros ativos de potência paralelos a quatro fios;
- iv) Definir, simular e implementar técnicas de controle de corrente, que possam ser usadas nas duas aplicações selecionadas. Ainda, deve-se levar em conta a utilização de técnicas que apresentem como característica principal a simplicidade de implementação dos algoritmos relacionados às ações de controle das mesmas e que possibilitem a utilização do método de sincronização proposto;
- v) Realizar a análise do desempenho das técnicas de controle de corrente em termos do fator de potência, fator de deslocamento, taxa de desequilíbrio, valor *rms* do erro do controlador em relação a sua referência, taxa de distorção harmônica total para a aplicação relacionada ao retificador PWM trifásico implementado;

- vi) Realizar a análise do desempenho em termos de taxa de distorção harmônica total e individual de tensão no ponto de conexão comum para a aplicação relacionada ao filtro ativo de potência paralelo implementado;
- vii) Realizar a análise do desempenho dos controladores em termos do esforço computacional necessário para implementação das rotinas em DSPs com aritmética de ponto fixo;
- viii) Definir, simular e implementar uma técnica de controle para regulação de tensão do barramento CC para ambas as aplicações;
- ix) Desenvolver protótipos experimentais que possibilitem a operação tanto com retificador PWM trifásico a três fios quanto como filtro ativo de potência paralelo trifásico a quatro fios, a fim de validar o estudo realizado.

1.4 Contribuições da Tese

As principais contribuições desta tese em termos de originalidade são:

- i) Proposta, desenvolvimento e implementação de um novo método de sincronização em malha aberta de conversores PWM trifásicos a três fios conectados a rede elétrica.
- ii) Extensão do novo método de sincronização proposto para aplicação em conversores PWM trifásicos a quatro fios conectados a rede elétrica.
- iii) Aplicação do método de sincronização proposto em retificadores PWM trifásicos a três fios e filtros ativos de potência trifásicos a quatro fios.

As demais contribuições desta tese são:

- 1) Extensão do método de detecção de tensão a sistemas trifásicos a quatro fios para geração das correntes de referência para filtros ativos de potência, a fim de realizar a compensação de harmônicos nas tensões no ponto de conexão comum e correntes de seqüência zero.

- 2) Extensão do controlador de corrente de tempo mínimo para sistemas trifásicos a quatro fios.
- 3) Desenvolvimento e descrição dos protótipos operando como retificador PWM trifásico a três fios e filtro ativo de potência paralelo trifásicos a quatro fios em baixa potência, os quais têm como propósito principal validar os métodos, controladores e algoritmos desenvolvidos.
- 4) Análise da influência dos sinais de sincronização gerados pelo novo método de sincronização e pelo método de sincronização de estrutura de referência síncrona modificada (*MSRF*), em relação as correntes de entrada drenadas pelo retificador PWM trifásico, e, correntes de referência geradas para compensação de harmônicos em filtros ativos de potência paralelos.

1.5 Organização da Tese

A Tese está organizada como segue:

O Capítulo 1 apresenta uma introdução geral desta Tese que coloca o problema do aumento das distorções harmônicas nas tensões da rede e os principais fatores que contribuí para este aumento. Tais distorções podem provocar distorções nos sinais de sincronização utilizados para sincronizar conversores PWM com a rede elétrica. Foi realizada uma revisão bibliográfica relativa aos métodos de sincronização em malha aberta, os quais utilizam as tensões da rede elétrica como referência para obtenção dos sinais de sincronização, onde foram apresentadas as principais vantagens e desvantagens destes métodos de sincronização segundo determinadas características desejáveis. A partir desta revisão uma tabela comparativa foi gerada a fim de se estabelecer as semelhanças e diferenças entre os métodos e a proposta de um novo método de sincronização.

O Capítulo 2 propõe o desenvolvimento, simulação e implementação de um novo método de sincronização em malha aberta, o qual possibilita a obtenção dos sinais de

sincronização com reduzidas distorções mesmo na presença de harmônicos, variações de frequência e severos desequilíbrios nas tensões da rede. É realizada ainda, a análise do comportamento transitório do novo método sob variações de frequência, amplitude e a presença de harmônicos nas tensões da rede.

No Capítulo 3, primeiramente é estabelecida uma aplicação a três fios para o método de sincronização proposto, constituído de um conversor PWM trifásico a três fios operando como retificador conectado a rede elétrica. Após, são definidos os critérios relevantes para análise de desempenho do retificador PWM trifásico alimentado em tensão. Posteriormente, é abordada a modelagem no domínio discreto para o retificador PWM trifásico, seguido do projeto e implementação da técnica de controle proporcional-integral escolhida para regular as correntes de entrada do retificador. Para a regulação da tensão do barramento CC do conversor é utilizado um servo controlador baseado no controle da potência ativa. São apresentadas as principais características destes controladores, tais como as equações relacionadas à lei de controle e diagramas esquemáticos. Além disso, são apresentados resultados de simulação e experimentais, a fim de validar o estudo realizado em termo dos critérios estabelecidos, tais como, fator de deslocamento, fator de potência, esforço computacional, taxa de desequilíbrio e de distorção harmônica total das correntes de entrada do retificador PWM trifásicos.

No Capítulo 4 é definida uma aplicação a quatro fios para o método de sincronização proposto, constituído de um conversor PWM trifásico a quatro fios operando como filtro ativo de potência paralelo para compensação de harmônicos de tensão no *PCC* e corrente de neutro. Ainda, são definidos os critérios relevantes para análise de desempenho do filtro ativo paralelo alimentado em tensão utilizando o método de sincronização proposto. É abordada a modelagem do sistema no domínio discreto e escolhida a técnica de controle de tempo mínimo para regular as correntes geradas pelo filtro, bem como a utilização de um servo controlador para regulação da tensão do barramento CC do conversor. São apresentadas as principais características destes controladores, tais como as equações relacionadas à lei de controle e diagramas esquemáticos. Além disso, é realizada a extensão do método de detecção de tensão para

sistemas a quatro fios, a fim de gerar as correntes de compensação para filtros ativos de potência paralelos a quatro fios. O controlador com resposta de tempo mínimo também é estendido para sistemas a quatro fios, a fim de regular as correntes de compensação de seqüência zero. Também é realizada a análise da taxa de distorção harmônica total e individual relacionada às tensões do sistema no *PCC*. Resultados experimentais obtidos são apresentados, a fim de validar o estudo realizado em termo dos critérios estabelecidos.

O Capítulo 5 apresenta as principais características dos protótipos implementados, os quais foram construídos com o intuito de validar o estudo e análises realizadas. Estes protótipos têm como aplicações básicas seu funcionamento como retificador PWM trifásico ou filtro ativo de potência paralelo, no qual são empregadas as técnicas de controle de corrente, tensão e geração de referências utilizadas. Uma breve descrição é realizada relativa aos circuitos de medição, de controle, de potência, partida e proteção dos mesmos.

Para finalizar, neste trabalho, serão apresentadas as conclusões gerais relativas ao método de sincronização propostos e suas aplicações a sistemas trifásicos a três e a quatro fios.

Capítulo 2

Método de Sincronização em Malha Aberta de Conversores PWM com a Rede Elétrica

2.1 Introdução

Com já comentado no Capítulo 1, para o caso de operação e controle de conversores PWM trifásicos conectados a rede elétrica, estes devem ser sincronizados com a rede a partir do uso de um método de sincronização.

Na revisão bibliográfica realizada foram apresentados vários métodos de sincronização de conversores PWM com a rede elétrica propostos na literatura. Em termos dos métodos em malha aberta não foi encontrado na literatura nenhum que atenda ao mesmo tempo as características de rejeição de harmônicos, desequilíbrios e variações de frequência em um mesmo algoritmo. Logo, com o intuito de atender tais características neste capítulo é proposto um novo método de sincronização em malha aberta aplicado a conversores PWM trifásicos a três e a quatro fios. Os objetivos a serem atingidos por este método é apresentar um bom desempenho em termos de reduzida *THD* sobre os sinais de sincronização mesmo na presença de variações de frequência, harmônicos, acima dos recomendados pela norma Std. *IEEE* 519-1992, e elevados desequilíbrios de tensão que possam estar presentes nas tensões da rede elétrica. Além disso, que este método apresente um melhor desempenho com relação aos sinais de sincronização obtidos se comparado com os outros métodos em malha aberta

apresentados no Capítulo 1. Ainda, que este método apresente média complexidade estrutural, se comparado aos demais métodos apresentados na revisão bibliográfica realizada, e que possibilite sua implementação em DSP de aritmética de ponto fixo com frequência de amostragem entre 20 kHz a 40 kHz. A seguir será apresentada uma descrição detalhada do método proposto, bem como os resultados de simulação e experimentais obtidos com a utilização de um DSP de aritmética de ponto fixo.

2.2 Novo Método de Sincronização em Malha Aberta para Conversores PWM com a Rede Elétrica

Nesta seção é apresentado o novo método de sincronização em malha aberta proposto, chamado de *Referência Síncrona de Seqüência Positiva Normalizada (NPSF-Normalized Positive Sequence Synchronous Reference Frame)*, cuja característica principal é o bom desempenho em termos de reduzida *THD* nos sinais de sincronização gerados, mesmo na presença de harmônicos e severos desequilíbrios presentes nas tensões da rede. Além disso, um algoritmo de adaptação de frequência é proposto para aplicações em sistemas elétricos, que possam apresentar variações de frequência nas tensões da rede acima das recomendadas pelas normas IEC 61000-2-2 e IEC 60034-3, ou seja, maiores que ± 1 Hz (para sistemas elétricos interligados) e ± 2 Hz (para operação de geradores) respectivamente.

Este método pode ser aplicado a conversores PWM trifásicos a três fios, que necessitem de sincronização com a rede elétrica e que utilizem como referencial as tensões da rede. A seguir será apresentada a descrição detalhada do método *NPSF* aplicado a sistemas trifásicos a três fios e, no Anexo A, a aplicação deste em sistemas trifásicos a quatro fios.

2.2.1 Método de Referência Síncrona de Seqüência Positiva Normalizada Aplicado a Sistemas Trifásicos a Três Fios

Nesta seção será descrito o método de sincronização *NPSF* aplicado a sistemas trifásicos a três fios. A extensão do método proposto aplicado a sistemas trifásicos a quatro fios é descrito no Anexo A.

Partindo do princípio que, em um sistema trifásico a três fios seja possível realizar as medições de pelo menos duas das três tensões de linha deste sistema, então, pode-se obter o vetor formado pelas tensões de linha da rede v_{ab} e v_{bc} no ponto de conexão comum (*PCC*), entre o sistema elétrico e o conversor PWM, dado por:

$$\mathbf{v}_{l-l} = \begin{bmatrix} v_{ab} \\ v_{bc} \end{bmatrix}. \quad (2.1)$$

Considerando ainda que, usualmente, os conversores são analisados e controlados a partir de suas grandezas de fase, o vetor \mathbf{v}_{l-l} será transformado em um vetor \mathbf{v}_{fase} . Além disso, sabendo que a transformação de grandezas de linha para grandezas de fase não é única, será assumido que a transformação escolhida considera que a soma das tensões de fase é zero, portanto a seguinte transformação pode ser obtida:

$$\mathbf{v}_{fase} = \mathbf{T}_{l-f} \mathbf{v}_{l-l}, \quad (2.2)$$

onde:

$$\mathbf{v}_{fase} = \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix}; \quad \mathbf{T}_{l-f} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & 1 \\ -1 & 1 \\ -1 & -2 \end{bmatrix}; \quad (2.3)$$

sendo \mathbf{T}_{l-f} a matriz de transformação das grandezas de linha para fase.

Agora, considerando que existe a possibilidade das tensões da rede elétrica estarem desequilibradas, então, além da presença das tensões de seqüência positiva também as tensões de seqüência negativa estão presentes. Logo, dependendo do método de sincronização utilizado, estes desequilíbrios geram distorções nos sinais de

sincronização conforme analisado por [13, 21]. Estas distorções nos sinais de sincronização por sua vez, provocam o aparecimento de componentes harmônicas nas grandezas de corrente em conversores trifásicos segundo [4, 6, 21, 23]. De maneira a evitar tais distorções nos sinais de sincronização, o vetor de sincronização será obtido, utilizando o referencial das componentes de seqüência positiva das tensões da rede na freqüência fundamental. Assim, tomando por base a teoria de componentes simétricas desenvolvida por *Fortescue* [24], a qual é apresentada para quantidades fasoriais, a seguinte matriz complexa para extração da componente de seqüência positiva na freqüência fundamental é utilizada:

$$\frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 & a & a^2 \\ a^2 & 1 & a \\ a & a^2 & 1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1/3 & -1/6 & -1/6 \\ -1/6 & 1/3 & -1/6 \\ -1/6 & -1/6 & 1/3 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 1/6 & -1/6 \\ -1/6 & 0 & 1/6 \\ 1/6 & -1/6 & 0 \end{bmatrix} j = \mathbf{T}_{+R} + \mathbf{T}_{+I} j \quad (2.4)$$

onde o operador a rotaciona um fasor em um ângulo de 120° , a^2 rotaciona o fasor em um ângulo de 240° e o operador j equivale a uma rotação de um ângulo de 90° na segunda parcela do lado direito da equação (2.4).

Inicialmente, desprezando a presença de componentes harmônicas nas tensões da rede e, estendendo este conceito para o domínio do tempo, conforme proposto por [13, 25], é possível obter o seguinte vetor formado por grandezas de fase na freqüência fundamental de seqüência positiva:

$$\mathbf{v}_{fase+}^f = \mathbf{T}_{+R} \mathbf{v}_{fase}^f + \mathbf{T}_{+I} S_{90} \left(\mathbf{v}_{fase}^f \right) \quad (2.5)$$

onde, as matrizes \mathbf{T}_{+R} e \mathbf{T}_{+I} são as matrizes do lado direito da equação (2.4) respectivamente. O termo $S_{90}(\cdot)$ é um operador que implementa os 90° de defasagem na grandeza considerada relacionadas a j , na freqüência fundamental da mesma e no domínio do tempo.

Ainda, os vetores relacionados a equação (2.5) são dados por:

$$\mathbf{v}_{fase+}^f = \begin{bmatrix} v_{a+}^f \\ v_{b+}^f \\ v_{c+}^f \end{bmatrix}; \quad \mathbf{v}_{fase}^f = \begin{bmatrix} v_a^f \\ v_b^f \\ v_c^f \end{bmatrix}; \quad (2.6)$$

sendo que, o sobrescrito f e o subscrito $+$ representam a frequência fundamental e a componente de seqüência positiva respectivamente.

Um caminho simples para obter o vetor de sincronização é transformar o vetor de tensões de fase da rede, obtido na equação (2.6), dado em coordenadas estacionárias abc , em um vetor de fase em coordenadas estacionárias $\alpha\beta$ utilizando uma transformação linear de coordenadas cartesianas abc para $\alpha\beta$, conforme apresentado em [3, 4, 26]. Logo, de maneira similar, tem-se:

$$\mathbf{v}_{\alpha\beta+}^f = \mathbf{T}_{\alpha\beta} \mathbf{v}_{fase+}^f \quad (2.7)$$

onde:

$$\mathbf{v}_{\alpha\beta+}^f = \begin{bmatrix} v_{\alpha+}^f \\ v_{\beta+}^f \end{bmatrix}; \quad \mathbf{T}_{\alpha\beta} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix}; \quad (2.8)$$

sendo que, $\mathbf{T}_{\alpha\beta}$ é a matriz de transformação para coordenadas estacionárias $\alpha\beta$.

Com base nas equações apresentadas anteriormente, é possível simplificar as transformações a serem realizadas, modificando diretamente o vetor de tensões de linha para o vetor de sincronização em coordenadas $\alpha\beta$, logo, utilizando as transformações dadas nas equações (2.2), (2.5) e (2.8), ou seja,

$$\mathbf{v}_{\alpha\beta+}^f = \mathbf{T}_{\alpha\beta} \mathbf{T}_{+R} \mathbf{T}_{l-ph} \mathbf{v}_{l-l}^f + \mathbf{T}_{\alpha\beta} \mathbf{T}_{+I} S_{90} \left(\mathbf{T}_{l-ph} \mathbf{v}_{l-l}^f \right), \quad (2.9)$$

é possível simplificar a equação (2.9), obtendo-se a seguinte expressão:

$$\mathbf{v}_{\alpha\beta+}^f = \mathbf{M}_2 \left(-\mathbf{v}_{l-l}^f \right) + \mathbf{M}_1 S_{90} \mathbf{v}_{l-l}^f. \quad (2.10)$$

Sendo que, \mathbf{M}_1 e \mathbf{M}_2 são as matrizes que transformam as grandezas de linha das tensões em grandezas de fase de seqüência positiva em coordenadas $\alpha\beta$, ou ainda,

$$\mathbf{M}_1 = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 0 & -\sqrt{2}/2 \\ \sqrt{6}/3 & \sqrt{6}/6 \end{bmatrix}; \mathbf{M}_2 = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} -\sqrt{6}/3 & -\sqrt{6}/6 \\ 0 & -\sqrt{2}/2 \end{bmatrix} \quad (2.11)$$

A Figura 2.1 apresenta um diagrama de blocos relacionado às transformações do vetor de linha para o vetor de fase na frequência fundamental de seqüência positiva em coordenadas estacionárias $\alpha\beta$ das tensões medidas da rede, conforme foi obtido na equação (2.11).

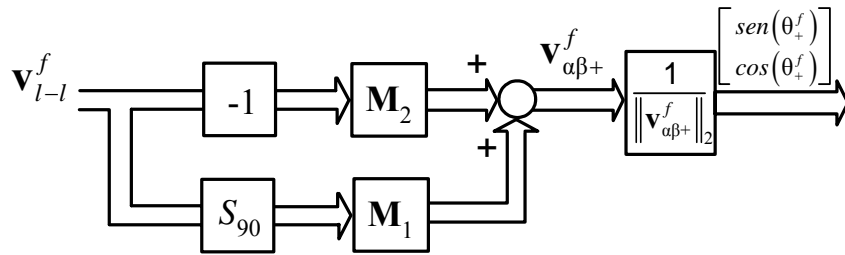


Figura 2.1 – Diagrama de blocos das transformações do vetor de linha das tensões da rede para o vetor de fase de seqüência positiva em coordenadas estacionárias $\alpha\beta$.

Note que, o vetor $\mathbf{v}_{\alpha\beta+}^f$ obtido na equação (2.10) possui uma amplitude que é dependente das tensões da rede. Um vetor $\mathbf{v}_{\alpha\beta+}^f$ normalizado pode ser obtido dividindo o mesmo por sua norma, isto é,

$$\mathbf{v}_{\alpha\beta+n}^f = \frac{\mathbf{v}_{\alpha\beta+}^f}{\|\mathbf{v}_{\alpha\beta+}^f\|_2}, \quad (2.12)$$

onde a norma Euclidiana do vetor é dada por:

$$\|\mathbf{v}_{\alpha\beta+}^f\|_2 = \sqrt{(v_{\alpha+}^f)^2 + (v_{\beta+}^f)^2}. \quad (2.13)$$

A equação (2.12) apresenta uma vantagem adicional, ou seja, de ser independente da amplitude da tensão da rede se comparada à equação (2.10) e operar com grandezas normalizadas [27].

As componentes do vetor $\mathbf{v}_{\alpha\beta+n}^f$ dado na equação (2.12) podem ser entendidas como sendo o seno e co-seno usados para sincronizar e controlar conversores PWM segundo [28-30], ou seja,

$$\text{sen}(\theta_+^f) = v_{\beta+n}^f = \frac{v_{\beta+}^f}{\|\mathbf{v}_{\alpha\beta+}^f\|_2} ; \text{cos}(\theta_+^f) = v_{\alpha+n}^f = \frac{v_{\alpha+}^f}{\|\mathbf{v}_{\alpha\beta+}^f\|_2} ; \quad (2.14)$$

onde: $\theta_+^f = 2\pi ft$ e f é a frequência fundamental da rede assumindo esta ser constante.

A representação em diagrama de blocos da equação (2.12) é apresentada na Figura 2. 2. Observa-se por esta figura e pela equação (2.10) que, para obter o vetor $\mathbf{v}_{\alpha\beta+n}^f$ ainda, é necessário implementar o operador deslocamento de fase S_{90} . A próxima seção descreve uma das possíveis maneiras de implementar este operador com uma solução com dupla função, ou seja, realizar o deslocamento de fase e ao mesmo tempo atenuar os efeitos de possíveis distorções harmônicas, as quais possam estar presentes nas tensões da rede e que podem promover a distorção dos sinais de sincronização gerados.

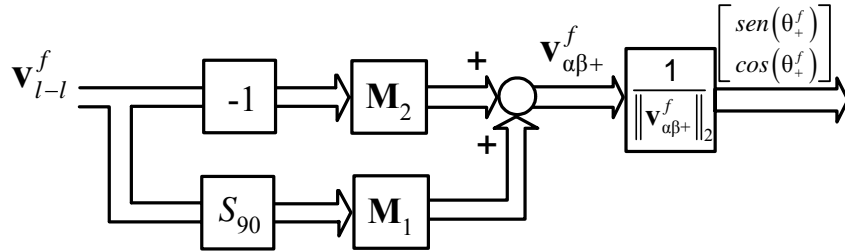


Figura 2. 2 – Diagrama de blocos das transformações do vetor de linha para o vetor de fase de sequência positiva em coordenadas estacionárias $\alpha\beta$ das tensões da rede.

2.2.1.1 Implementação do Operador S_{90} no Domínio do Tempo

A partir da equação (2. 10), o operador S_{90} pode-se ser obtido no domínio do tempo através da substituição deste por filtros passa-faixas, conforme alternativa proposta em [13], os quais são projetados para obtenção de um ganho unitário e uma

defasagem de 90° no vetor \mathbf{v}_{l-l} na frequência fundamental. Entretanto, a opção desenvolvida por [13], não leva em conta a possibilidade da presença de distorções harmônicas nas tensões da rede, as quais provocam distorções nos sinais de sincronização, segundo enfatizado por [16]. Além disso, a transformação para seqüência positiva, apresentada nas equações (2.5) e (2.10), é válida para a frequência fundamental das tensões da rede. Logo, é necessária uma solução que contemple estas considerações.

Nesta tese propõem-se a utilização de filtros passa-baixas como uma solução para atenuar os possíveis harmônicos provenientes da rede, bem como implementar o operador deslocamento de fase S_{90} na frequência fundamental.

Primeiramente, definiu-se um filtro passa-baixa de segunda ordem, o qual é projetado para obtenção de um ganho unitário e uma defasagem de -90° no vetor \mathbf{v}_{l-l} na frequência fundamental. Então, o vetor \mathbf{v}_{l-l} é filtrado usando um conjunto de dois filtros passa-baixas, chamado de LPF_1 , o qual gera um vetor filtrado \mathbf{v}_{l-l}^{f1} , conforme mostrado na Figura 2. 3. Este vetor está deslocado -90° na frequência fundamental com relação ao vetor \mathbf{v}_{l-l} .

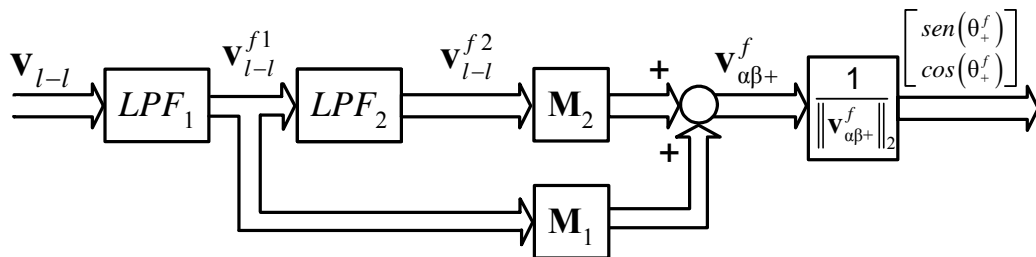


Figura 2. 3 – Diagrama de blocos do método por estrutura de referência síncrona de seqüência positiva normalizada.

O vetor filtrado \mathbf{v}_{l-l}^{f1} é novamente filtrado por outros dois filtros passa-baixas chamados de LPF_2 , um para cada tensão de linha. Estes promovem um deslocamento de fase adicional de -90° resultando no vetor filtrado \mathbf{v}_{l-l}^{f2} , conforme mostrado na Figura 2. 3, o

qual apresenta a mesma amplitude na frequência fundamental do vetor original \mathbf{v}_{l-l} , porém com um deslocamento de fase de -180° .

Assim, os vetores filtrados v_{l-l}^{f1} e v_{l-l}^{f2} se referem ao termo $S_{90}(\mathbf{v}_{l-l}^f)$ e $-\mathbf{v}_{l-l}^f$ da equação (2. 10) respectivamente, e são necessários para implementar o vetor $\mathbf{v}_{\alpha\beta+n}^f$.

Os filtros passa-baixas LPF_1 e LPF_2 são projetados de maneira análoga. A seguir, o projeto dos conjuntos de filtros passa-baixas é apresentado de forma detalhada.

2.2.1.2 Projeto dos Conjuntos de Filtros Passa-Baixas LPF_1 e LPF_2

Os conjuntos de filtros passa-baixas de 2ª ordem LPF_1 e LPF_2 foram projetados da mesma maneira, com o objetivo de filtrar as componentes harmônicas múltiplas da frequência fundamental das componentes dos vetores \mathbf{v}_{l-l} e \mathbf{v}_{l-l}^{f1} . Adicionalmente, o filtro LPF_1 têm a função de realizar um deslocamento de fase de -90° nas componentes destes vetores de tensão na frequência fundamental. Tal deslocamento é realizado para a implementação do operador S_{90} dado na equação (2. 10) e tem como objetivo final a obtenção do vetor de seqüência positiva das tensões de fase em coordenadas estacionárias $\alpha\beta$, que necessita em seus passos intermediários desta defasagem.

Para o projeto dos filtros passa-baixas de 2ª ordem LPF_1 e LPF_2 é desejado que, estes apresentem ganho unitário, ou seja, $|G(s)|=1$, e defasagem angular de -90° , ou seja, $\angle G(s)=-90^\circ$, para a frequência fundamental da rede ($f=60$ Hz, $\omega=377$ rad/s). Escolheu-se a função de transferência de 2ª ordem no domínio contínuo para o projeto dos filtros, a qual é dada por:

$$G(s) = \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2}. \quad (2. 15)$$

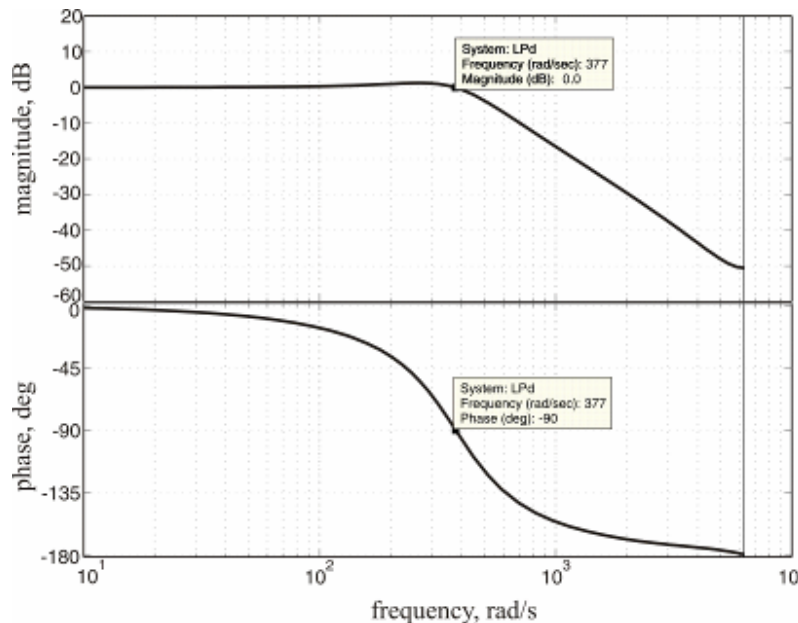
Considerando o filtro passa-baixa como um sistema linear, e, com base nos parâmetros de projeto, $|G(s)|=1$, $\omega_n=2\pi f$, e sabendo que, a função de transferência senoidal de

qualquer sistema linear é obtida substituindo s por $j\omega_n$ na equação (2. 15), é possível obter o coeficiente de amortecimento, ζ , a partir do módulo da equação (2. 15), ou seja,

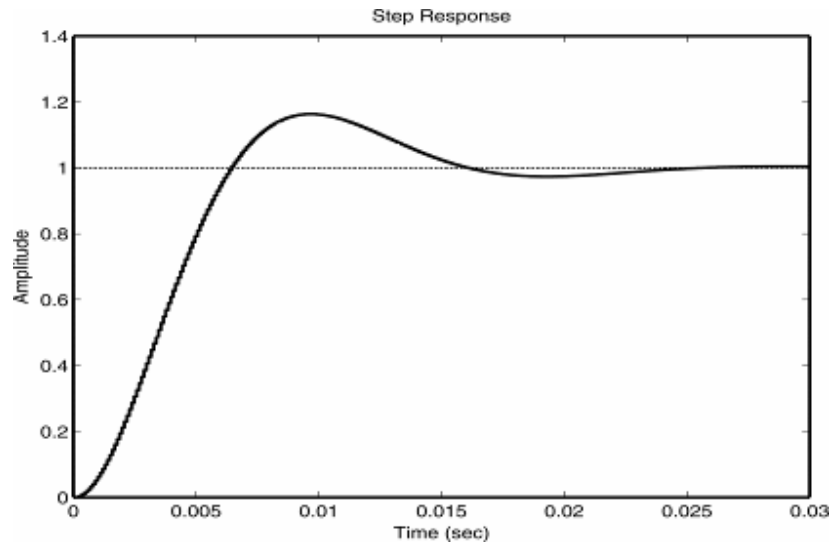
$$|G(j\omega)| = \left| \frac{\omega_n^2}{(j\omega)^2 + 2\zeta\omega_n(j\omega) + \omega_n^2} \right|. \quad (2. 16)$$

Igualando $\omega=\omega_n$ e solucionando a equação (2. 16), obtém-se que $\zeta=0,5$. A Figura 2. 4a apresenta o diagrama de bode para a resposta em magnitude e fase do projeto dos filtros passa-baixas de 2ª ordem LPF_1 e LPF_2 , bem como a resposta ao degrau unitário na Figura 2. 4b, a qual mostra o tempo de acomodação do filtro ($t_a=27$ ms) e a máxima sobrelevação ($M_p=1,19$).

A Figura 2. 4 mostra que, em 60 Hz, o filtro apresenta ganho unitário e deslocamento de fase de -90° . Além disso, as componentes harmônicas de tensão são significativamente atenuadas, sendo que, na saída do filtro LPF_1 a 3ª harmônica é atenuada aproximadamente em 19 dB e a 5ª harmônica é atenuada em 28 dB. Já, na saída do filtro LPF_2 a 3ª harmônica é atenuada em 38 dB e a 5ª harmônica é atenuada em 56 dB aproximadamente.



(a)



(b)

Figura 2. 4 – Gráficos de: (a) Bode. (b) Resposta ao degrau. Parâmetros dos filtros são $\omega_n=2\pi f$, $f=60$ Hz e $\zeta=0.5$. unitário.

Agora, a fim de implementar os filtros passa-baixas em um DSP de aritmética de ponto fixo a equação (2. 16) é expressa na forma de equação de estados no domínio discreto, ou seja,

$$\begin{aligned} x(k+1) &= \mathbf{G}x(k) + \mathbf{H}u(k) \\ y(k) &= \mathbf{C}x(k) + \mathbf{D}u(k) \end{aligned} \quad (2. 17)$$

Ainda, considerando possíveis erros de fase e amplitude a partir da discretização utilizada, as matrizes \mathbf{G} , \mathbf{H} , \mathbf{C} e \mathbf{D} devem ser escolhidas de tal forma a garantir ganho unitário e fase zero em uma larga faixa de frequência de amostragem, como por exemplo, de 2 kHz a 40 kHz. Logo, a implementação realizada aqui utilizou um amostrador retentor de primeira ordem (*FOH*) [31], na frequência de amostragem escolhida, T_s . Logo, por exemplo, para uma frequência de amostragem de 40 kHz, tem-se:

$$\begin{aligned} \mathbf{G} &= \begin{bmatrix} 1,9905 & -0,4953 \\ 2 & 0 \end{bmatrix}; \quad \mathbf{H} = \begin{bmatrix} 0,0078 \\ 0 \end{bmatrix} \\ \mathbf{C} &= [0,0057 \quad 0,0028]; \quad \mathbf{D} = [0] \end{aligned} \quad (2. 18)$$

Conforme já visto, os -90° de fase ocorrem em 60 Hz, porém nos casos onde a frequência da rede varie significativamente, ou seja, acima dos valores recomendados pelas Normas IEC 61000-2-2 e IEC 60034-3, faz-se necessário o ajuste dos parâmetros dos filtros, a fim de evitar mudanças no ângulo de fase, as quais podem causar possíveis distorções nos sinais de sincronização. Este ajuste pode ser realizado através do desenvolvimento de um algoritmo de adaptação de frequência proposto a seguir.

2.2.1.3 Algoritmo de Adaptação de Frequência

Geralmente as concessionárias de energia fornecem tensões com uma frequência regulada entre $60\text{Hz}\pm 1\text{Hz}$, como recomendado pela Norma IEC 61000-2-2, entretanto, em casos onde sistemas elétricos operem de forma isolada do sistema interligado ou em sistemas de energia de emergência [32], é possível que variações de frequência ocorram acima dos valores recomendados por esta IEC. Esta variação de frequência é a essência da necessidade dos sinais de sincronização, logo esta variação pode distorcer os sinais de sincronização do método proposto, visto que, o deslocamento de fase de -90° obtidos nos filtros LPF_1 e LPF_2 pode mudar. Logo, é proposto nesta Tese um algoritmo de adaptação de frequência.

Este algoritmo é mostrado na Figura 2. 5 e consiste de um outro conjunto de filtros passa-baixas, LPF_3 , idêntico aos filtros LPF_1 e LPF_2 . Neste caso, o vetor de sincronização obtido na equação (2. 12) é filtrado por LPF_3 e o resultado é um novo vetor filtrado \mathbf{v}_{sc-f} , cuja sua norma quadrática é calculada por:

$$\left\| \mathbf{v}_{sc-f} \right\|_2^2. \quad (2. 19)$$

Logo, considerando a amplitude da norma de \mathbf{v}_{sc-f} é possível estabelecer que, se a frequência natural do filtro, ω_n , é igual à frequência da rede, então a equação (2. 19) resulta no valor numérico 1. Entretanto, se $\left\| \mathbf{v}_{sc-f} \right\|_2^2 > 1$, isto indica que a frequência natural do filtro é maior que a frequência fundamental da rede. Por outro lado, se

$\|\mathbf{v}_{sc-f}\|_2^2 < 1$, isto indica que ω_n é menor que a frequência fundamental da rede. Então, o sinal de erro $1 - \|\mathbf{v}_{sc-f}\|_2^2$, pode ser usado para estimar a frequência da rede, ω_f , ou seja, obter a frequência estimada, $\hat{\omega}$, a partir do uso de uma ação integral, como mostrado no diagrama de blocos da Figura 2. 5.

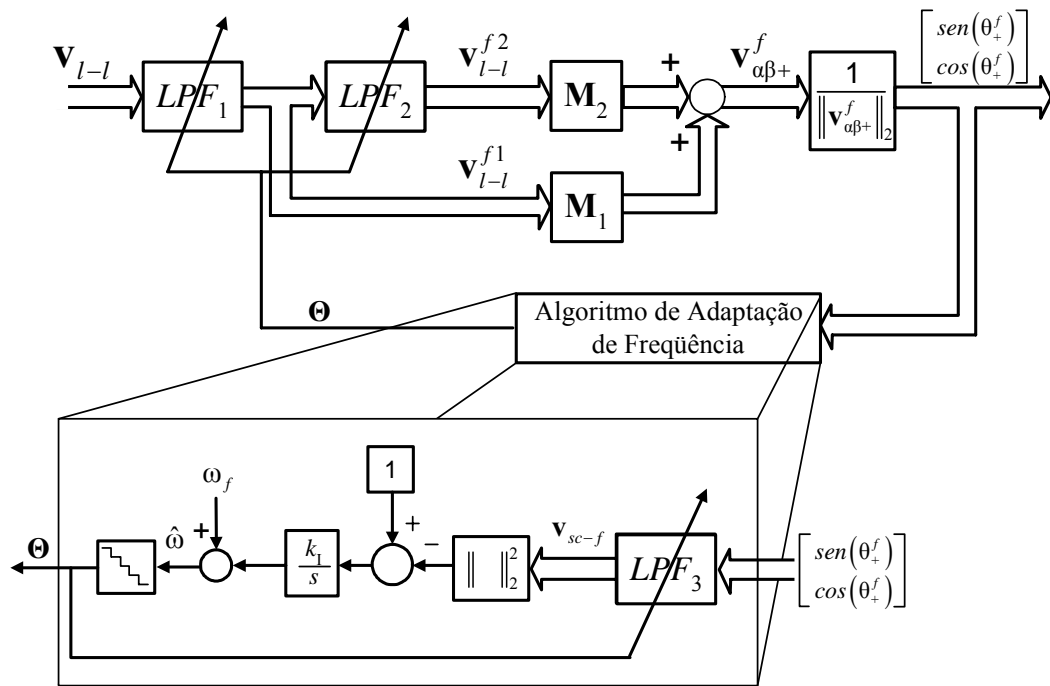


Figura 2. 5 – Diagrama de blocos do método de sincronização *NPSF* com adição do algoritmo de adaptação de frequência.

Portanto, fazendo uso de $\hat{\omega}$, as matrizes \mathbf{G} , \mathbf{H} e \mathbf{C} dos filtros passa-baixas podem ser atualizadas para uma determinada frequência de interesse, que deve coincidir ou estar muito próxima à frequência da rede. Na Figura 2. 5, Θ representa apenas a união do conjunto de parâmetros relacionados às matrizes do filtro a serem atualizados, ou seja, $\Theta = \mathbf{G} \cup \mathbf{H} \cup \mathbf{C}$.

Para a implementação do algoritmo é necessário definir o ganho do integrador, k_I . Então, o ganho do integrador é obtido conforme descrição apresentada a seguir.

2.2.1.4 Projeto do Ganho Integral do Algoritmo de Adaptação de Frequência

Inicialmente, para o projeto do ganho k_I do algoritmo de adaptação de frequência será considerado um modelo não-linear do algoritmo que foi apresentado na Figura 2. 5. O diagrama de blocos do modelo não-linear escolhido para representar o algoritmo de adaptação é mostrado na Figura 2. 6, onde a dinâmica do filtro LPF_3 foi desprezada, a fim de simplificar o projeto do controlador.

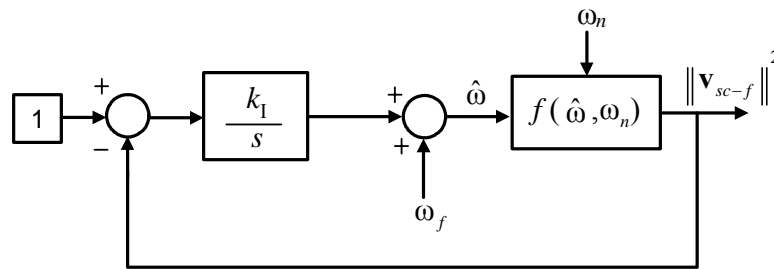


Figura 2. 6 – Modelo não-linear escolhido para representar o algoritmo de adaptação de frequência.

Em regime permanente senoidal, a relação entre a frequência da rede e a frequência estimada dada pela norma quadrática $\|\mathbf{v}_{sc-f}\|_2^2$, pode ser expressa por:

$$\|\mathbf{v}_{sc-f}\|_2^2 = f(\hat{\omega}, \omega_n). \quad (2. 20)$$

Levando em conta que, a função não linear da equação (2. 20) está relacionada com o filtro LPF_3 , então a equação (2. 15) pode ser usada adotando $\zeta=0,5$. Assim, lembrando que a dinâmica de LPF_3 foi desprezada, somente será considerado que a função não-linear está associada com o ganho estático. Logo, a seguinte função não linear é dada por:

$$f(\hat{\omega}, \omega_n) = |G(j\omega)| = \frac{1}{\sqrt{\left[1 - \left(\frac{\omega_n}{\hat{\omega}}\right)^2\right]^2 + \left(\frac{\omega_n}{\hat{\omega}}\right)^2}} \quad (2.21)$$

Pela linearização do sistema da Figura 2. 6 ao redor do ponto de operação nominal [33], um modelo linear do sistema é obtido como mostrado na Figura 2. 7.

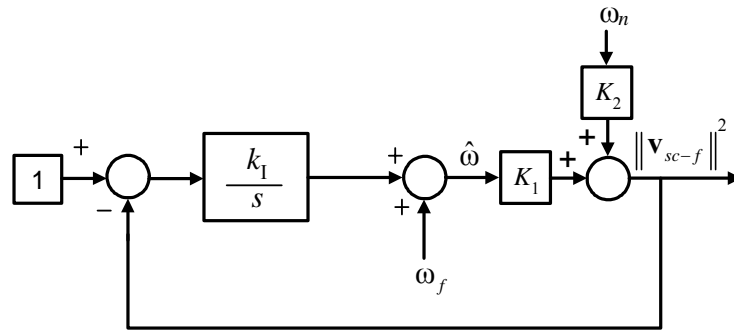


Figura 2. 7 – Diagrama de blocos do modelo linear escolhido para representar o algoritmo de adaptação de frequência.

Este modelo será usado para projetar o ganho k_1 do integrador. Os parâmetros K_1 e K_2 são definidos por:

$$K_1 = \left. \frac{\partial f}{\partial \hat{\omega}} \right|_{\hat{\omega}=\omega_f, \omega_n=\omega_f} \quad (2.22)$$

$$K_2 = \left. \frac{\partial f}{\partial \hat{\omega}} \right|_{\hat{\omega}=\omega_f, \omega_n=\omega_f} \quad (2.23)$$

Portanto, substituindo a equação (2. 21) nas equações (2. 22) e (2. 23) e fazendo as devidas simplificações matemáticas, os parâmetros K_1 e K_2 são dados por:

$$K_1 = -K_2 = \frac{1}{\omega_f} \quad (2.24)$$

Finalmente, definido a banda passante do algoritmo de adaptação de frequência como B_ω , o ganho do integrador pode ser obtido como segue:

$$k_1 = \frac{B_\omega}{K_1} = B_\omega \omega_f, \quad (2.25)$$

Sendo que, $\omega_f = 2\pi f$ e f é a frequência fundamental da rede elétrica.

Como por exemplo, considerando a banda passante do algoritmo de adaptação igual a um décimo da frequência da rede, isto é,

$$B_\omega = (1/10)\omega_f, \quad (2.26)$$

então $k_1 \cong 14.213$.

Portanto, o algoritmo de adaptação de frequência pode ser resumido como:

$$\hat{\omega} = \omega_f + \frac{k_1}{s} \left(1 - \|\mathbf{v}_{sc-f}\|^2 \right). \quad (2.27)$$

O algoritmo de adaptação de frequência referente a equação (2.27) pode ser comparado com um algoritmo do tipo Gradiente fazendo-se a seguinte analogia. Da equação (2.27) pode-se escrever que:

$$\left(\overset{\circ}{\hat{\omega}} \right) = k_1 \left(1 - \|\mathbf{v}_{sc-f}\|^2 \right), \quad (2.28)$$

pois $\omega_f = cte$ e conseqüentemente $\overset{\circ}{\omega}_f = 0$.

De (2.28) observa-se que esta possui características de um identificador do Gradiente [172, 173], onde k_1 é o ganho do identificador, $\left(1 - \|\mathbf{v}_{sc-f}\|^2 \right)$ é o erro associado ao identificador e o sinal forçante é igual ao valor unitário.

Caso ocorram variações de frequência da rede os parâmetros dos filtros passa-baixas são atualizados. No caso em questão foi definida uma faixa de variação de frequência entre 57,5 Hz e 62,5 Hz, a qual se encontra acima da variação de frequência recomendada pelas Normas IEC 61000-2-2 e IEC 60034-3. Em termos práticos foram definidas tabelas (*look-up tables*) de valores pré-definidos relativos aos coeficientes das matrizes **G**, **H** e **C**. Cada conjunto de coeficientes foi armazenado na memória de programa do DSP, considerando uma variação de 0,5 Hz dentro da faixa entre 57,5 Hz e

62,5 Hz. Por exemplo, se a frequência da rede variar para a frequência de 62,5 Hz ($\omega_f=392,5$ rad/s), então, o algoritmo, estimará esta frequência ($\hat{\omega}=392,5$ rad/s) e, automaticamente, atualizará os parâmetros para esta nova frequência, ou seja, os coeficientes das matrizes **G**, **H** e **C** dos filtros-passa baixas LPF_1 , LPF_2 e LPF_3 .

No intuito de verificar o desempenho do método de sincronização *NPSF* proposto e do algoritmo de adaptação de frequência dentro da faixa de captura de frequência, com relação aos sinais de sincronização obtidos, resultados de simulação são apresentados a seguir, considerando diferentes condições de operação das tensões da rede elétrica.

2.2.1.5 Resultados de Simulação

Com o objetivo de verificar o desempenho do método de sincronização proposto em termos dos sinais de sincronização, ou seja, em relação aos sinais de seno e co-seno obtidos por este método, este foi implementado em um processador de sinais digitais de aritmética de ponto fixo TMS320F2812. O tempo de execução do método *NPSF* somando-se a este, a aquisição, vetor pré-programado e do algoritmo de adaptação de frequência foi de aproximadamente 6,5 μ s de tempo de CPU. Este tempo que permite a operação deste método em frequência de amostragem até 40 kHz, o que contempla grande parte das aplicações em Eletrônica de Potência atuais.

Resultados de simulação foram realizados utilizando diretamente o emulador do DSP TMS320F2812 para realizar os ensaios, tendo em vista a necessidade de análise em regime permanente senoidal e em regime transitório do método *NPSF*. Este emulador apresenta resultados muito próximo a casos relativos a uma implementação prática. A simulação foi realizada a partir de vetores das tensões de linha v_{ab} e v_{bc} previamente gravados na memória de dados, com frequência de amostragem de 40 kHz, com representação no formato Q₂₂.

2.2.1.5.1. Comportamento em Regime Permanente

Considerando a operação do método *NPSF* em regime permanente senoidal quatro tipos de ensaio distintos com relação às tensões da rede foram realizados como será descrito a seguir.

- a) Ensaio com tensões de linha da rede equilibradas;
- b) Ensaio com tensões de linha da rede com harmônicos;
- c) Ensaio com tensões de linha da rede desequilibradas;
- d) Ensaio com tensões de linha da rede desequilibradas e com harmônicos.

2.2.1.5.1.1 Caso a – Ensaio com Tensões de Linha da Rede Equilibradas

A Figura 2. 8 mostra resultados de simulação das tensões de linha da rede v_{ab} e v_{bc} normalizadas, em condição de equilíbrio, com fator de desequilíbrio (TD_v) de 0% e $THD_v=0\%$. A Figura 2. 9 apresenta a tensão v_{ca} e a norma referente à equação (2. 13). Os sinais de tensão de fase em coordenadas estacionárias $\alpha\beta$ são apresentados na Figura 2. 10, os quais são formados somente por componentes de seqüência positiva. A Figura 2. 11 apresenta os sinais seno (figura superior) e co-seno (figura inferior), gerados pelo método *NPSF*.

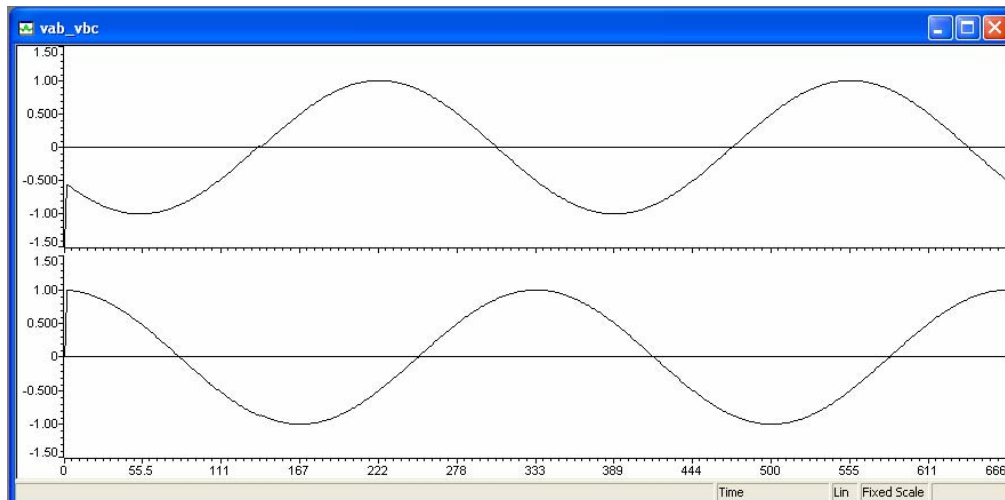


Figura 2. 8 – Tensões de linha v_{ab} e v_{bc} em p.u. a partir de simulação no DSP.

Escala Horizontal: Amostras. Escala vertical: tensões de linha normalizadas.

Pela Figura 2.11 é possível observar que, os sinais de seno e co-seno apresentam amplitudes máximas unitárias e defasagem de 90° graus entre os sinais e sem distorções harmônicas, conforme mostrado na Figura 2. 12 relativa ao espectro harmônico do sinal seno.

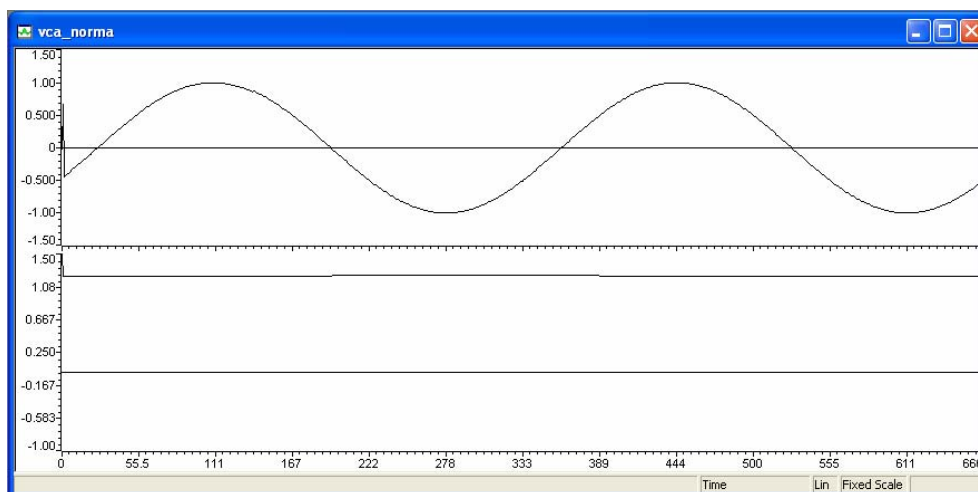


Figura 2. 9 – Tensão de linha v_{ca} normalizada e norma a partir de simulação no DSP.

Escala Horizontal: Amostras. Escala vertical: grandezas normalizadas.

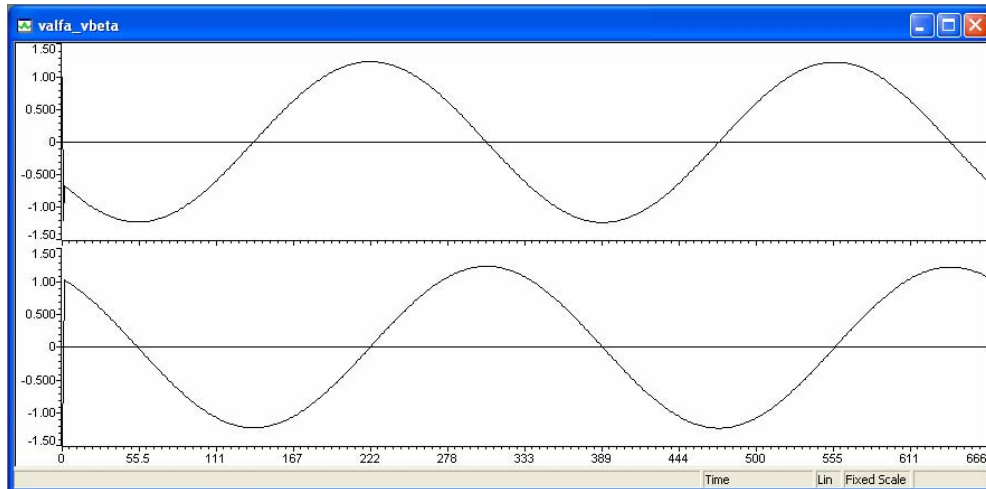


Figura 2. 10 – Tensões de fase v_{α} e v_{β} obtidas a partir do método *NPSF* simulado no DSP.

Escala Horizontal: Amostras. Escala vertical: v_{α} e v_{β} normalizadas.

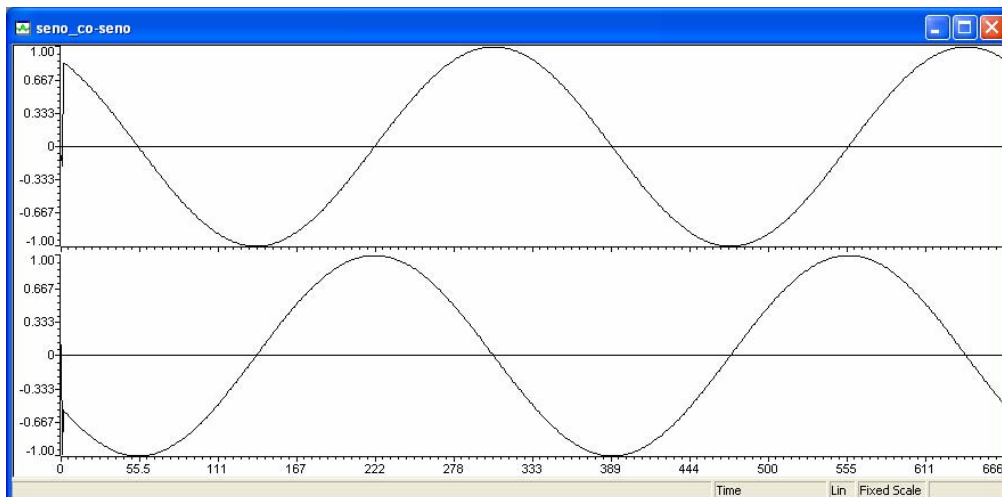


Figura 2. 11 – Seno e co-seno obtidos a partir do uso do método de sincronização *NPSF*, simulado no

DSP. Escala Horizontal: Amostras. Escala vertical: seno e co-seno normalizados

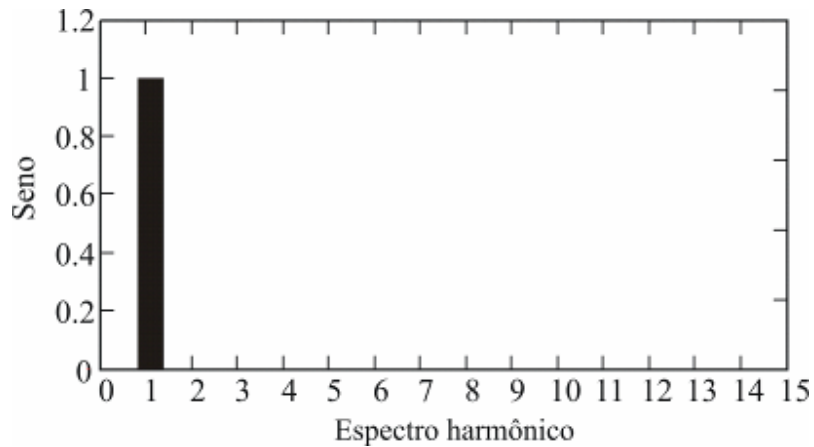


Figura 2. 12 – Espectro harmônico do sinal seno da figura 2.11, obtido através do método *NPSF* com $THD_v=0\%$. Escala Horizontal: Harmônicos. Escala vertical: seno normalizado.

2.2.1.5.1.2 Caso b – Tensões de Linha da Rede com Harmônicos

Na Figura 2. 13 é possíveis observar os resultados relacionados às tensões de linha da rede v_{ab} e v_{bc} normalizadas, em condição em que estas se apresentam equilibradas e com distorções harmônicas, ou seja, com $TD_v=0\%$ e $THD_v=7,6\%$. As distorções harmônicas são constituídas pela 5ª, 7ª, 11ª, 13ª e 17ª harmônicas, sendo que, estas distorções harmônicas estão acima do máximo valor de distorção harmônica total recomendada pela Norma *IEEE Std. 519-1992* para tensões no ponto de conexão comum (*PCC*) para concessionárias de energia elétrica. A Figura 2. 14 apresenta a tensão v_{ca} e a norma referente à equação (2. 13). Os sinais de tensão de fase em coordenadas estacionárias $\alpha\beta$ são apresentados na Figura 2. 15, os quais são formados somente por componentes de seqüência positiva na frequência fundamental. A Figura 2. 16 apresenta os sinais seno (figura superior) e co-seno (figura inferior), gerados pelo método *NPSF*, onde é possível observar que estes não apresentam distorções harmônicas, o que demonstra o bom desempenho do método proposto, conforme mostrado na Figura 2. 17 relacionado ao espectro harmônico do sinal seno. Tais distorções poderiam surgir

provenientes dos harmônicos nas tensões de linha da rede caso fossem usados os métodos que não contemplem este distúrbio, conforme apresentado em [16].

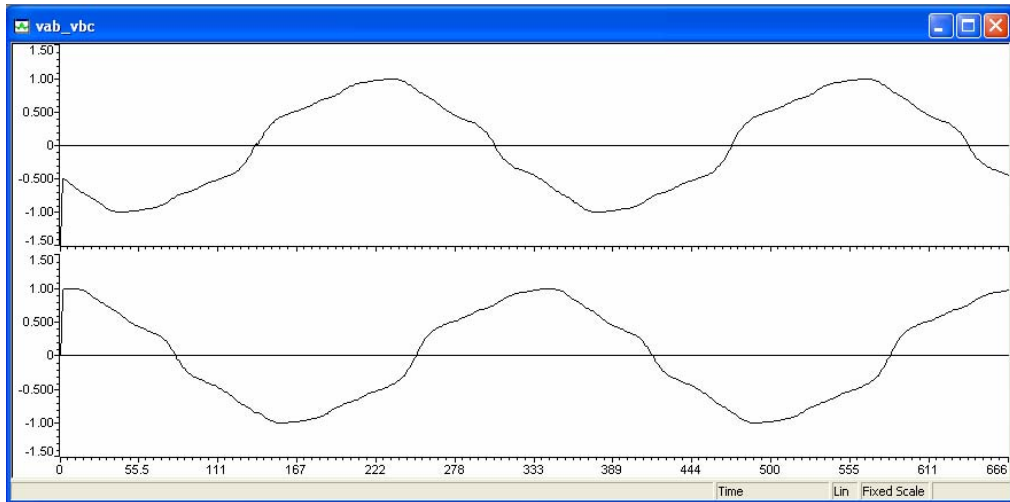


Figura 2. 13 – Tensões de linha v_{ab} e v_{bc} em p.u. a partir de simulação no DSP.

Escala Horizontal: Amostras. Escala vertical: tensões de linha normalizadas.

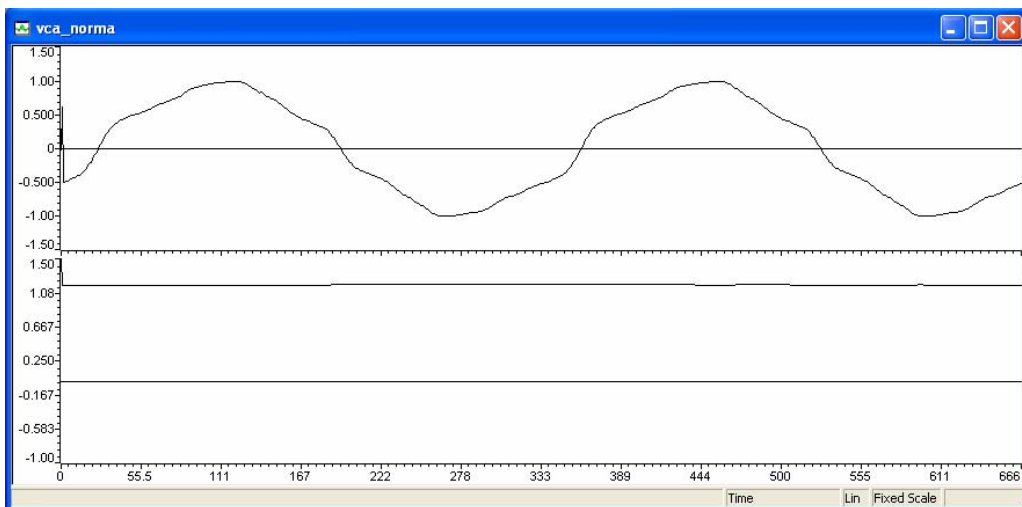


Figura 2. 14 – Tensão de linha v_{ca} em p.u. e norma a partir de simulação no DSP.

Escala Horizontal: Amostras. Escala vertical: tensões de linha normalizadas.

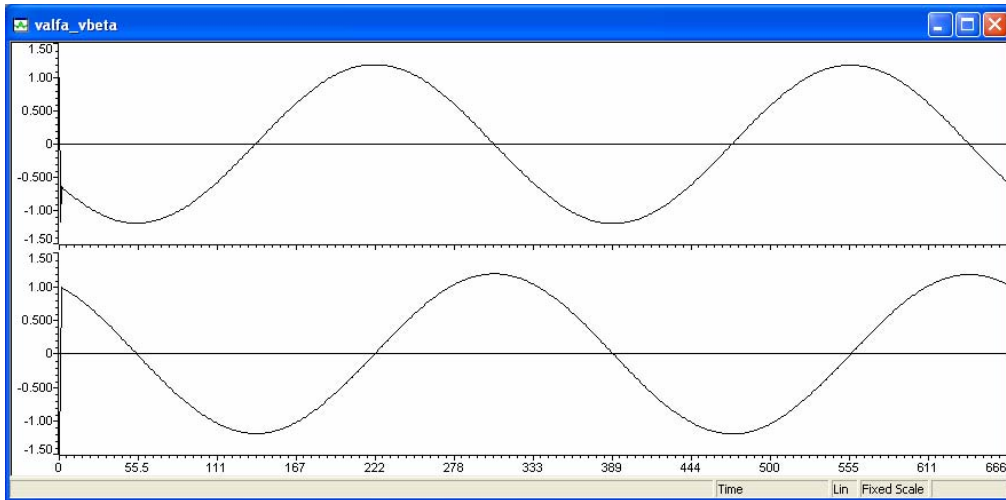


Figura 2. 15 – Tensões de fase v_{α} e v_{β} obtidas a partir do método *NPSF* simulado no DSP.
Escala Horizontal: Amostras. Escala vertical: v_{α} e v_{β} normalizadas.

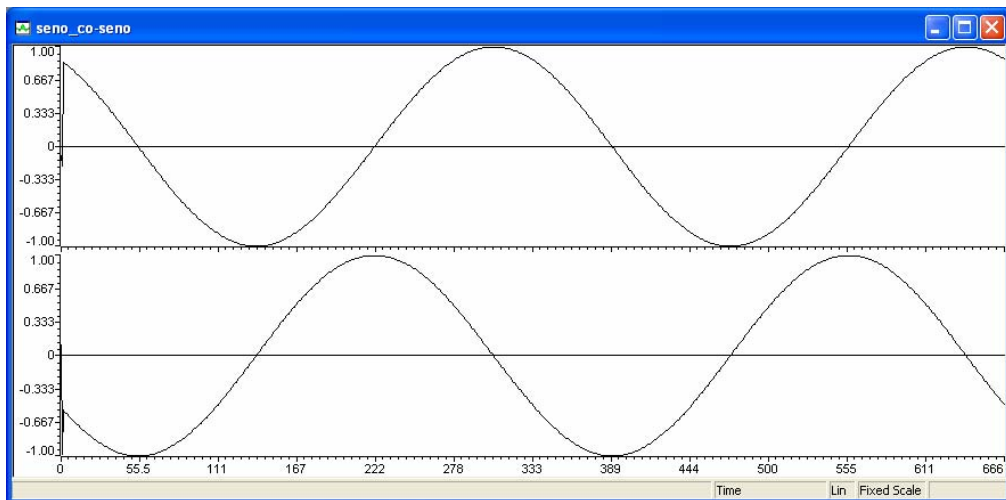


Figura 2. 16 – Seno e co-seno obtidos a partir do uso do método de sincronização *NPSF*, simulado no DSP. Escala Horizontal: Amostras. Escala vertical: seno e co-seno normalizados.

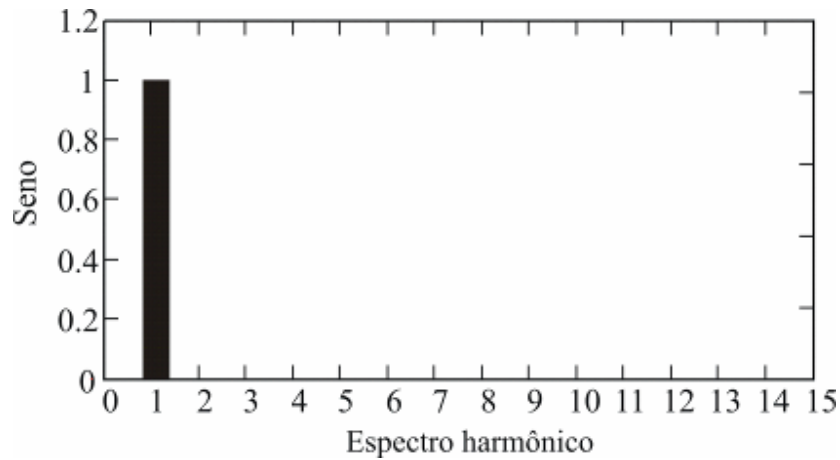


Figura 2. 17 – Espectro harmônico do sinal seno da figura 2.16, obtido através do método *NPSF* com $THD_v=0\%$. Escala Horizontal: Harmônicos. Escala vertical: seno normalizado.

2.2.1.5.1.3 Caso c – Tensões de Linha da Rede Desequilibradas

A Figura 2. 18 mostra resultados de simulação relativos às tensões de linha da rede v_{ab} e v_{bc} normalizadas em condição de desequilíbrio, com $TD_v=58\%$ e $THD_v=0\%$. A Figura 2. 19 apresenta a tensão v_{ca} e a norma. Os sinais de tensão de fase em coordenadas estacionárias $\alpha\beta$ são apresentados na Figura 2. 20. A Figura 2. 21 mostra os sinais seno e co-seno, onde é possível observar que, mesmo com elevados desequilíbrios os sinais de sincronização apresentam distorções harmônicas de ordem reduzida ($THD_v=1,4\%$), conforme mostrado na Figura 2. 22.

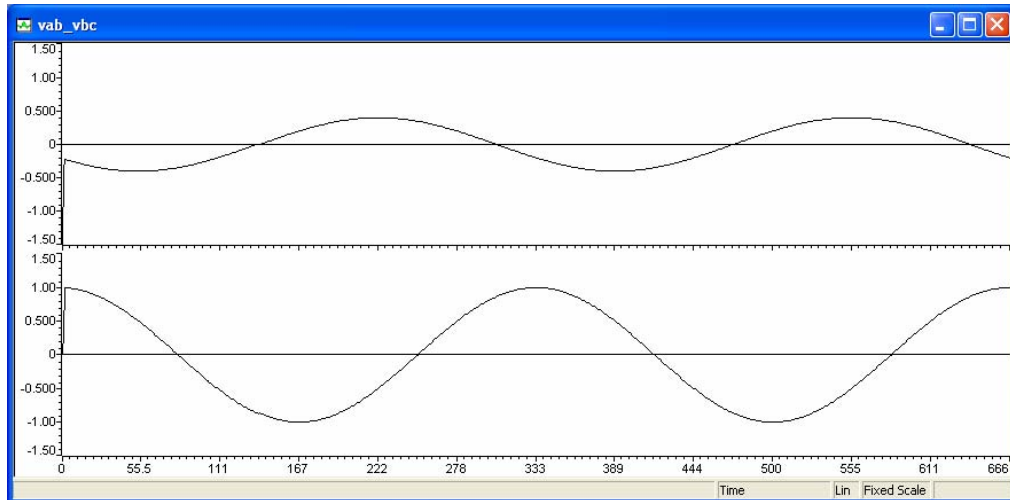


Figura 2. 18 – Tensões de linha v_{ab} e v_{bc} em p.u. a partir de simulação no DSP.

Escala Horizontal: Amostras. Escala vertical: tensões de linha normalizadas.

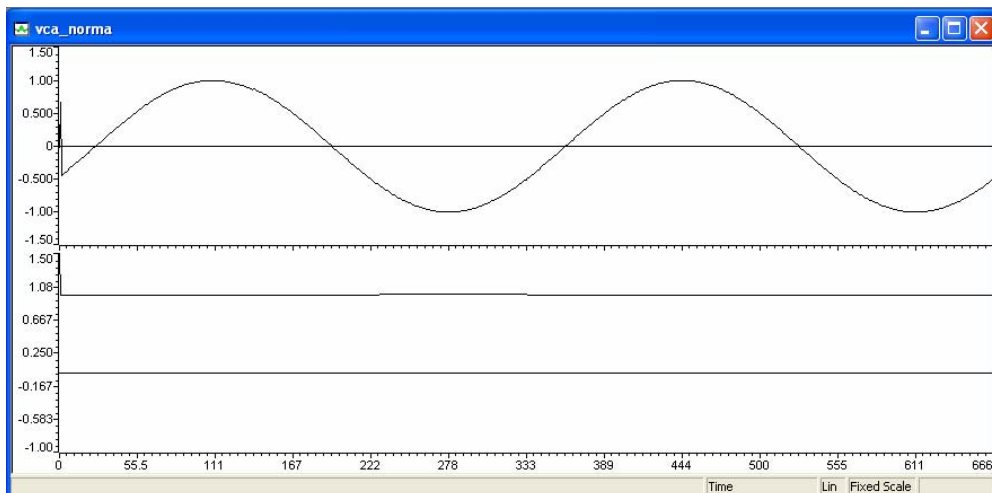


Figura 2. 19 – Tensão de linha v_{ca} em p.u. e norma a partir de simulação no DSP.

Escala Horizontal: Amostras. Escala vertical: grandezas normalizadas.

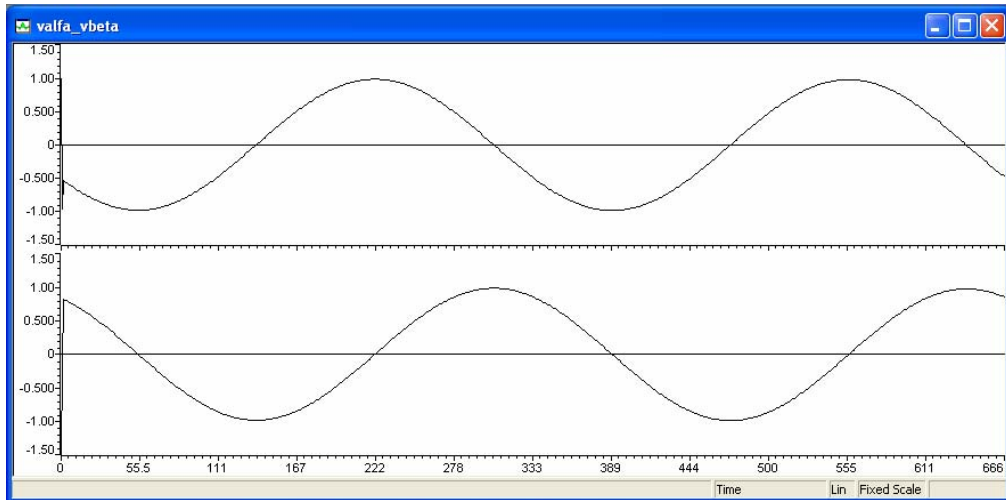


Figura 2. 20 – Tensões de fase v_{α} e v_{β} obtidas a partir do método *NPSF* simulado no DSP.

Escala Horizontal: Amostras. Escala vertical: v_{α} e v_{β} normalizadas.

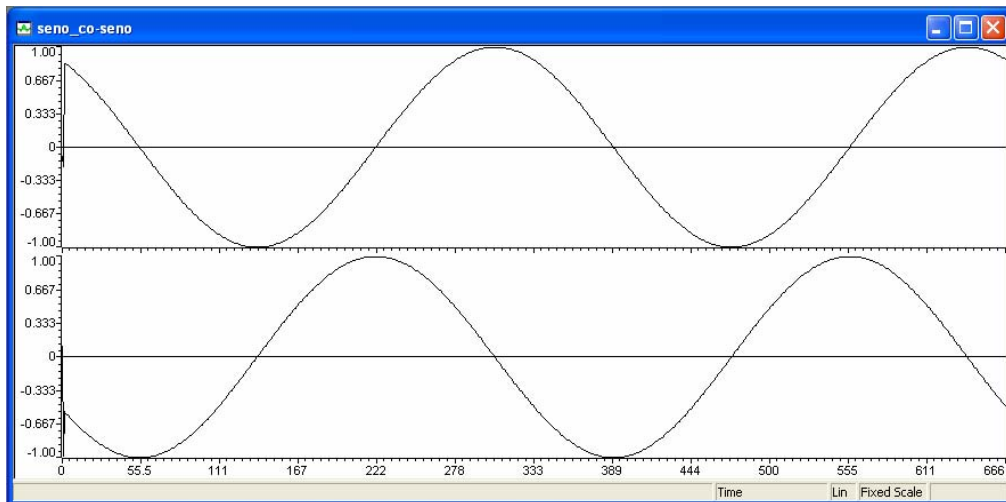


Figura 2. 21 – Seno e co-seno obtidos a partir do uso do método de sincronização *NPSF*, simulado no DSP.

Escala Horizontal: Amostras. Escala vertical: seno e co-seno normalizados.

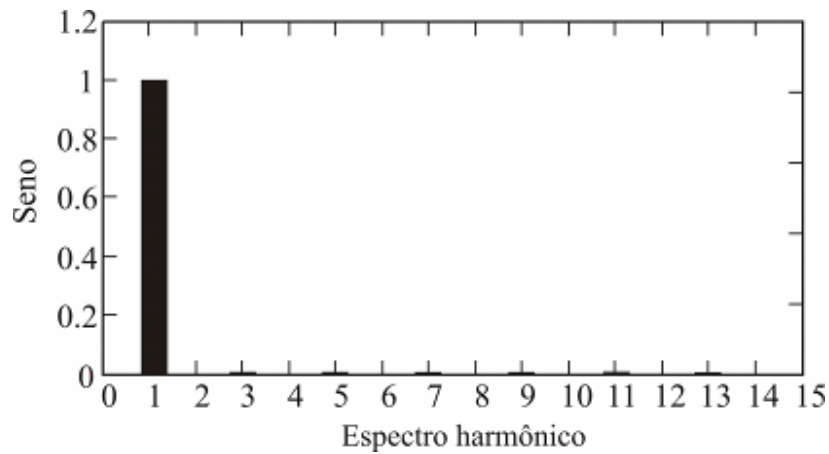


Figura 2. 22 – Espectro harmônico do sinal seno da figura 2.21, obtido através do método *NPSF* com $THD_v=1,4\%$. Escala Horizontal: Harmônicos. Escala vertical: seno normalizado.

2.2.1.5.1.4 Caso d – Tensões de Linha da Rede Desequilibradas e com Harmônicos

A Figura 2. 23 mostra resultados experimentais das tensões de linha da rede v_{ab} e v_{bc} normalizadas em condição de desequilíbrio e presença de distorções harmônicas, ou seja, $TD_v=58\%$, $THD_v=143\%$ (tensões v_{ab}) e $THD_v=56\%$ (tensões v_{bc} e v_{ca}). A tensão v_{ca} e a norma são apresentadas na Figura 2. 24. Os sinais de tensão de fase em coordenadas estacionárias $\alpha\beta$ são apresentados na Figura 2.25. A Figura 2.26 apresenta os sinais seno e co-seno, onde é possível observar que estes não apresentam distorções harmônicas significantes ($THD_v=1,5\%$), mesmo com desequilíbrio e distorções harmônicas elevados, conforme mostrado no espectro harmônico do seno na Figura 2. 27.

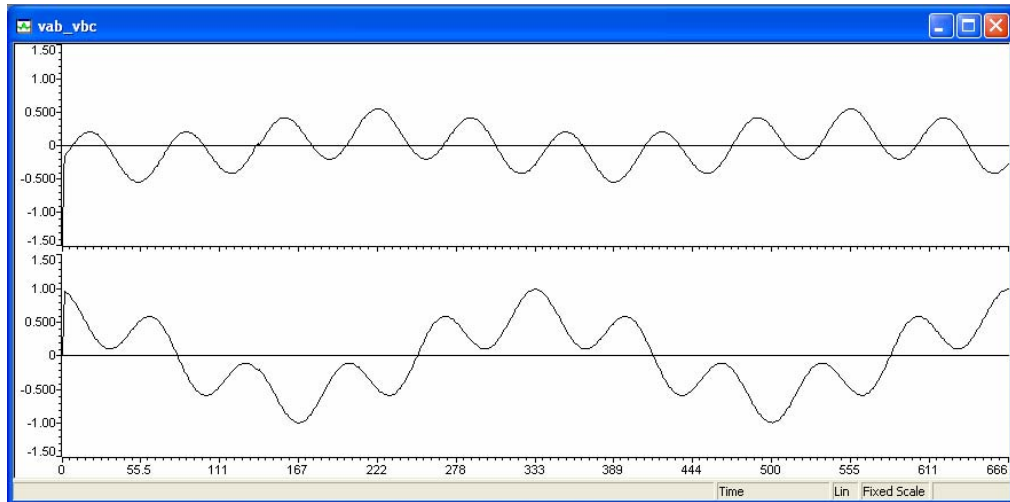


Figura 2. 23 – Tensões de linha v_{ab} e v_{bc} em p.u. a partir de simulação no DSP.
Escala Horizontal: Amostras. Escala vertical: tensões de linha normalizadas.

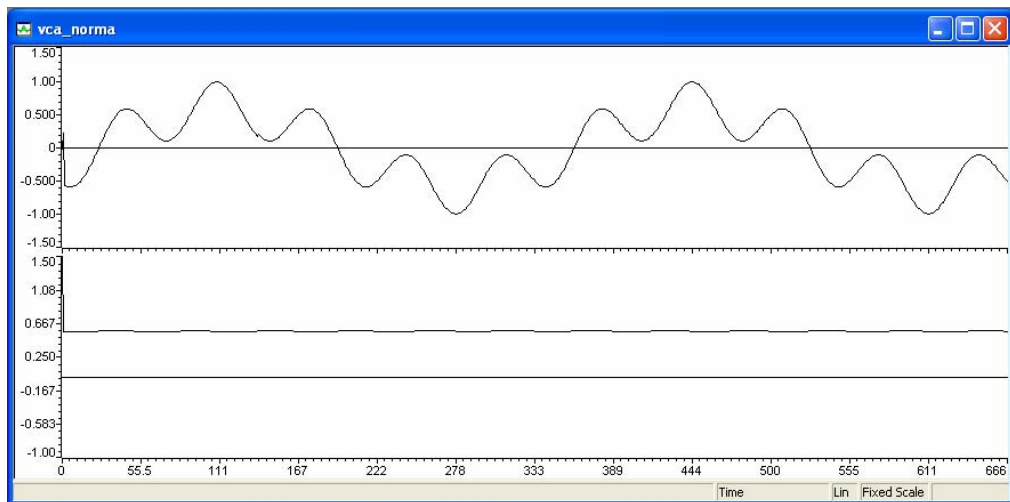


Figura 2. 24 – Tensão de linha v_{ca} em p.u. e norma a partir de simulação no DSP.
Escala Horizontal: Amostras. Escala vertical: tensões de linha normalizadas.

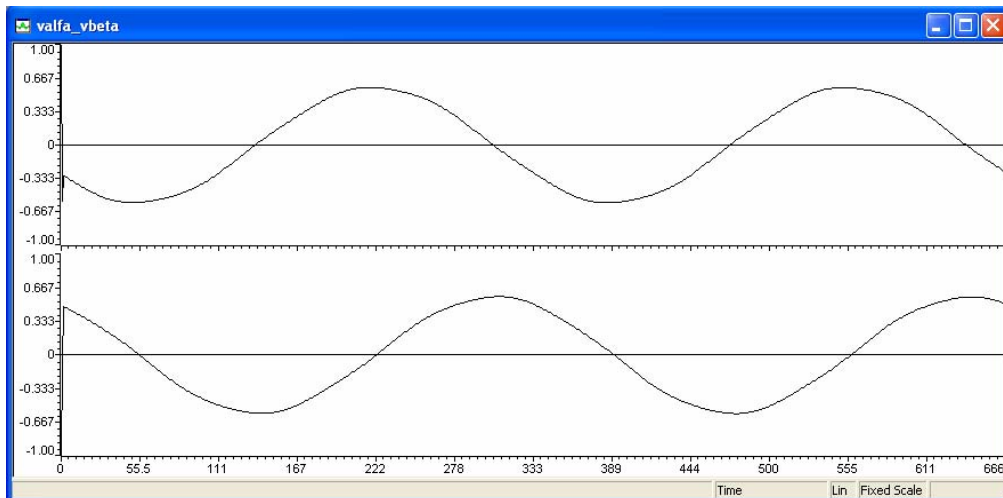


Figura 2. 25 – Tensões de fase v_{α} e v_{β} obtidas a partir do método *NPSF* simulado no DSP.

Escala Horizontal: Amostras. Escala vertical: v_{α} e v_{β} normalizadas.

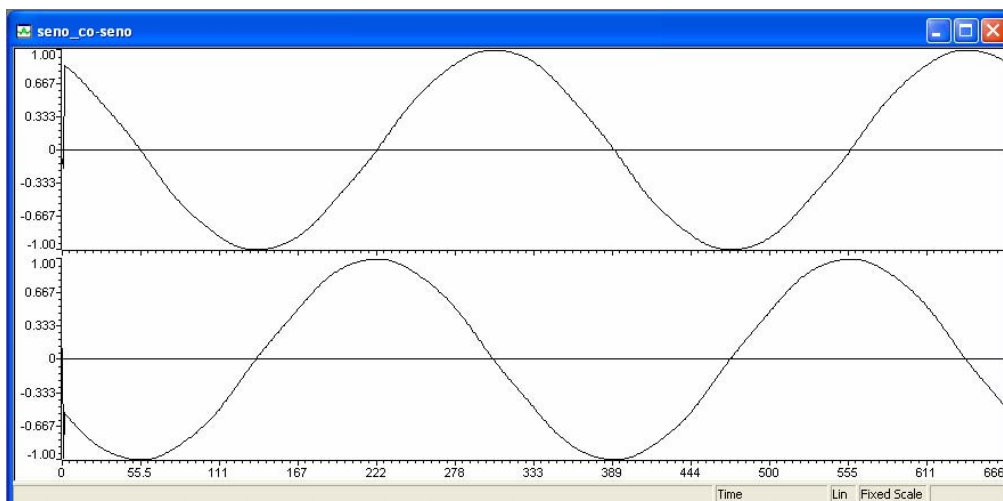


Figura 2. 26 – Seno e co-seno obtidos a partir do uso do método de sincronização *NPSF*, simulado no

DSP. Escala Horizontal: Amostras. Escala vertical: seno e co-seno normalizados.

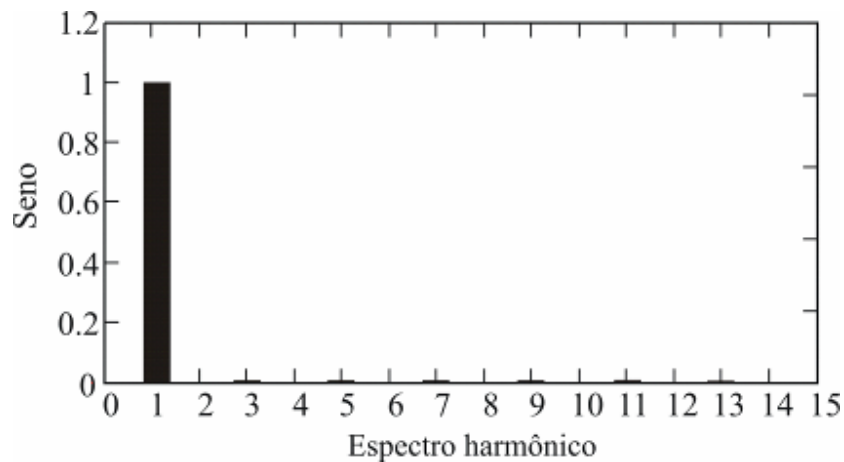


Figura 2. 27 – Espectro harmônico do sinal seno da figura 2.26, obtido através do método *NPSF* com $THD_v=1,5\%$. Escala Horizontal: Harmônicos. Escala vertical: seno normalizado.

2.2.1.5.2. Comportamento em Regime Transitório

A Figura 2. 28 apresenta resultados das tensões de linha da rede v_{ab} e v_{bc} normalizadas durante transitórios. No primeiro ciclo, as tensões da rede encontram-se equilibradas e sem distorções harmônicas, no segundo ciclo ocorre um afundamento de tensão (*sag*) na fase v_{bc} caracterizando um $TD_v=58\%$ e no terceiro ciclo de rede as tensões apresentam além do $TD_v=58\%$ um $THD_v=7,6\%$. É possível verificar pela Figura 2. 29, que os sinais de sincronização não apresentaram significantes distorções em regime transitório sob ambos os distúrbios (desequilíbrios e distorções harmônicas) nas tensões da rede.

A Figura 2. 30a mostra o comportamento transitório da ação de controle relativa ao algoritmo de adaptação de frequência. Um degrau de frequência de 5 Hz de 57,5 a 62,5 Hz é aplicado no instante igual a 0,252 s nas tensões da rede do sistema. O tempo de acomodação é menor que 1,6 ciclos de rede. A Figura 2.30b mostra o comportamento transitório com um degrau de frequência de 5Hz de 62,5 a 57,5 Hz. O tempo de acomodação é menor que 1,8 ciclos de rede, como pode ser visto no comportamento

transitório da ação de controle do algoritmo de adaptação de frequência, onde é possível visualizar um ciclo limite na estimação de frequência.

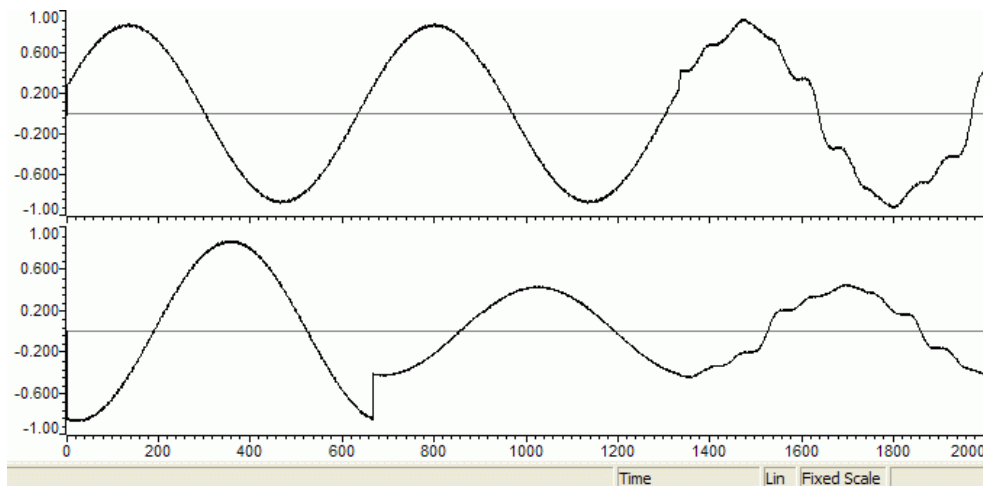


Figura 2. 28 – Tensões de linha v_{ab} e v_{bc} da rede normalizadas. Primeiro ciclo tensões equilibrada e sem distorção. Segundo ciclo tensões com $TD_v=58\%$. Terceiro ciclo tensões da rede com $TD_v=58\%$ e $THD_v=7,5\%$. Escala Horizontal: Amostras. Escala vertical: tensões de linha normalizadas.

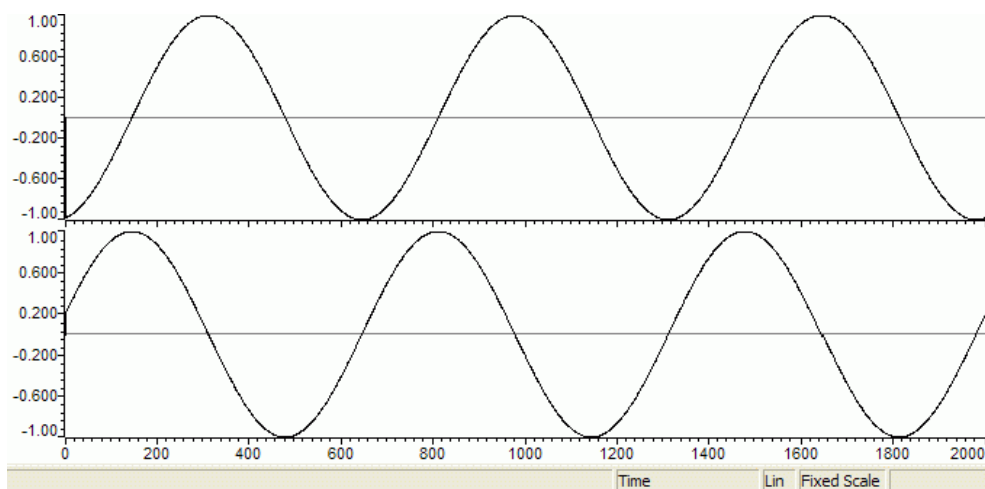


Figura 2. 29 – Seno e co-seno obtidos a partir do uso do método de sincronização *NPSF*, sob operação em regime transitório. Escala Horizontal: Amostras. Escala vertical: seno e co-seno normalizados.

Este ciclo limite é resultado do número limitado de matrizes, relativas aos coeficientes dos filtros passa-baixas armazenadas no DSP. Entretanto, este fato não caracteriza um problema grave na implementação realizada, visto que, uma interpolação numérica pode ser utilizada para solucionar esta questão. A Figura 2. 31 apresenta o comportamento do sinal de sincronização seno durante este degrau de frequência.

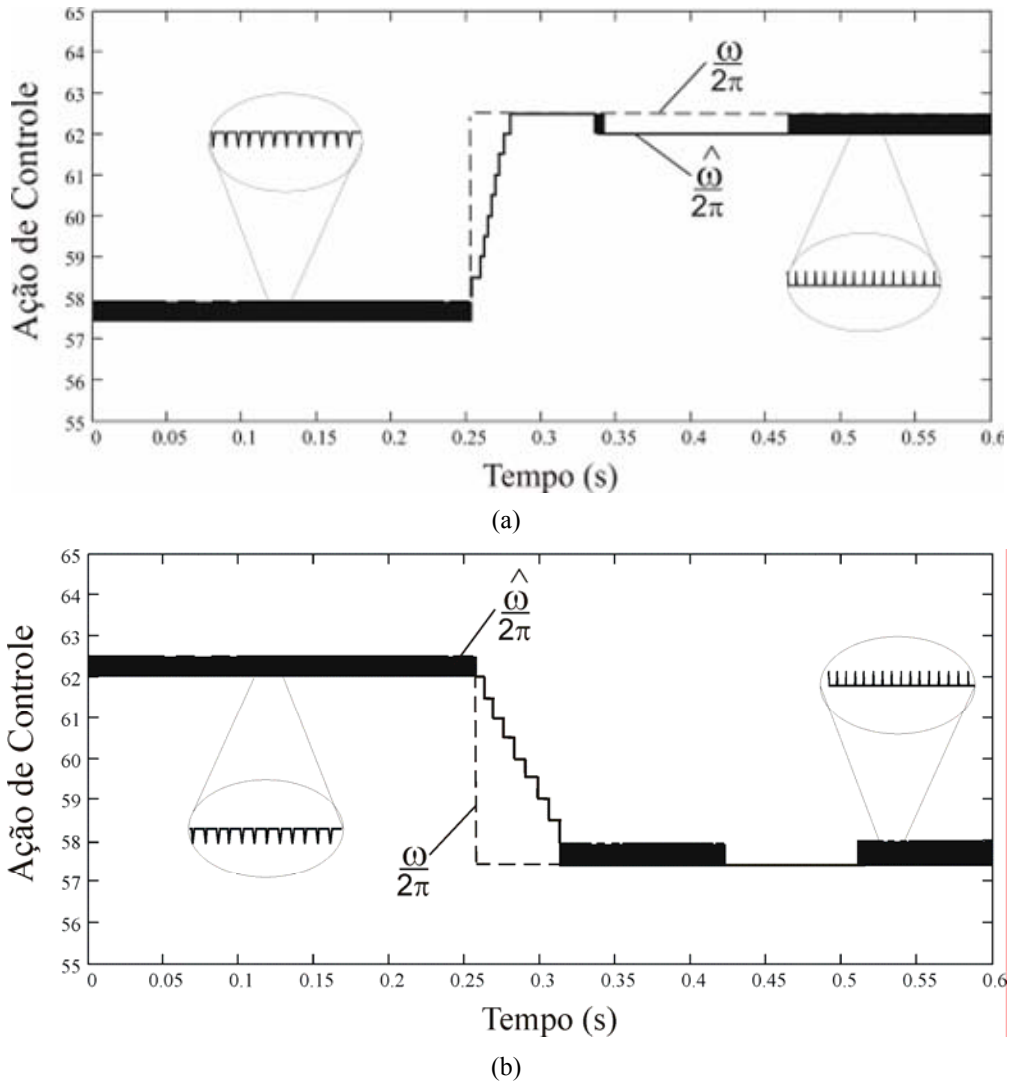


Figura 2. 30 – Ação de controle do algoritmo de adaptação de frequência. (a) Degrau de frequência de 5 Hz (entre 57,5 Hz e 62,5 Hz). (b) Degrau de frequência de 5 Hz (entre 62,5 Hz e 57,5 Hz). Escala Horizontal: Tempo (s). Escala vertical: ação de controle em números relativos à frequência em Hz.

A Figura 2. 32 apresenta o comportamento transitório a partir da ocorrência de um degrau de frequência. Observa-se nesta figura que um degrau de 5 Hz é aplicado nas tensões de linha da rede em um período $t=13$ ms. É possível verificar que a sobrelevação no erro de fase, introduzido pelo ângulo de estimação de fase, é menor que 5° e reduz-se a zero em menos de 150 ms. Este tempo de acomodação para o exemplo proposto é menor que o tempo obtido pelo uso dos outros métodos de sincronização em malha aberta, conforme é mostrado na literatura em [6] e ligeiramente maior que o método em malha fechada apresentada em [16].

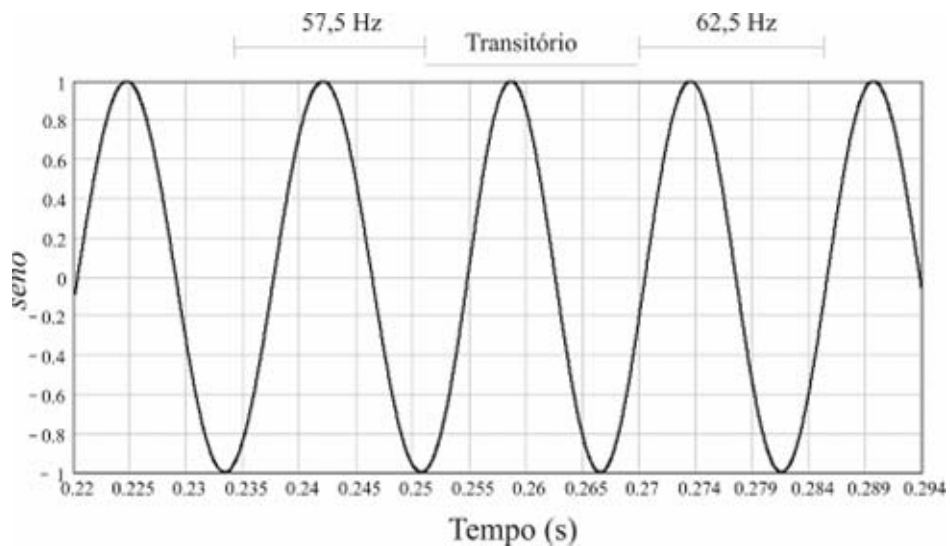


Figura 2. 31 – Comportamento transitório do seno sob degrau de frequência de 5 Hz (entre 57,5 Hz e 62,5 Hz). Escala Horizontal: Tempo (s) Amostras. Escala vertical: seno e co-seno normalizados.

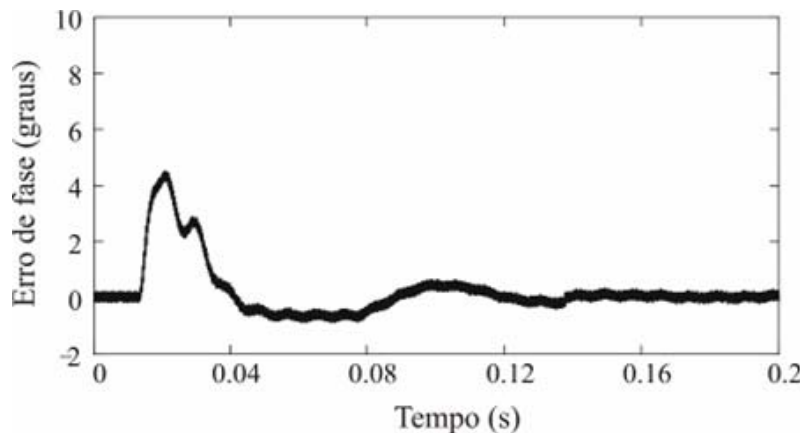


Figura 2. 32 – Comportamento transitório do erro de fase relativo ao método de sincronização *NPSF* durante um degrau de frequência de 5 Hz nas tensões de linha em $t=13$ ms.

Já a Figura 2. 33 mostra o comportamento transitório do erro de fase durante um degrau de fase, como por exemplo, um *phase jump* [20], de 10° nas tensões de linha em $t=13$ ms, que pode ser ocasionado, por desligamentos ou religamentos de cargas. A sobrelevação do erro de fase é de 10° , sendo menor que o de outros métodos em malha aberta [6], reduzindo-se a zero em um tempo de acomodação menor que 100 ms.

A Figura 2. 34 mostra o transitório de fase devido a um afundamento de tensão (*sag*) de 50% nas tensões de linha v_{ab} e v_{bc} em $t=13$ ms. O erro de fase possui uma sobrelevação menor que 4° e reduz o erro de fase a zero em 30 ms.

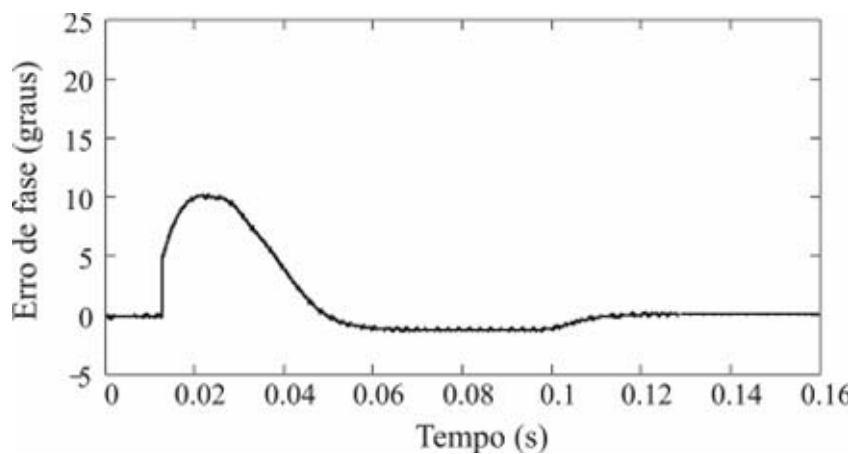


Figura 2. 33 – Comportamento transitório do erro de fase relativo ao método de sincronização *NPSF* durante um degrau de fase de 10° nas tensões de linha em $t=13$ ms.

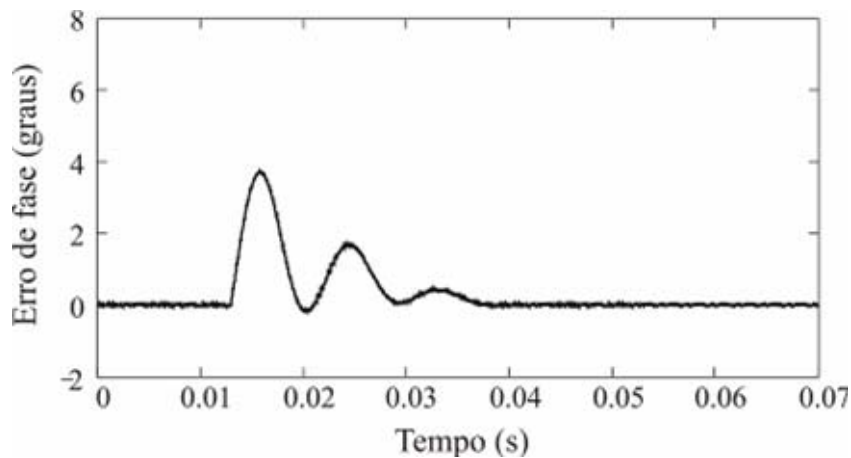


Figura 2. 34 – Comportamento transitório do erro de fase relativo ao método de sincronização *NPSF* durante um *sag* de $TD_v=50\%$ nas tensões de linha v_{ab} e v_{bc} em $t=13$ ms.

2.2.1.6 Resultados Experimentais

Com o intuito de verificar experimentalmente o desempenho do método *NPSF*, em termos de distorções nos sinais de sincronização, vários ensaios foram realizados. Estes são semelhantes aos ensaios apresentados na seção de resultados de simulação relativos aos casos *a*, *b*. Para os ensaios relativos aos casos *c*, *d* foi utilizado uma fonte de potência CA (*AC power source*) desenvolvida nos laboratórios do GEPOC da UFSM [170]. Além destes, outros ensaios foram estabelecidos para verificar o desempenho do método.

2.2.1.6.1 Ensaio *a* – Tensões de Linha da Rede Equilibradas e sem Distorções

A Figura 2.35 mostra as tensões de linha da rede elétrica no *PCC* com um desequilíbrio na ordem $TD_v=1,88\%$ e $THD_v=1,29\%$, nesta condição as tensões da rede do sistema se comportam muito próximas como a definida no caso *a* da seção 2.2.5.1. A Figura 2.36 apresenta os sinais de tensão v_{ab} e v_{bc} normalizados adquiridos pelo

conversores analógico-digitais do DSP TMS320F2812. A Figura 2. 37 exibe a tensão v_{ca} e a norma definida na equação (2. 13). Os sinais de tensão de fase em coordenadas estacionárias $\alpha\beta$ são apresentados na Figura 2. 38, os quais apresentam somente a componente de seqüência positiva e sem harmônicos. A Figura 2. 39 apresenta os sinais do seno e co-seno obtidos, onde pode-se observar que estes não apresentam distorções na sua forma de onda, conforme espectro harmônico do sinal seno apresentado na Figura 2. 40.

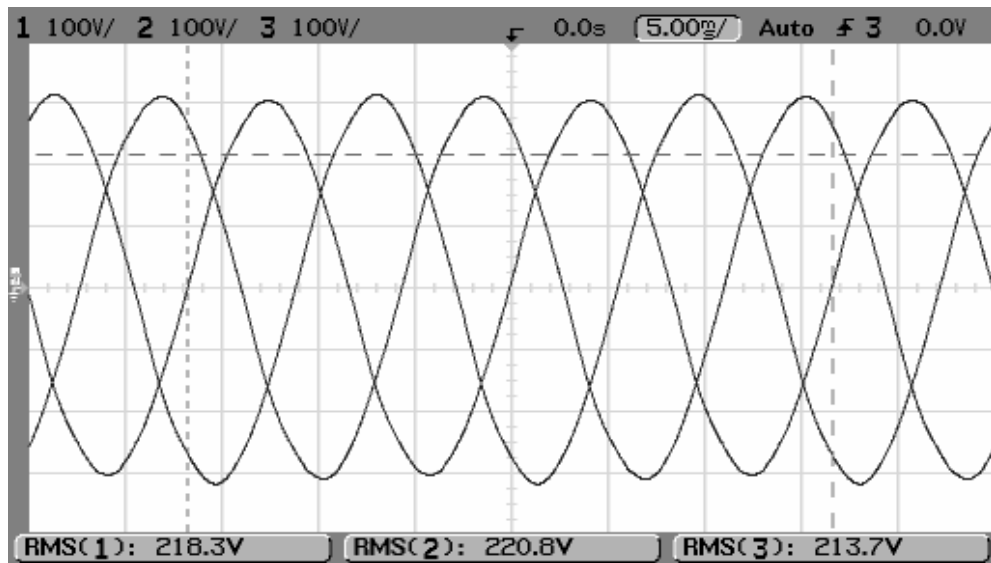


Figura 2. 35 – Tensões de linha v_{ab} , v_{bc} e v_{ca} da rede no PCC com $TD_v=1,88\%$ e $THD_v=1,29\%$. Escala Horizontal: 5ms/div. Escala vertical: tensões de linha 100V/div.

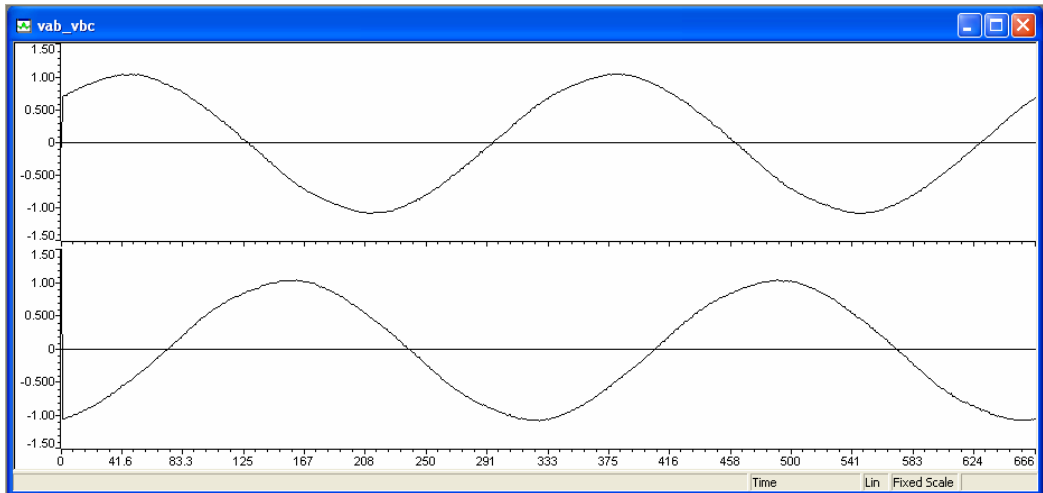


Figura 2. 36 – Tensões de linha v_{ab} e v_{bc} da rede em p.u. a partir da aquisição do DSP relacionada à figura 2.35. Escala Horizontal: Amostras. Escala vertical: tensões de linha em p.u.

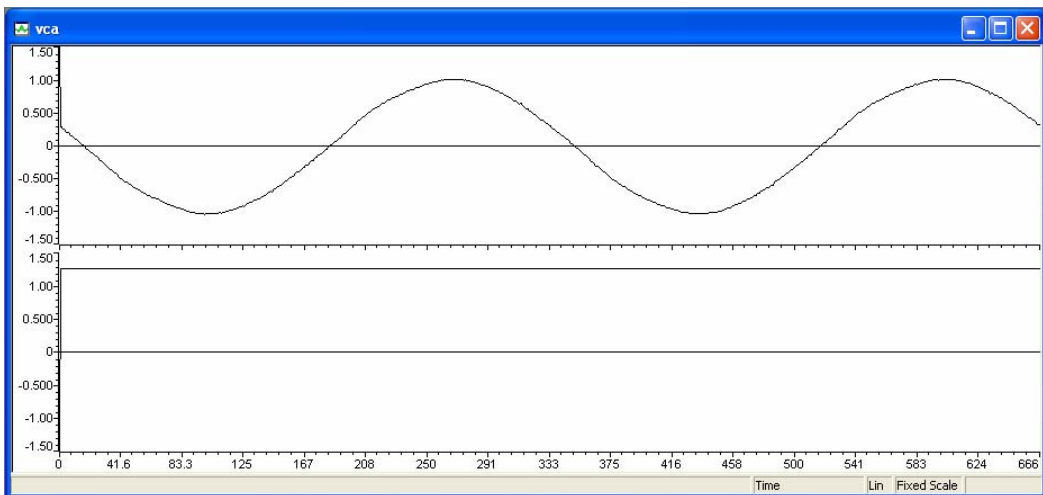


Figura 2. 37 – Tensão de linha v_{ca} da rede em p.u. e norma, a partir da aquisição do DSP relacionada a figura 2.35. Escala Horizontal: Amostras. Escala vertical: tensões de linha e norma em p.u.

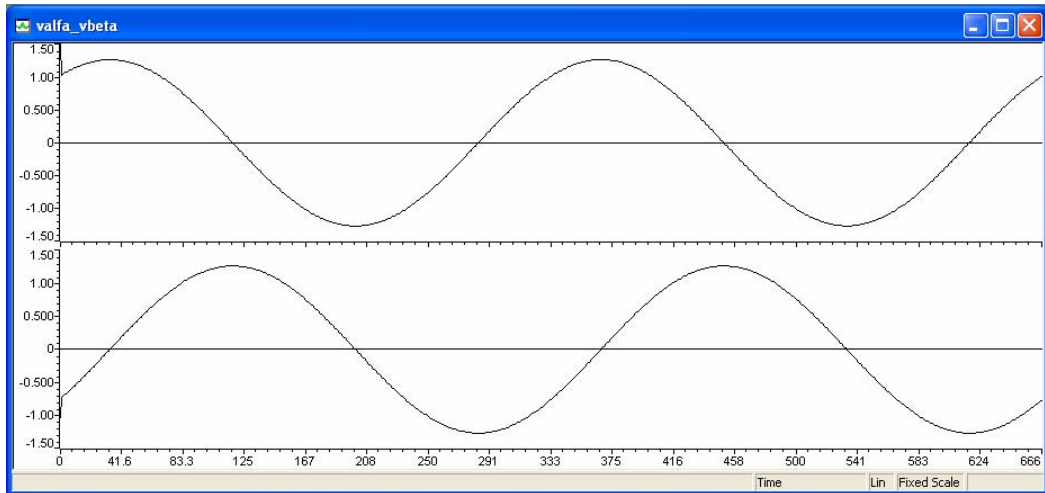


Figura 2. 38 – Tensões de fase v_{α} e v_{β} de seqüência positiva em p.u. Escala Horizontal: Amostras.
Escala vertical: tensões de fase v_{α} e v_{β} em p.u.

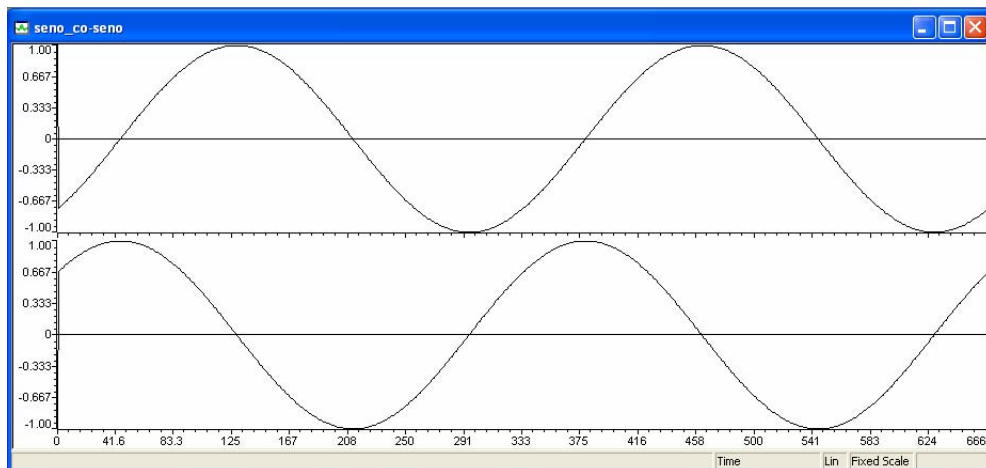


Figura 2. 39 – Seno e co-seno obtidos a partir do uso do método de sincronização *NPSF*, relacionado as condições das tensões do sistema no *PCC* dadas na figura 2.35. Escala Horizontal: Amostras.
Escala vertical: seno e co-seno.

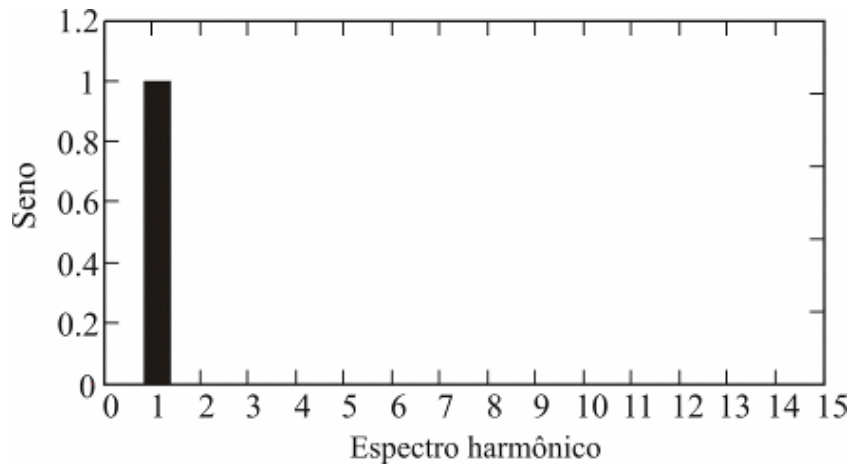


Figura 2. 40 – Espectro harmônico do sinal seno da figura 2.39, obtido através do método *NPSF* com $THD \cong 0\%$. Escala Horizontal: Harmônicos. Escala vertical: seno.

2.2.1.6.2 Ensaio *b* – Tensões de Linha da Rede Equilibradas e com Distorções

O segundo ensaio em regime permanente refere-se ao caso *b* da seção 2.2.1.5. A Figura 2. 41 mostra as tensões da rede com distorções nas tensões de linha, ou seja, $TD_v = 1,66\%$ e $THD_v = 7,61\%$, devido a inserção de um retificador trifásico não controlado no *PCC*. A Figura 2. 42 apresenta os sinais de tensão v_{ab} e v_{bc} em p.u. adquiridos pelo DSP. A Figura 2. 43 exibe a tensão v_{ca} e a norma definida na equação (2. 13). Os sinais de tensão de fase em coordenadas estacionárias $\alpha\beta$ são apresentados na Figura 2. 44, os quais apresentam somente a componente de seqüência positiva. A Figura 2. 45 apresenta os sinais do seno e co-seno obtidos, onde pode-se observar que estes não apresentam distorções significativas ($THD = 0,1\%$), conforme espectro harmônico do sinal seno apresentado na Figura 2. 46.

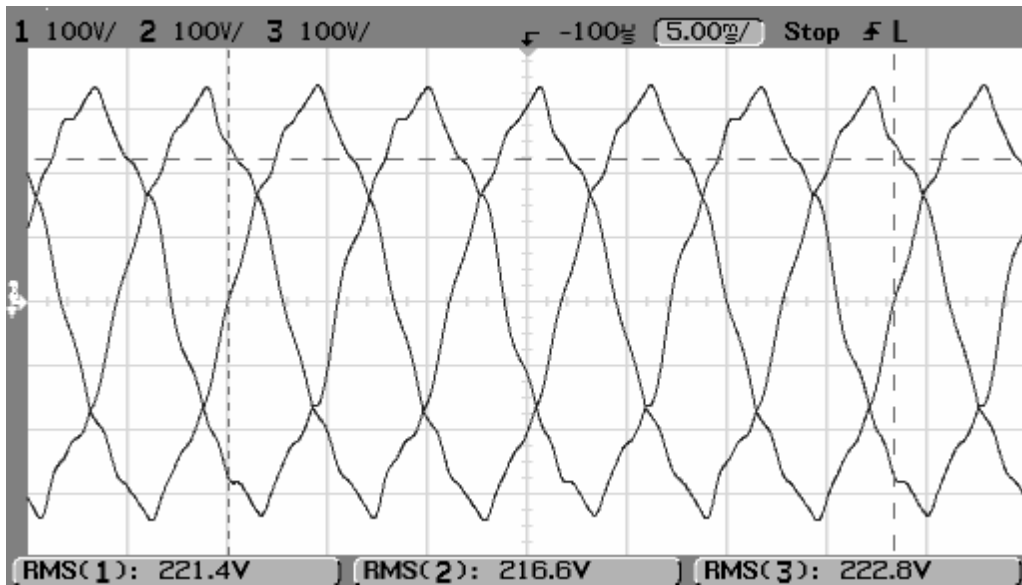


Figura 2. 41 – Tensões de linha v_{ab} , v_{bc} e v_{ca} da rede no PCC com $TD_v=1,66\%$ e $THD_v=7,61\%$.
Escala Horizontal: 5ms/div. Escala vertical: tensões de linha 100V/div.

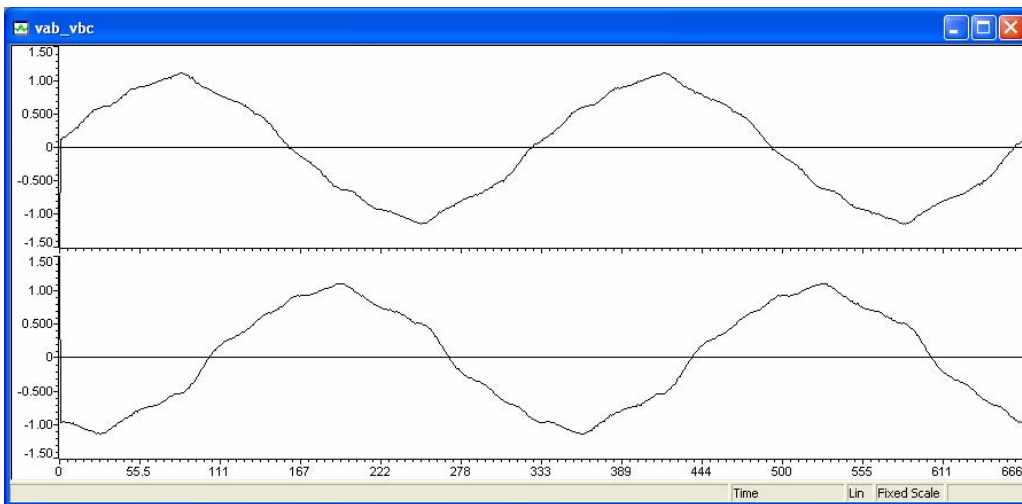


Figura 2. 42 – Tensões de linha v_{ab} e v_{bc} da rede em p.u., a partir da aquisição do DSP relacionada à figura 2.41. Escala Horizontal: Amostras. Escala vertical: tensões de linha em p.u.

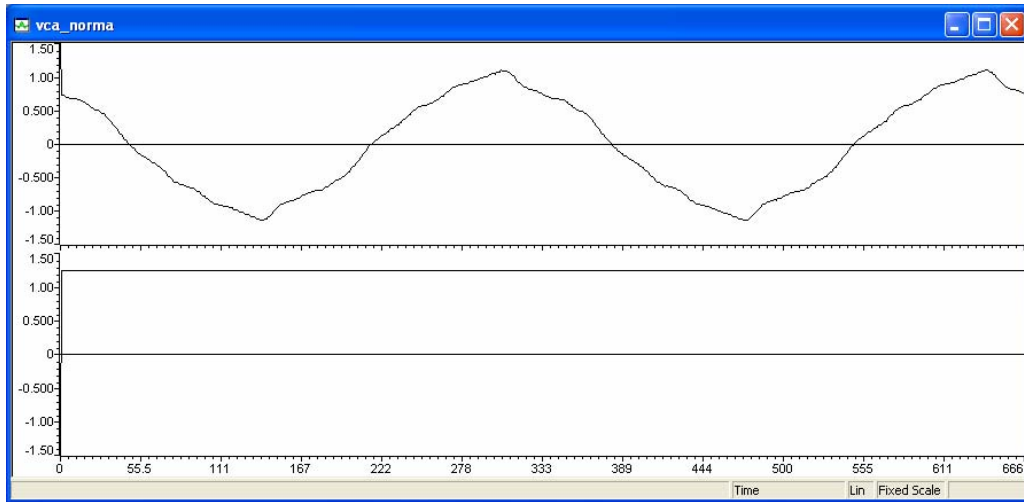


Figura 2. 43 – Tensão de linha v_{ca} da rede em p.u. e norma, a partir da aquisição do DSP relacionada a figura 2.41. Escala Horizontal: Amostras. Escala vertical: tensões de linha em p.u e norma.

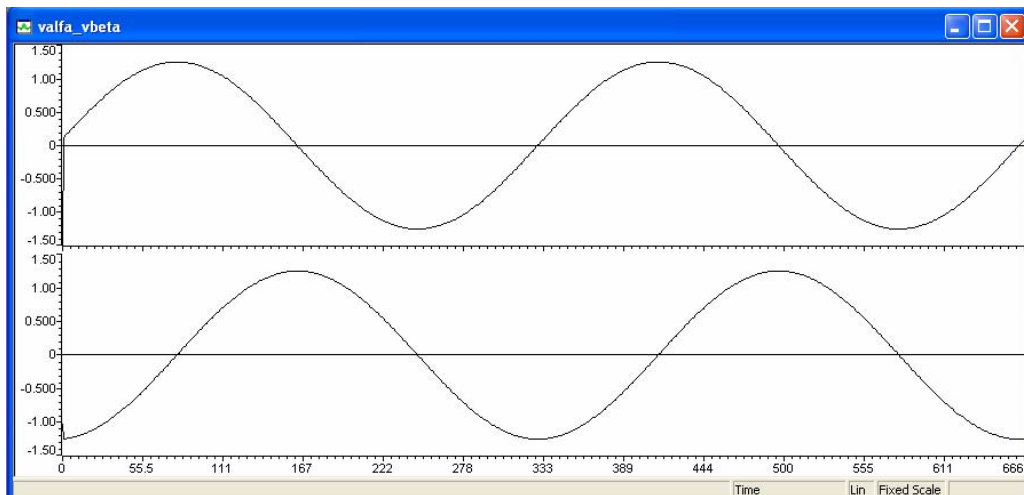


Figura 2. 44 – Tensões de fase v_{alfa} e v_{beta} de seqüência positiva em p.u. Escala Horizontal: Amostras. Escala vertical: tensões de fase v_{alfa} e v_{beta} em p.u.

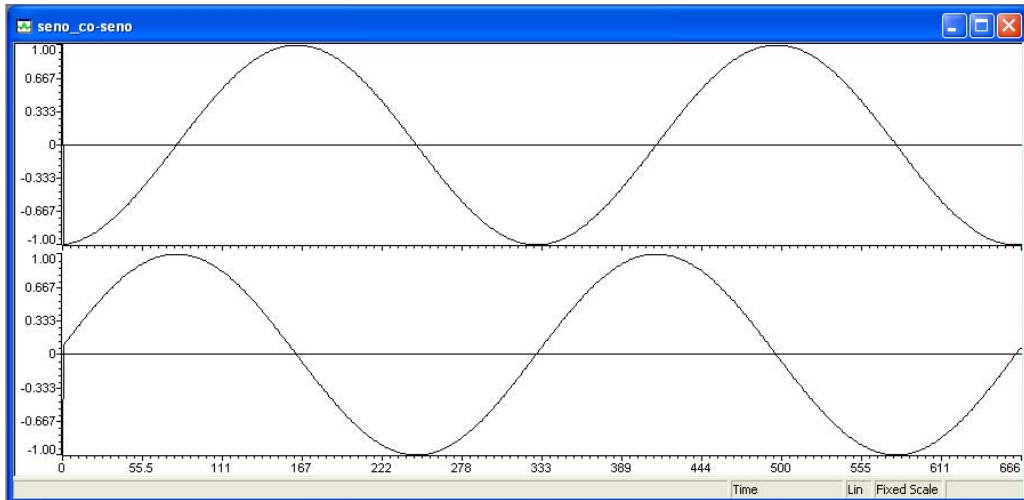


Figura 2. 45 – Seno e co-seno obtidos a partir do uso do método de sincronização *NPSF*, relacionado às condições das tensões do sistema no *PCC* dadas na figura 2.41. Escala Horizontal: Amostras.

Escala vertical: seno e co-seno em p.u.

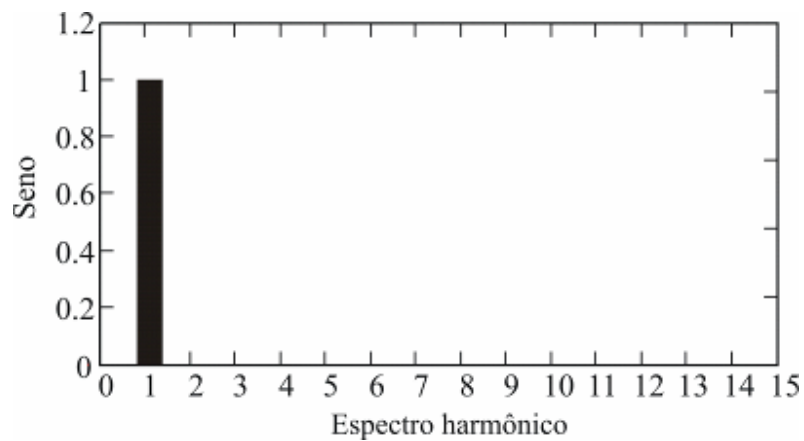


Figura 2. 46 – Espectro harmônico do sinal seno da figura 2.45, obtido através do método *NPSF* com $THD=0,1\%$. Escala Horizontal: Harmônicos. Escala vertical: seno.

Para os demais ensaios foi utilizada uma fonte de potência CA como já comentado anteriormente.

2.2.1.6.3 Ensaio c – Tensões de Linha da Rede Desequilibradas

O terceiro ensaio em regime permanente refere-se ao caso *c* da seção 2.2.1.5. A Figura 2. 47 apresenta as tensões da rede com distorções nas tensões de linha, ou seja, $TD_v=58,2\%$ e $THD_v=4,2\%$. A Figura 2. 48 e Figura 2. 49 exibem os sinais de tensão v_{ab} , v_{bc} , v_{ca} e da norma adquiridos pelo DSP respectivamente, os quais apresentam ruído nas medidas devido a utilização da fonte de potência CA. Os sinais de tensão de fase em coordenadas estacionárias $\alpha\beta$ são mostrados na Figura 2. 50. A Figura 2. 51 apresenta os sinais do seno e co-seno obtidos, onde pode-se observar que estes não apresentam distorções significativas ($THD_v=1,58\%$), conforme espectro harmônico do sinal seno apresentado na Figura 2. 52. Observa-se a partir destes resultados uma boa correspondência entre os resultados de simulação e experimental, somente com a diferença da presença de ruído nos resultados experimentais gerado pela fonte CA utilizada.

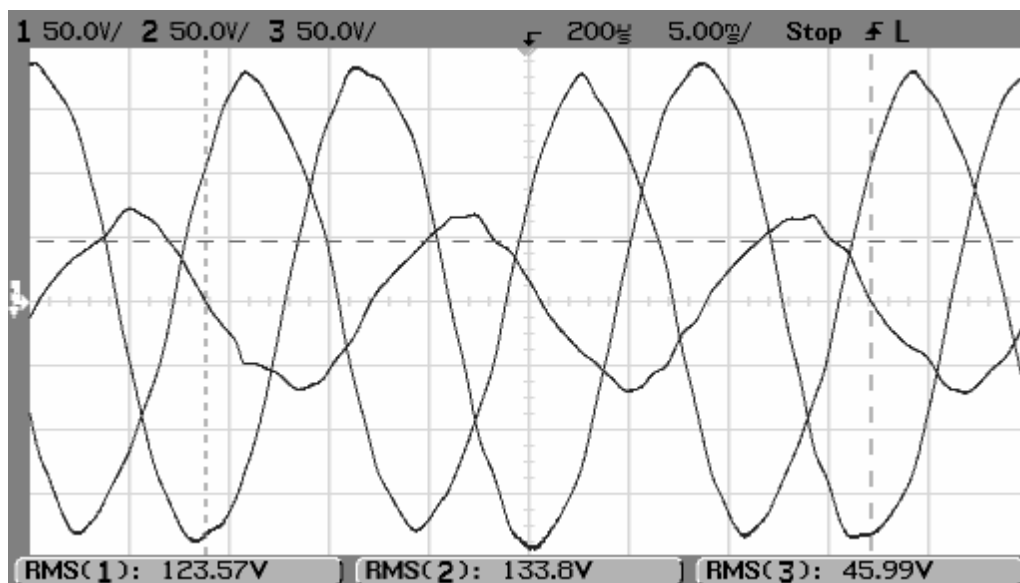


Figura 2. 47 – Tensões de linha v_{ab} , v_{bc} e v_{ca} da rede no PCC com $TD_v=58,2\%$ e $THD_v=4,2\%$. Escala Horizontal: 5ms/div. Escala vertical: tensões de linha 50V/div.

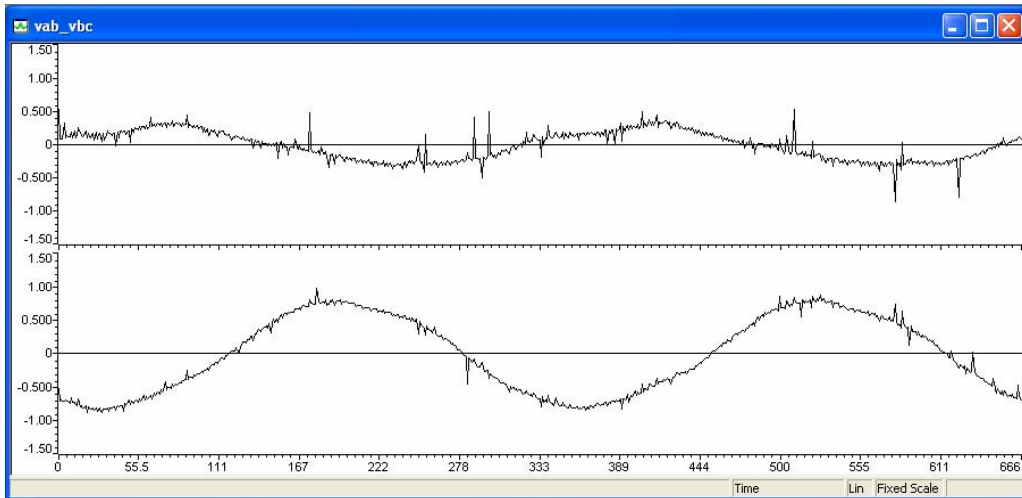


Figura 2. 48 – Tensões de linha v_{ab} e v_{bc} da rede em p.u. a partir da aquisição do DSP relacionada à figura 2.47. Escala Horizontal: Amostras. Escala vertical: tensões de linha em p.u.

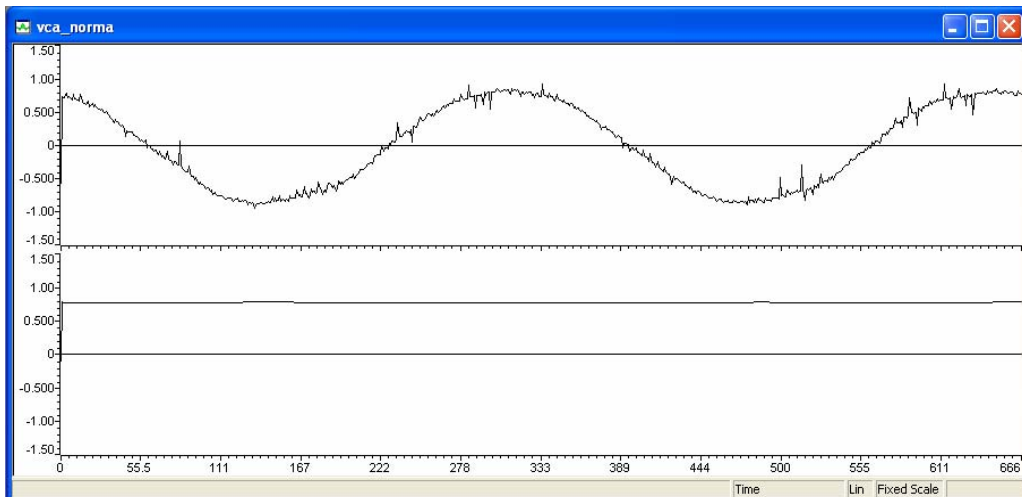


Figura 2. 49 – Tensão de linha v_{ca} da rede em p.u. e norma, a partir da aquisição do DSP relacionada a figura 2.47. Escala Horizontal: Amostras. Escala vertical: tensões de linha em p.u.e norma.

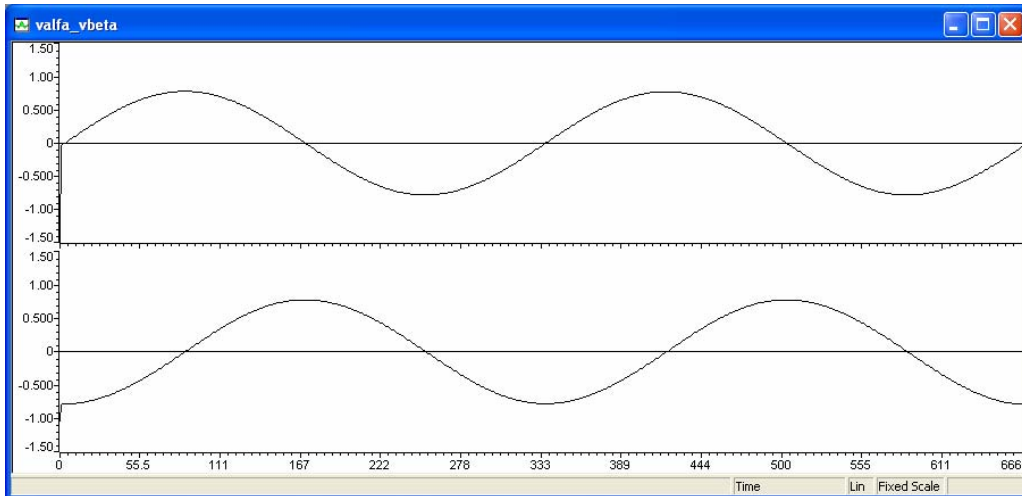


Figura 2. 50 – Tensões de fase v_{α} e v_{β} de seqüência positiva em p.u. Escala Horizontal: Amostras.
Escala vertical: tensões de fase v_{α} e v_{β} em p.u.

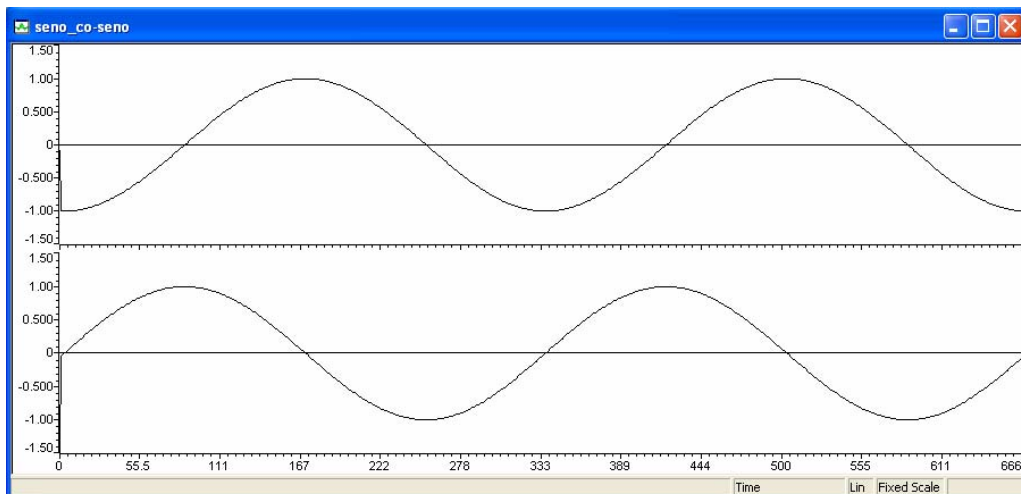


Figura 2. 51 – Seno e co-seno obtidos a partir do uso do método de sincronização *NPSF*, relacionado as condições das tensões do sistema no *PCC* dadas na figura 2.47. Escala Horizontal: Amostras.
Escala vertical: seno e co-seno.

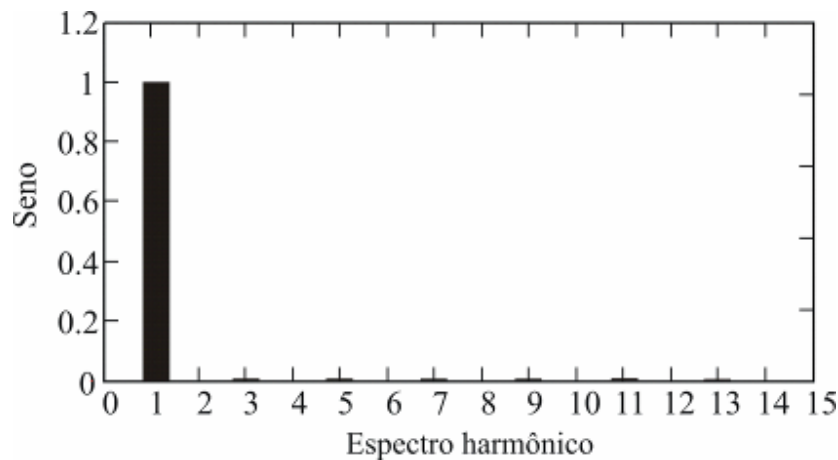


Figura 2. 52 – Espectro harmônico do sinal seno da figura 2.51, obtido através do método *NPSF* com $THD_v=1,58\%$. Escala Horizontal: Harmônicos. Escala vertical: seno.

2.2.1.6.4 Ensaio d – Tensões de Linha da Rede Desequilibradas e com Distorções

O quarto ensaio em regime permanente refere-se ao caso *d* da seção 2.2.1.5. A Figura 2. 53 apresenta as tensões da fonte CA com distorções nas tensões de linha, ou seja, $TD_v=58,2\%$ e $THD_v=143,02\%$ (v_{ab}), $THD_v=56,05\%$ (v_{bc} e v_{ca}). A Figura 2. 54 e Figura 2. 55 mostram os sinais de tensão v_{ab} , v_{bc} , v_{ca} e da norma adquiridos pelo DSP respectivamente. A Figura 2. 60 exhibe os sinais de tensão de fase em coordenadas estacionárias $\alpha\beta$. A Figura 2. 61 apresenta os sinais do seno e co-seno obtidos, onde pode-se observar que as distorções são pouco significativas se comparadas com as distorções e desequilíbrios presentes nas tensões do sistema. A Figura 2. 58 apresenta o espectro harmônico do sinal seno, no qual pode-se observar que a $THD_v=1,68\%$.

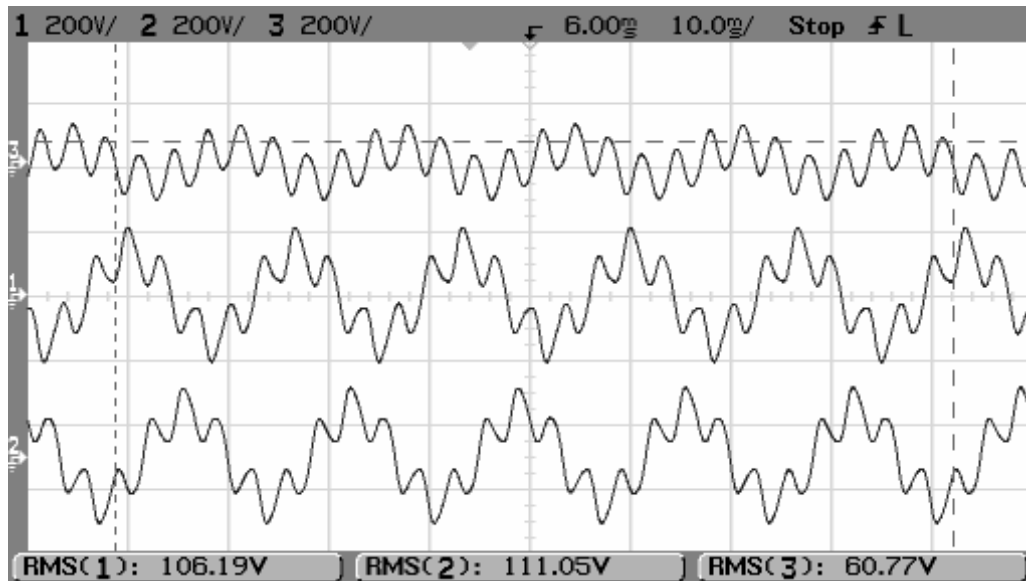


Figura 2. 53 – Tensões de linha v_{ab} , v_{bc} e v_{ca} da rede no PCC com $TD_v=58,2\%$ e $THD_v=143,02\%$ (v_{ab}), $THD_v=56,05\%$ (v_{bc} e v_{ca}). Escala Horizontal: 10 ms/div. Escala vertical: tensões de linha 200V/div.

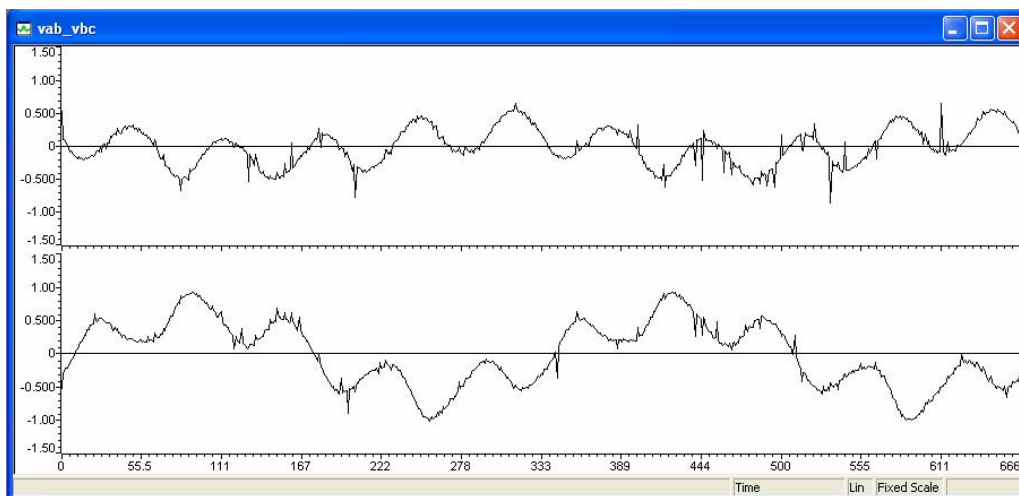


Figura 2. 54 – Tensões de linha v_{ab} e v_{bc} da rede em p.u. a partir da aquisição do DSP relacionada à figura 2.53. Escala Horizontal: Amostras. Escala vertical: tensões de linha em p.u.

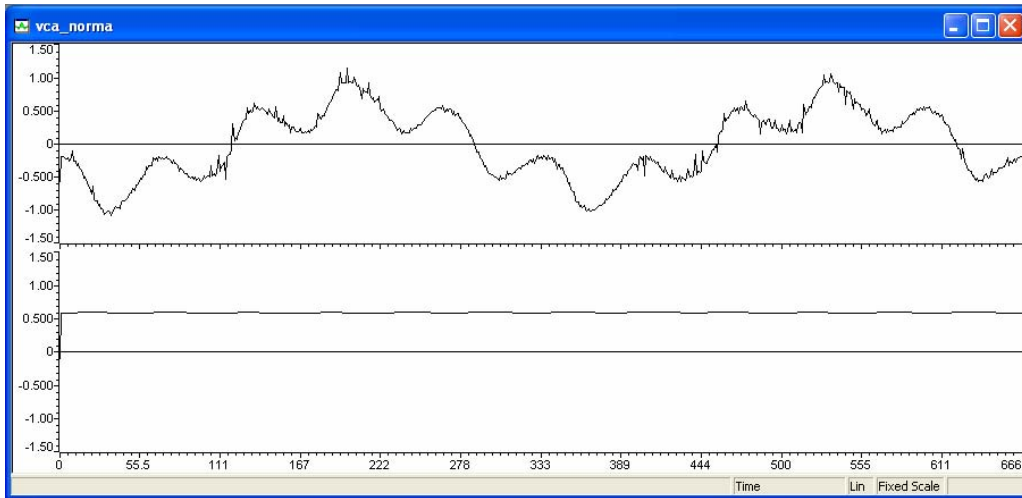


Figura 2. 55 – Tensão de linha v_{ca} da rede em p.u e norma, a partir da aquisição do DSP relacionada a figura 2.53. Escala Horizontal: Amostras. Escala vertical: tensões de linha e norma.

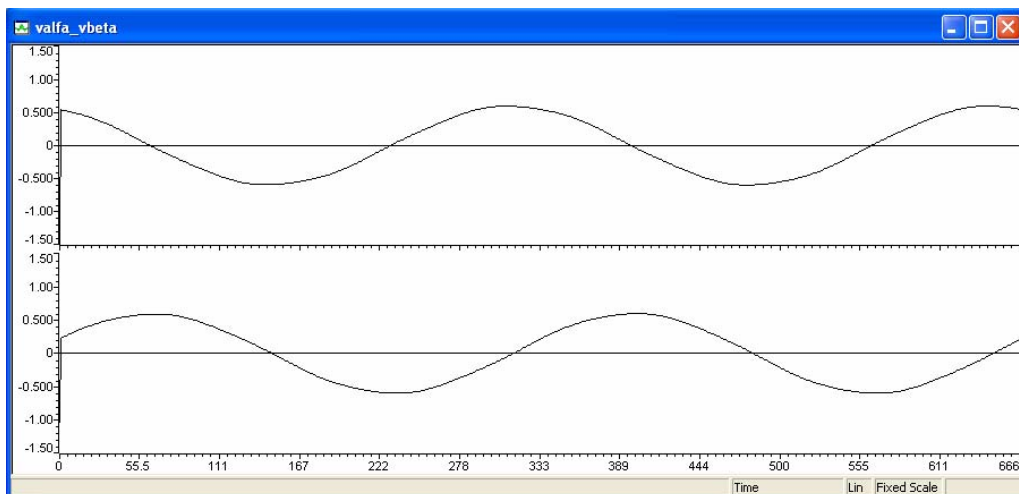


Figura 2. 56 – Tensões de fase v_{alfa} e v_{beta} de seqüência positiva em p.u. Escala Horizontal: Amostras. Escala vertical: tensões de fase v_{alfa} e v_{beta} em p.u.

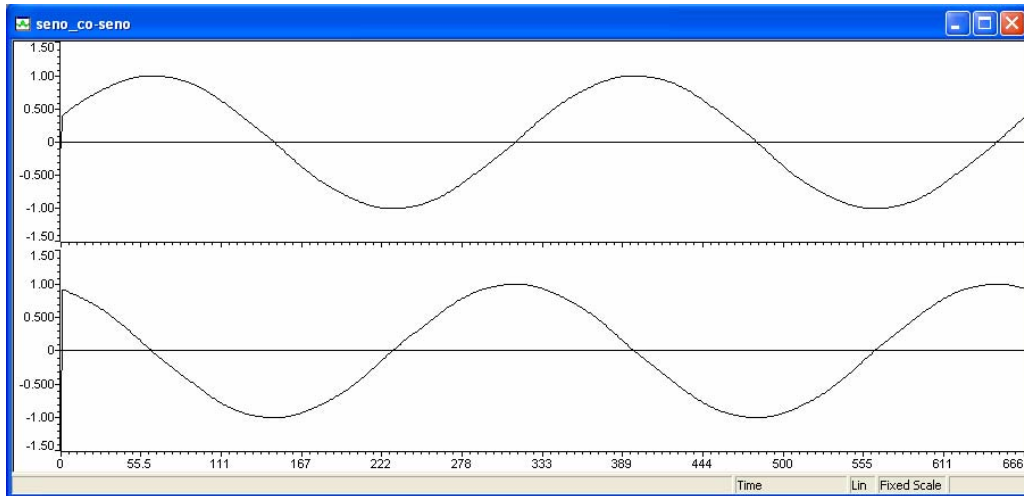


Figura 2. 57 – Seno e co-seno obtidos a partir do uso do método de sincronização *NPSF*, relacionado a condições das tensões do sistema no *PCC* dadas na figura 2.53. Escala Horizontal: Amostras.
Escala vertical: seno e co-seno.

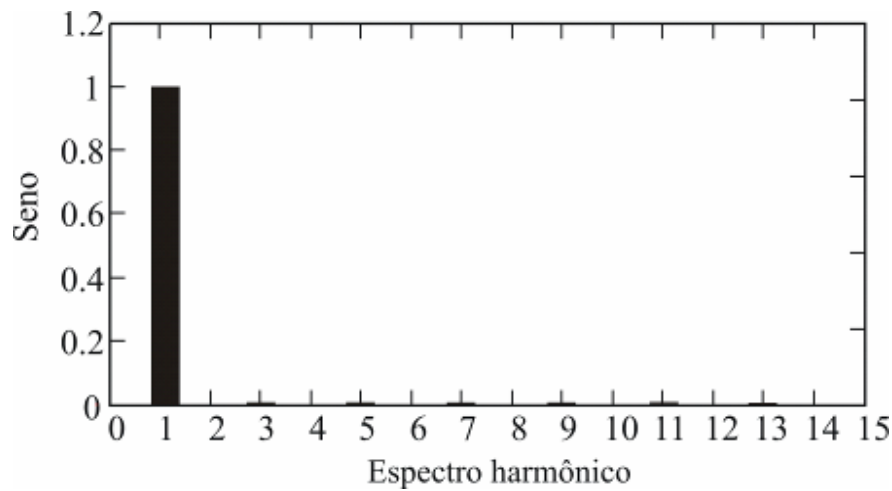


Figura 2. 58 – Espectro harmônico do sinal seno da figura 2.57, obtido através do método *NPSF* com $THD=1,68\%$. Escala Horizontal: Harmônicos. Escala vertical: seno.

Devido à possibilidade de utilização da fonte de potência CA ensaios adicionais foram realizados, a fim de verificar o desempenho do método de sincronização sobre outras variações dos mesmos distúrbios, os quais serão apresentados a seguir.

2.2.1.6.5 Ensaios Adicionais

O quinto ensaio apresenta as tensões no PCC com $TD_v=82,9\%$ e $THD_v=4,2\%$, conforme mostrado na Figura 2. 59. A Figura 2. 60 e Figura 2. 61 mostram os sinais de tensão v_{ab} , v_{bc} , v_{ca} e da norma adquiridos pelo DSP respectivamente. A Figura 2. 62 exhibe os sinais de tensão de fase em coordenadas estacionárias $\alpha\beta$. A Figura 2. 63 apresenta os sinais do seno e co-seno obtidos, onde pode-se observar que estes não apresentam distorções significativas ($THD=1,36\%$), conforme espectro harmônico do sinal seno apresentado na Figura 2.64.

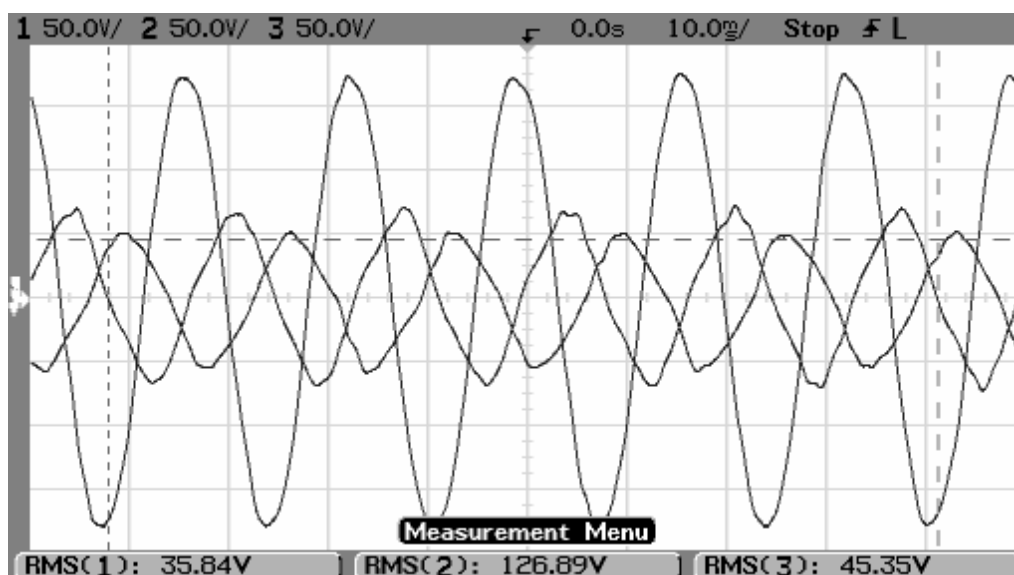


Figura 2. 59 – Tensões de linha v_{ab} , v_{bc} e v_{ca} da rede no PCC com $TD_v=82,9\%$ e $THD_v=4,2\%$.

Escala Horizontal: 10 ms/div. Escala vertical: tensões de linha 50V/div.

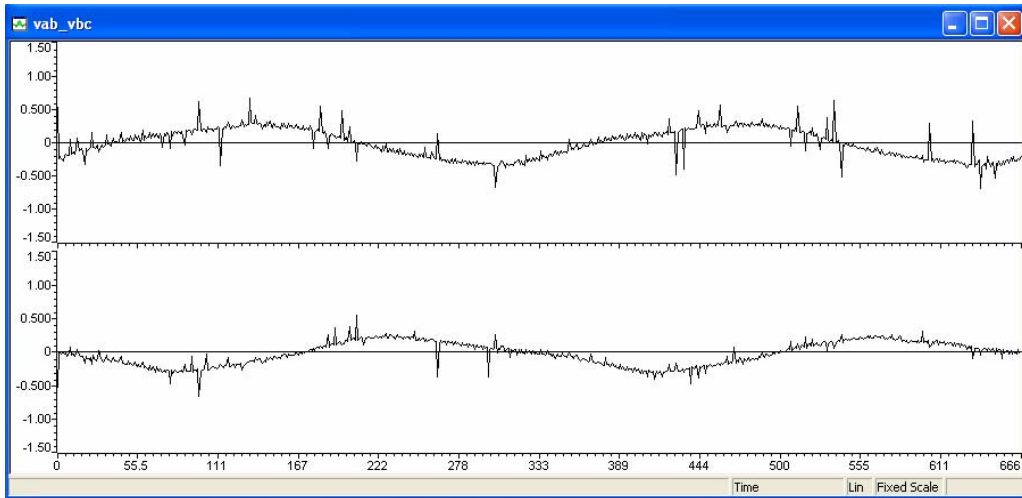


Figura 2. 60 – Tensões de linha v_{ab} e v_{bc} da rede em p.u. a partir da aquisição do DSP relacionada à figura 2.59. Escala Horizontal: Amostras. Escala vertical: tensões de linha em p.u.

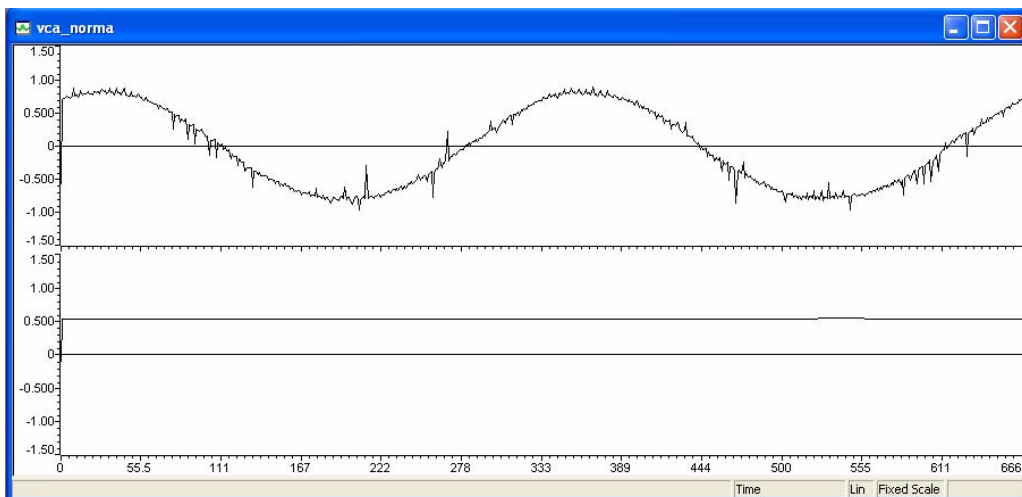


Figura 2. 61 – Tensão de linha v_{ca} da rede em p.u. e norma, a partir da aquisição do DSP relacionada a figura 2.59. Escala Horizontal: Amostras. Escala vertical: tensões de linha em p.u. e norma.

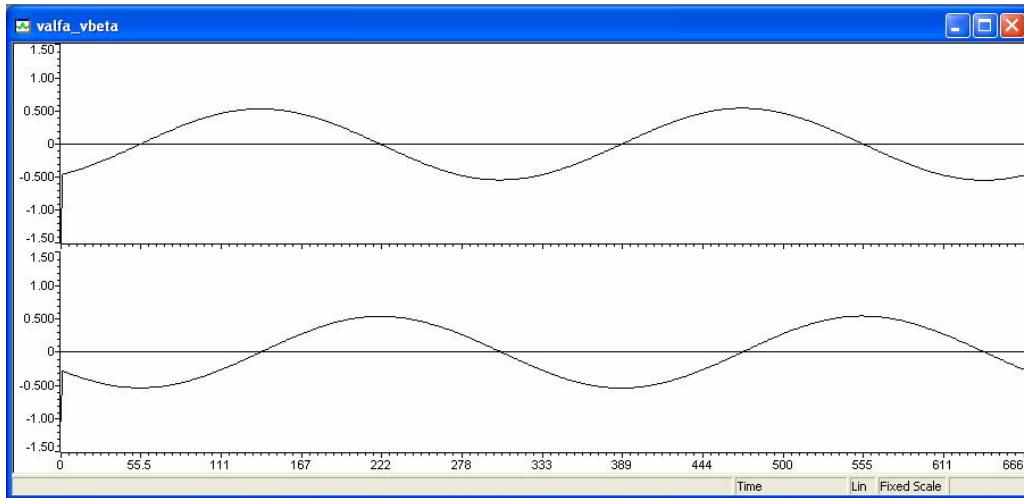


Figura 2. 62 – Tensões de fase v_{α} e v_{β} de seqüência positiva em p.u. Escala Horizontal: Amostras.
Escala vertical: tensões de fase v_{α} e v_{β} em p.u.

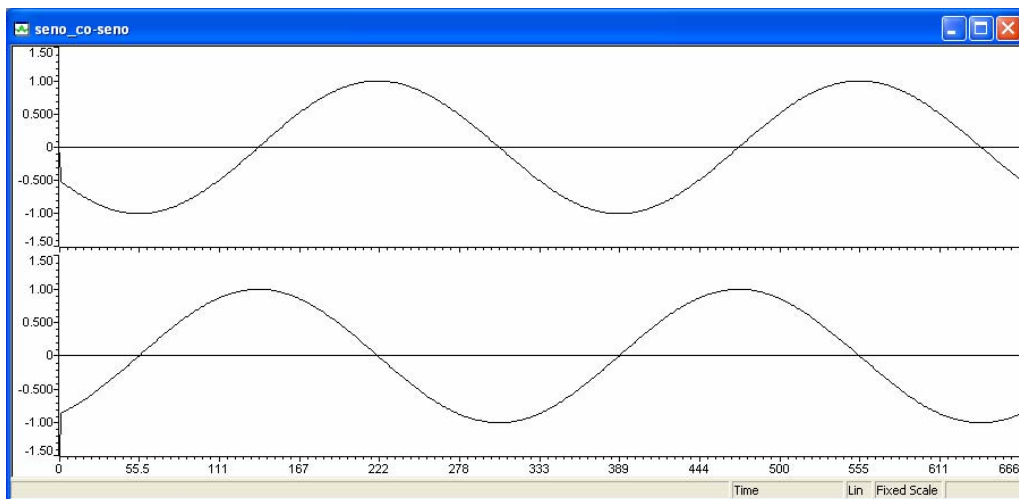


Figura 2. 63 – Seno e co-seno obtidos a partir do uso do método de sincronização *NPSF*, relacionado as condições das tensões do sistema no *PCC* dadas na figura 2.59. Escala Horizontal: Amostras.
Escala vertical: seno e co-seno.

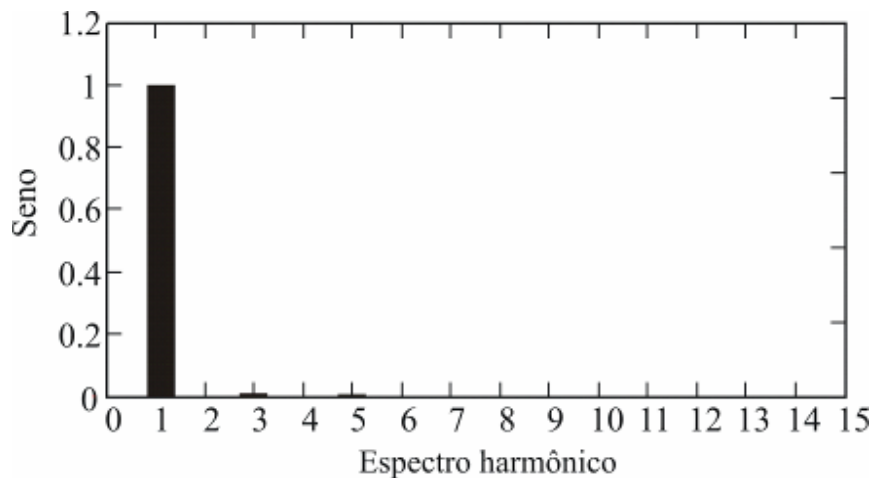


Figura 2. 64 – Espectro harmônico do sinal seno da figura 2.63, obtido através do método *NPSF* com $THD_v=1,36\%$. Escala Horizontal: Harmônicos. Escala vertical: seno.

O sexto ensaio mostra as tensões no PCC com $TD_v=58,2\%$, $THD_v=143,02\%$ (v_{ab} e v_{bc}) e $THD_v=56,05\%$ (v_{ca}), conforme mostrado na Figura 2. 65.

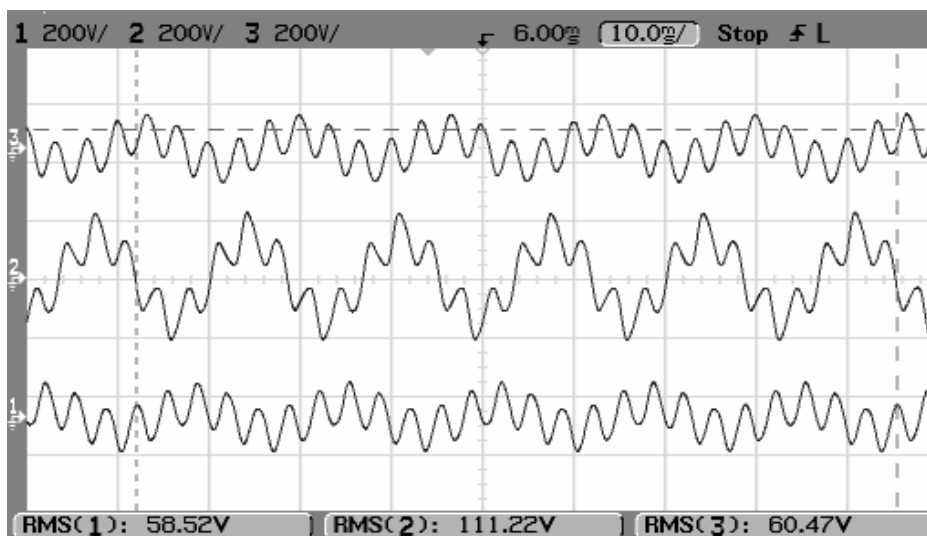


Figura 2. 65 – Tensões de linha v_{ab} , v_{bc} e v_{ca} da rede no PCC com $TD_v=58,2\%$, $THD_v=56,05\%$ (v_{ca}) e $THD_v=143,02\%$ (v_{ab} e v_{bc}). Escala Horizontal: 10 ms/div. Escala vertical: tensões de linha 200V/div.

A Figura 2. 66 e Figura 2. 67 apresentam os sinais de tensão v_{ab} , v_{bc} , v_{ca} e da norma adquiridos pelo DSP respectivamente. A Figura 2. 68 exibe os sinais de tensão de fase

em coordenadas estacionárias $\alpha\beta$. A Figura 2. 69 apresenta os sinais do seno e co-seno obtidos, onde se pode observar que estes não apresentam distorções significativas ($THD=2,35\%$), conforme espectro harmônico do sinal seno apresentado na Figura 2.70.

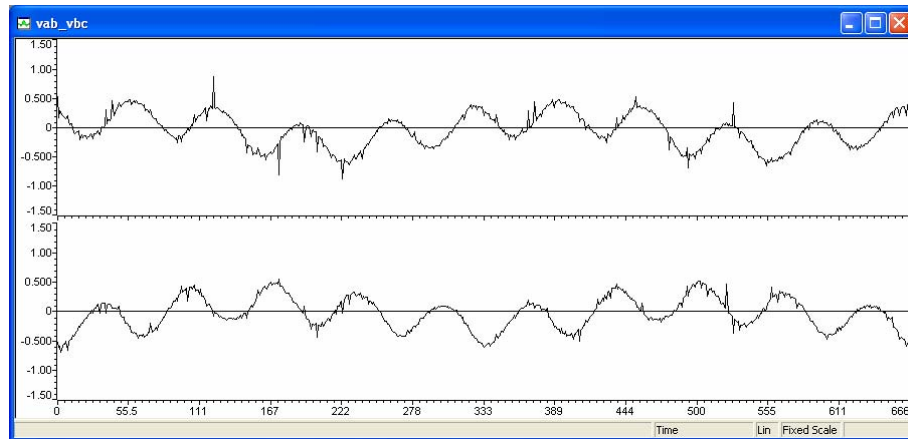


Figura 2. 66 – Tensões de linha v_{ab} e v_{bc} da rede em p.u. a partir da aquisição do DSP relacionada à figura 2.65. Escala Horizontal: Amostras. Escala vertical: tensões de linha em p.u.

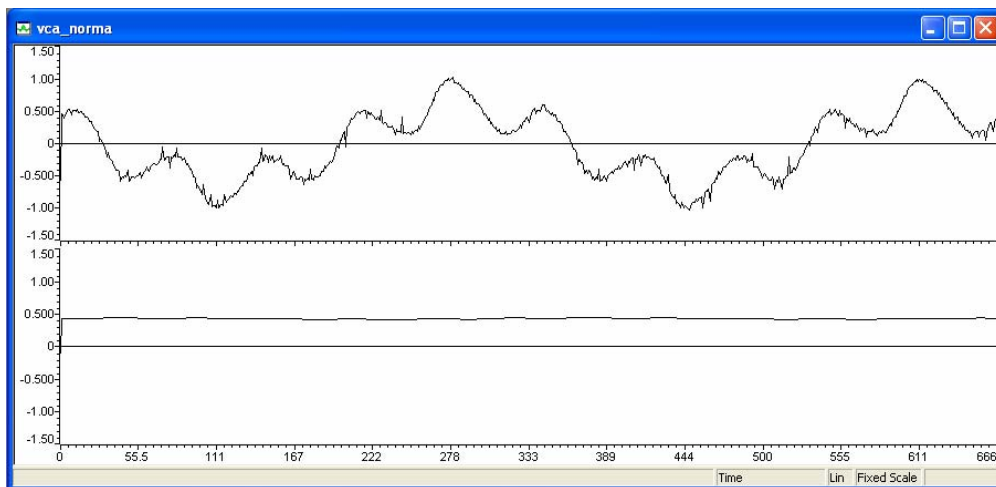


Figura 2. 67 – Tensão de linha v_{ca} da rede em p.u. e norma, a partir da aquisição do DSP relacionada a figura 2.65. Escala Horizontal: Amostras. Escala vertical: tensões de linha em p.u. e norma.

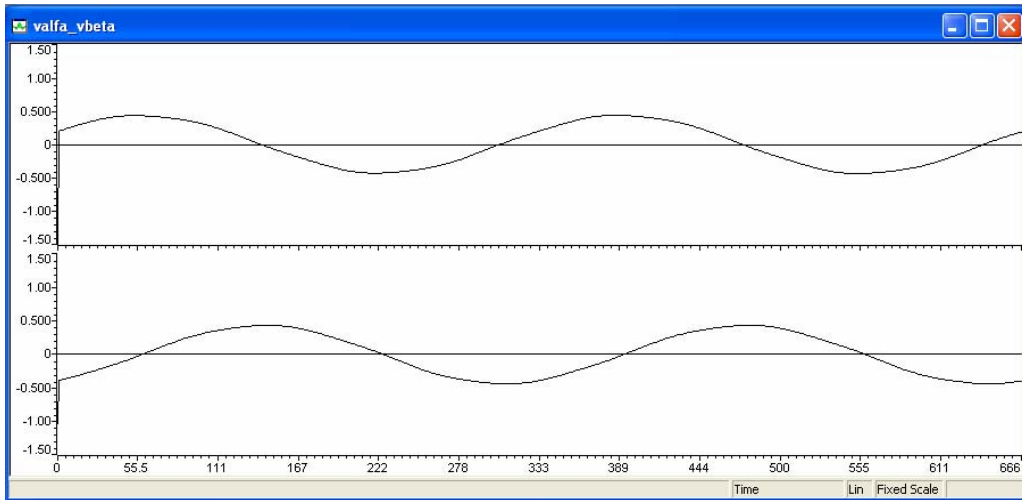


Figura 2. 68 – Tensões de fase v_{α} e v_{β} de seqüência positiva em p.u. Escala Horizontal: Amostras.
Escala vertical: tensões de fase v_{α} e v_{β} em p.u.

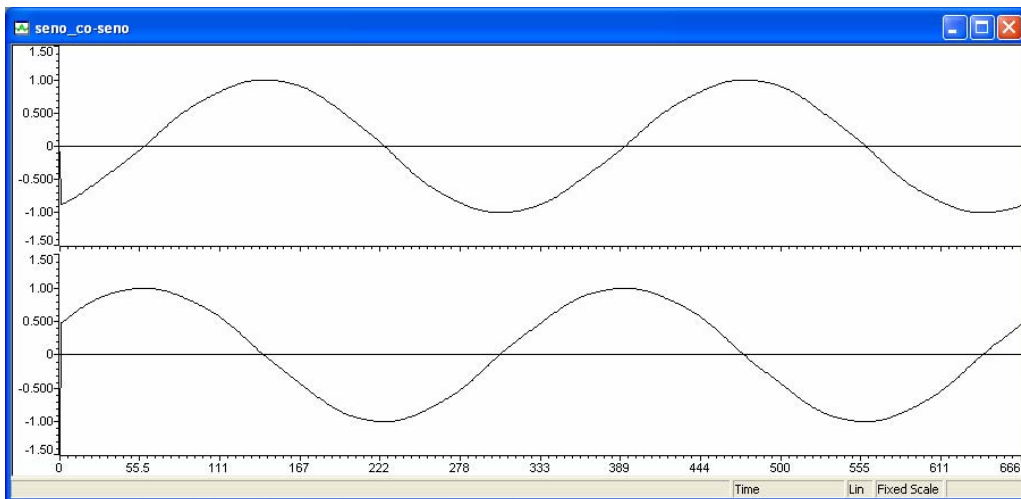


Figura 2. 69 – Seno e co-seno obtidos a partir do uso do método de sincronização *NPSF*, relacionado as condições das tensões do sistema no *PCC* dadas na figura 2.65. Escala Horizontal: Amostras.
Escala vertical: seno e co-seno.

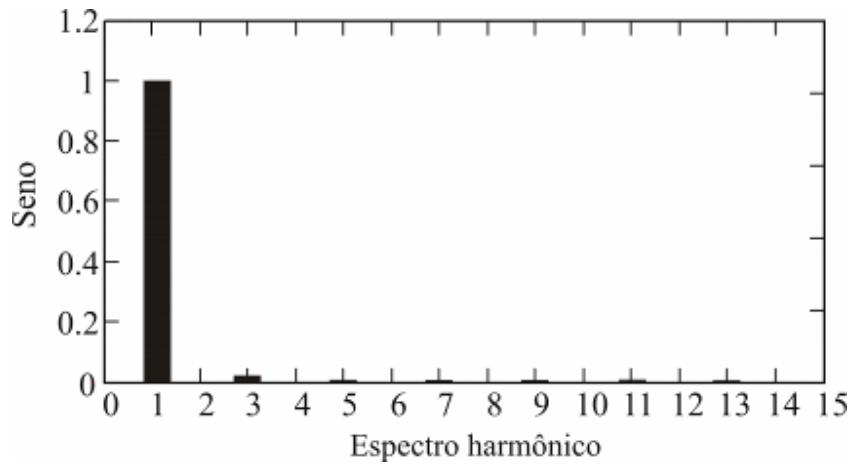


Figura 2. 70 – Espectro harmônico do sinal seno da figura 2.69, obtido através do método *NPSF* com $THD_v=2,35\%$. Escala Horizontal: Harmônicos. Escala vertical: seno.

O sétimo ensaio tem o objetivo de demonstrar o comportamento transitório do método proposto, a partir de um degrau de amplitude em uma das tensões de linha do sistema, onde a tensão v_{ab} apresenta um afundamento de 0,4 p.u. em relação às demais tensões de linha, provocando um $TD_v=41,3\%$. Além disso, as tensões apresentam um $THD_v=4,01\%$, conforme mostrado na Figura 2. 71. A Figura 2. 72 e Figura 2. 73 apresentam os sinais de tensão v_{ab} , v_{bc} , v_{ca} e da norma adquiridos pelo DSP respectivamente. A Figura 2. 74 exhibe os sinais de tensão de fase em coordenadas estacionárias $\alpha\beta$. A Figura 2. 75 apresenta os sinais do seno e co-seno obtidos.

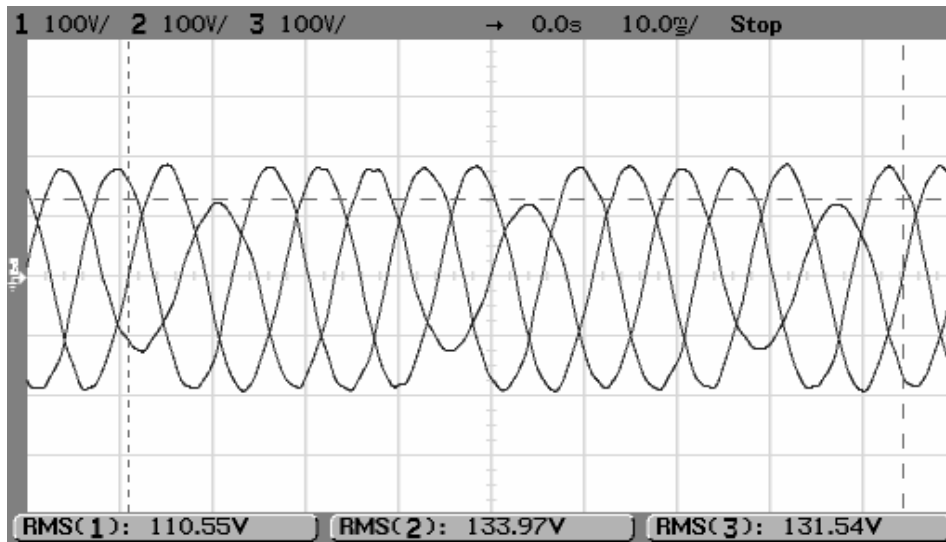


Figura 2. 71 – Tensões de linha v_{ab} , v_{bc} e v_{ca} da rede no PCC com $TD_v=41,3\%$, $THD_v=4,01\%$.

Escala Horizontal: 10 ms/div. Escala vertical: tensões de linha 100V/div.

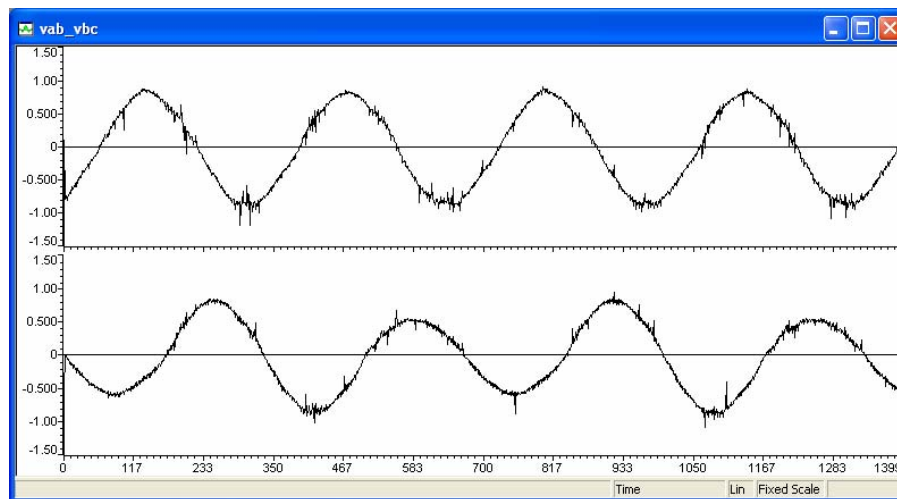


Figura 2. 72 – Tensões de linha v_{ab} e v_{bc} da rede em p.u. a partir da aquisição do DSP relacionada à

figura 2.71. Escala Horizontal: Amostras. Escala vertical: tensões de linha em p.u.

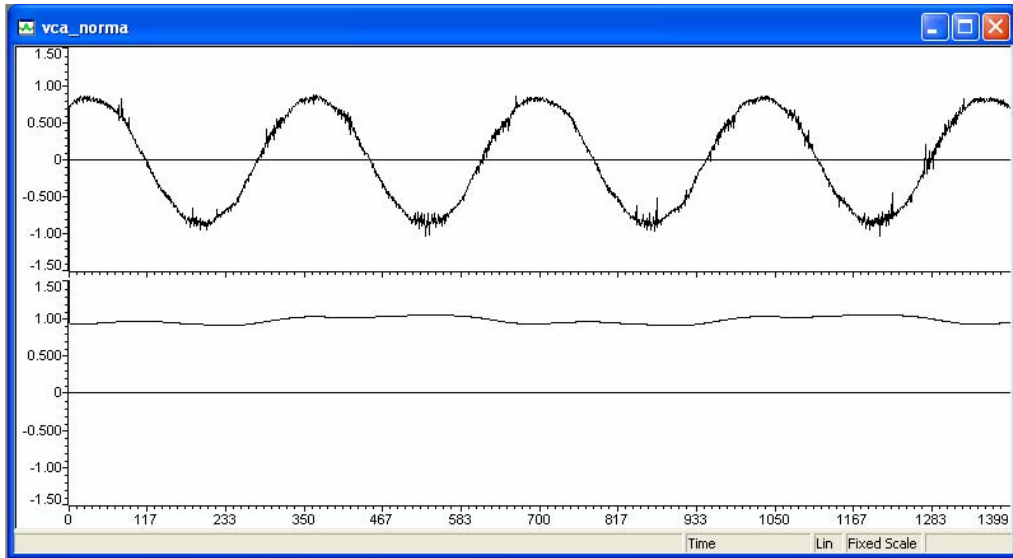


Figura 2. 73 – Tensão de linha v_{ca} da rede em p.u. e norma, a partir da aquisição do DSP relacionada a figura 2.71. Escala Horizontal: Amostras. Escala vertical: tensões de linha em p.u. e norma.

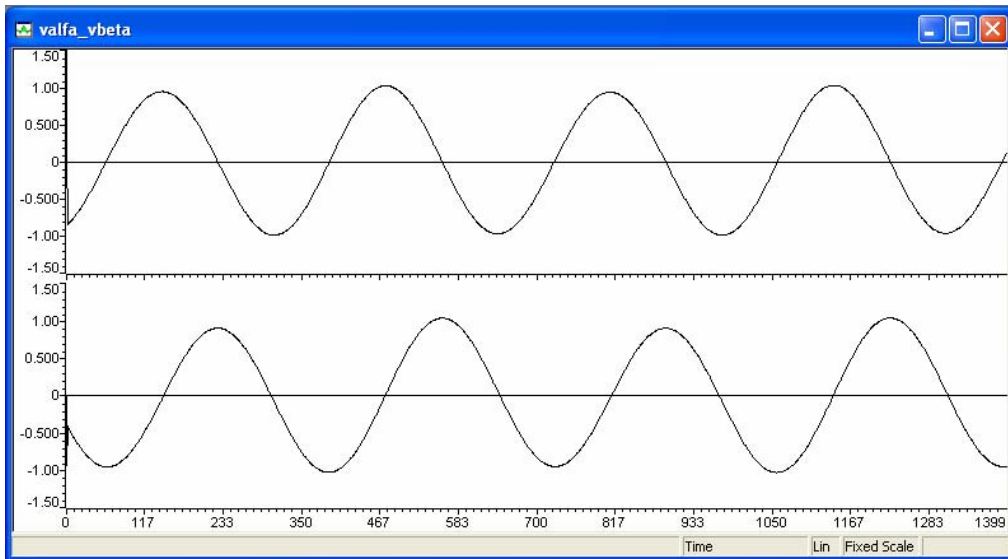


Figura 2. 74 – Tensões de fase v_{alfa} e v_{beta} de seqüência positiva em p.u. Escala Horizontal: Amostras. Escala vertical: tensões de fase v_{alfa} e v_{beta} em p.u.

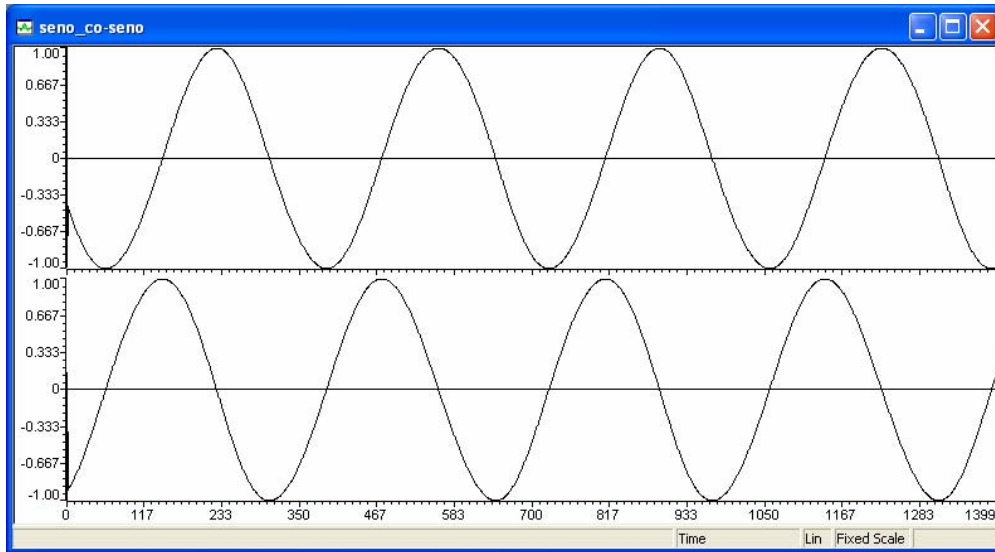


Figura 2. 75 – Seno e co-seno obtidos a partir do uso do método de sincronização *NPSF*, relacionado as condições das tensões do sistema no *PCC* dadas na figura 2.71. Escala Horizontal: Amostras.

Escala vertical: seno e co-seno.

2.3 Conclusões

Neste capítulo foi proposto um novo método de sincronização, chamado *NPSF*, utilizado para sincronização de conversores PWM trifásicos com a rede. A teoria relacionada à suas aplicações a sistemas trifásicos a três fios foi descrita em detalhes neste capítulo e sua aplicação a sistemas a quatro fios é descrita no Anexo A.

Em relação aos sinais de sincronização, este apresenta um melhor desempenho em termos de distorções harmônicas, se comparado aos demais métodos em malha aberta apresentados na literatura. Além disso, um algoritmo de adaptação de frequência é desenvolvido para aplicações em sistemas elétricos que operam de forma isolada do sistema interligado ou sistemas de emergência que possam sofrer variações de frequência significativas.

Algumas das principais vantagens e desvantagens deste método foram citadas, considerando as principais características desejáveis para métodos de sincronização, tais

como: (i) Simplicidade estrutural; (ii) Rejeição de distorções harmônicas e desequilíbrios presentes nas tensões da rede; (iii) Adaptabilidade a variações de frequência.

Resultados de simulação e experimentais foram apresentados, com o intuito de demonstrar o comportamento em regime permanente e transitório do método proposto e do algoritmo de adaptação de frequência, quando submetido a degrau de frequência, distorções harmônicas e severos desequilíbrios. Estes resultados demonstram a aplicabilidade do método *NPSF* em sistemas trifásicos a três e quatro fios sob a presença de distorções harmônicas, desequilíbrios e variações de frequência da rede. Os valores de 58 % de fator de desequilíbrio e 143 % e 56 % de taxa de distorção harmônica total foram escolhidos por serem valores muito acima dos recomendados pelas normas IEEE Std. 519-1992 para harmônicos de tensão no *PCC* e IEC 61000-2-2 para desequilíbrios de tensão. Observa-se pelos resultados obtidos que as distorções harmônicas nos sinais de sincronização são pouco significativas se comparadas às distorções apresentadas nas tensões da rede no *PCC*.

Cabe ressaltar que, em casos onde sub-harmônicos da frequência fundamental possam estar presentes nas tensões da rede, é possível adicionar um conjunto de filtros passa-bandas com ganho unitário e deslocamento de fase de 0° na frequência fundamental para evitar distorções indesejadas, porém com a desvantagem de aumentar o grau de complexidade do método proposto.

A Tabela 2 reproduz o resumo comparativo entre os métodos de sincronização em malha aberta apresentado na Tabela 1, porém esta acrescenta o método *NPSF* proposto com respeito às características desejáveis que cada método atende.

Tabela 2– RESUMO COMPARATIVO DOS PRINCIPAIS MÉTODOS DE SINCRONIZAÇÃO EM MALHA ABERTA INCLUINDO O MÉTODO *NPSF*.

Características Desejadas Métodos	Simplicidade Estrutural	Rejeição de Harmônicos	Rejeição de Desequilíbrios	Adaptabilidade a Variações de Frequência e Angulares
<i>MSRF</i>	Grande	Não possui	Não possui	Não necessita
<i>LPF-B</i>	Média	Possui	Não possui	Não possui
<i>SVF</i>	Média	Possui	Não possui	Não possui
<i>MSVF</i>	Média	Possui	Não possui	Possui
<i>EKF</i>	Baixa	Possui	Não possui	Possui
<i>WLSE</i>	Baixa	Não possui	Possui	Possui
<i>NPSF</i>	Média	Possui	Possui	Possui

A fim de analisar o desempenho do método *NPSF* proposto, este será aplicado na sincronização de retificadores PWM trifásicos com as tensões da rede, conforme será abordado no Capítulo 3. Além disso, no Capítulo 4 será apresentado o uso do novo método aplicado a sistemas a quatro fios para geração de referências de corrente de compensação para filtros ativos de potência paralelos trifásicos a quatro fios.

Capítulo 3

Método de Referência Síncrona de Seqüência Positiva Normalizada Aplicado a Retificadores PWM Trifásicos a Três Fios Alimentados em Tensão

3.1 Introdução

Atualmente, cada vez mais cargas não lineares compostas por conversores estáticos vêm sendo utilizadas em sistemas elétricos. Apesar de seus benefícios para conversão de energia, estas na maioria das vezes podem ocasionar problemas de qualidade de energia nos sistemas. Entre estes problemas, destacam-se principalmente a presença de harmônicos e desequilíbrios de carga, os quais podem afetar o funcionamento tanto de cargas críticas de consumidores de energia elétrica como o desempenho do próprio sistema elétrico das concessionárias de energia elétrica [34].

Por outro lado, mais e mais há uma tendência do mercado da Eletrônica de Potência, e mais especialmente da conversão CA para CC de baixa e média potência [35], em desenvolver equipamentos que apresentem uma maior qualidade de energia elétrica. Neste sentido equipamentos que utilizam a tecnologia de conversores PWM trifásicos vêm sendo desenvolvidos, a fim de trazer vantagens em termos de qualidade de energia.

Mais especificamente, em sistemas trifásicos a três fios, destacam-se os retificadores PWM trifásicos alimentados em tensão, os quais atuam como carga ou

parte da carga de um determinado equipamento. Estes oferecem um melhor desempenho em termos de fator de potência e de deslocamento, menor conteúdo harmônico das correntes drenadas pelo retificador e redução de ondulações na tensão no barramento CC.

Além disso, esforços vêm sendo desenvolvidos para que os retificadores PWM trifásicos, operem sob condições adversas dos sistemas elétricos de energia, cada vez mais independentemente da presença de distúrbios nos sistemas elétricos e do tipo de carga a ser atendida, linear ou não. Neste sentido, as seguintes características principais destes retificadores podem ser sumarizadas [35-37]:

- i. Fator de potência e de deslocamento muito próximo ao unitário;
- ii. Correntes na entrada do retificador próximas à forma de onda senoidal na frequência fundamental, equilibradas e com baixas distorções harmônicas;
- iii. Alta eficiência;
- iv. Fluxo de potência bidirecional.

No intuito de atender tais características, o desenvolvimento e uso de técnicas de controle vem sendo cada vez mais utilizadas e em muitas destas técnicas a utilização de métodos de sincronização se faz necessária para sincronizar os conversores PWM com a rede elétrica. Como já foi abordado no Capítulo 1, atualmente, a tendência das pesquisas sobre novos métodos de sincronização é que, estes, entre outras coisas, operem sob a presença de distúrbios na rede, tais como, desequilíbrios, harmônicos, variação de frequência e outros.

Logo, o método de sincronização *NPSF* proposto no Capítulo 2 apresenta-se como um candidato para sincronização de retificadores PWM com a rede elétrica. Neste sentido, este capítulo aborda a aplicação do método *NPSF* para realizar a sincronização de um retificador PWM trifásico a três fios, o qual foi implementado conforme descrição realizada no Capítulo 5.

Para a análise do método de sincronização *NPSF* aplicado a retificadores PWM trifásicos é necessária a escolha de uma técnica de controle adequada, ou seja, uma técnica de controle que possibilite atender as características anteriormente apresentadas

para retificadores PWM. Além disso, o uso de técnicas de controle empregando a tecnologia digital vem sendo cada vez mais utilizada, pois estas apresentam vantagens, se comparadas às técnicas de controle que utilizam a tecnologia analógica, tais como:

a) Flexibilidade, pois os controladores desenvolvidos podem ser modificados facilmente por software;

b) Freqüência de comutação fixa, que traz facilidades no procedimento de projeto, além da redução do custo do filtro de entrada a ser empregado para redução da distorção harmônica nas correntes de entrada em retificadores PWM.

Várias técnicas de controle de corrente utilizando a tecnologia digital são apresentadas na literatura aplicadas a retificadores PWM trifásicos alimentados em tensão. Logo, neste capítulo propõe-se uma revisão bibliográfica das principais técnicas, bem como no Anexo B algumas destas são comparadas, a fim de selecionar uma técnica de controle adequada para o controle das correntes de entrada do retificador PWM e que possibilite o emprego do método de sincronização *NPSF*.

Além disso, esta revisão bibliográfica contribuiu para a definição de alguns critérios relevantes para a análise do desempenho do retificador PWM trifásico utilizando o método *NPSF*. Ainda, para o controle completo do retificador PWM trifásico foi escolhida uma técnica de controle para a regulação de tensão do barramento CC deste conversor.

Resultados de simulação e experimentais são apresentados, a fim de verificar o desempenho do método *NPSF*, dos controladores de corrente e tensão escolhidos, bem como o desempenho do retificador PWM como um todo. Por fim algumas conclusões foram obtidas a partir do estudo e análise realizados. A seguir será apresentada a revisão bibliográfica sobre controladores de corrente aplicados a conversores PWM.

3.2 Revisão Bibliográfica

Conversores PWM trifásicos conectados a rede elétrica vêm sendo cada vez mais utilizados em aplicações industriais de baixa e média potência [35], tais como

acionamentos de motores [38], aerogeradores [39] e fontes ininterruptas de potência (UPS) [40], a fim de realizar a interface com a rede elétrica, conforme diagrama esquemático apresentado na Figura 3. 1.

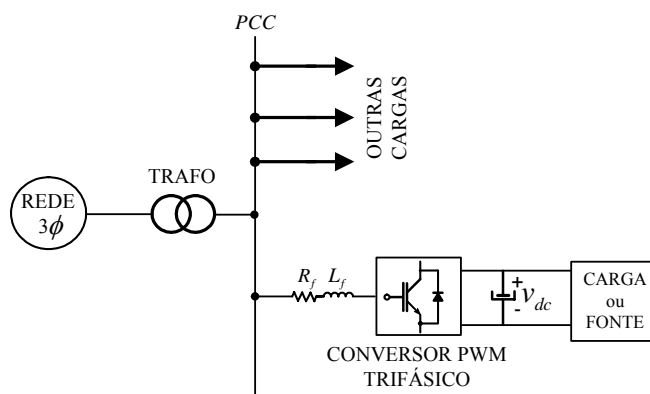


Figura 3. 1 – Diagrama esquemático de um conversor PWM trifásico utilizado como interface entre a carga e o sistema elétrico trifásico.

Estes, se comparados com os tradicionais retificadores não controlados ou comutados pela rede, apresentam como atrativo o fato de fornecerem uma tensão CC regulada com baixa ondulação, enquanto operam com correntes de entrada (lado CA) próximas a forma de onda senoidal. Além disso, apresentam fator de potência e fator de deslocamento próximo ao unitário, e, flexibilidade de operação com fluxo de potência bidirecional [41].

Diversas técnicas de controle de corrente foram propostas na literatura [41-53], algumas destas com aplicação em retificadores PWM trifásicos alimentados em tensão [8, 44, 49, 53, 54, 56-60].

Vários esforços foram realizados a fim de classificar as técnicas de controle de corrente, tais como as apresentadas em [41, 45, 61, 62], porém a classificação realizada inclui o controlador e a técnica de modulação empregada.

Com o objetivo de apresentar uma classificação simples e clara englobando tanto controladores para a malha de corrente como de tensão aplicados a conversores PWM trifásicos, neste trabalho estas foram divididas em três grupos principais:

- **Técnicas de Controle Analógicas:** estas são implementadas em dispositivos eletrônicos, que utilizam a tecnologia analógica na implementação do controlador, destacando-se os controladores de estrutura variável, como por exemplo, os controladores que utilizam bandas de histerese [45] ou modulação delta [63];

- **Técnicas de Controle Digital:** são implementadas em dispositivos eletrônicos que utilizam tecnologia digital, como exemplo, citam-se os controladores proporcional-integral [29, 36], técnicas preditivas [64], controladores com resposta de tempo mínimo [37, 40, 67] e controladores por retroação de estados [45, 65, 66].

As técnicas de controle digital ainda podem ser divididas em dois subgrupos:

i) **Controladores em Eixos Estacionários:** são os que utilizam sistema de coordenadas estacionárias (ou eixos estacionários), podendo ser em coordenadas abc [68] ou $\alpha\beta 0$ [44, 67];

ii) **Controladores em Eixos Síncronos:** são os que utilizam coordenadas girantes (ou eixos síncronos), podendo ser em coordenadas $dq0$ [28, 29, 44, 65, 66], ou ainda em outro sistema coordenadas previamente definido.

- **Técnicas de Controle Híbridas:** estas são compostas pela associação de tecnologias analógicas e digitais [167, 168].

De uma maneira isolada, o desempenho de controladores de corrente aplicados a retificadores PWM trifásicos alimentados em tensão são investigados na literatura [8, 37, 42-44, 48, 49, 53, 55-58, 66, 69, 70]. Alguns trabalhos propõem a modelagem do sistema e dos controladores para operação de retificadores PWM sob condições de desequilíbrio de tensão da rede [71-74]. Alguns trabalhos realizam um estudo comparativo [28-30,75], porém, entre estes, alguns não estabelecem características básicas ou critérios de comparação [28,29], ou não consideram somente o emprego e a análise de controladores digitais [30]. Além disso, nenhum trabalho realizou a

comparação de controladores de corrente considerando somente sua implementação digital, a partir de características básicas e critérios de comparação pré-definidos. Logo, o ANEXO B traz como contribuição a realização da análise comparativa de técnicas digitais de controle de corrente empregadas a retificadores PWM trifásicos, a fim de estabelecer as semelhanças e diferenças existentes, bem como as vantagens e desvantagens da utilização destas técnicas sob determinadas condições de operação da rede elétrica. Desta comparação foi selecionada uma destas técnicas para o emprego na implementação do retificador PWM trifásico descrito neste capítulo, que possibilita a utilização do método de sincronização *NPSF* proposto.

Antes de apresentar a técnica escolhida e a motivação para a escolha da mesma, na próxima seção foram estabelecidos os critérios considerados relevantes para a análise de desempenho do retificador PWM trifásico, bem como do método de sincronização *NPSF*.

3.3 Definição de Critérios para Análise de Desempenho

O ponto principal para a análise de desempenho, seja para retificadores PWM trifásicos ou qualquer outro tipo de sistema conversor, é a definição de critérios que sejam relevantes. Tais critérios devem ser adequados a um determinado propósito ou aplicação, bem como, considerem a operação do retificador PWM em um sistema elétrico trifásico. Neste sentido, os seguintes critérios relevantes para a análise do desempenho foram considerados:

3.3.1 Fator de Deslocamento (*FD*)

O fator de deslocamento é definido como o co-seno do ângulo de deslocamento de fase entre a componente fundamental da tensão e a componente fundamental de corrente no lado CA de um conversor, de acordo com [76], ou seja,

$$FD = \frac{V_1 I_1 \cos(\theta_1 - \phi_1)}{V_1 I_1} = \cos(\theta_1 - \phi_1). \quad (3.1)$$

3.3.2 Fator de Potência (FP)

O fator de potência é definido como a razão entre a potência ativa, dada em W, da forma de onda fundamental pela potência aparente, dada em VA, da forma de onda fundamental conforme [76], isto é,

$$FP = \frac{P}{S}. \quad (3.2)$$

Alternativamente, conforme [77] o fator de potência pode ser calculado com a combinação do fator de deslocamento e da distorção harmônica total, ou seja,

$$FP = FD \sqrt{\frac{1}{1 + THD^2}}. \quad (3.3)$$

3.3.3 Taxa de Desequilíbrio (TD)

A taxa de desequilíbrio de corrente (ou tensão), considerando para este caso as correntes de entrada do retificador (no lado CA), é definida como o máximo desvio da média das três fases das correntes, dividido pela média das três fases das correntes, conforme definição em [78], ou seja,

$$TD_i \% = \left(\frac{|I_{fase_rms} - I_{avg}|_{\max}}{I_{avg}} \right) 100, \quad (3.4)$$

onde $I_{avg} = \frac{|I_{a_rms}| + |I_{b_rms}| + |I_{c_rms}|}{3}$.

3.3.4 Taxa de Distorção Harmônica Total (THD)

A taxa de distorção harmônica nas correntes, considerando novamente as correntes de entrada do retificador, é definida como a razão entre a raiz quadrada do somatório de todos os harmônicos de corrente ao quadrado pelo módulo da componente fundamental da corrente, segundo [79], ou ainda,

$$THD_i \% = \left(\frac{\sqrt{\sum_{k=2}^{\infty} I_h^2}}{I_1} \right) 100, \quad (3.5)$$

onde os sub-índices 1 e h correspondem as componentes fundamental e harmônicos respectivamente. Sendo considerada a faixa de 0-100ª harmônica para análise conforme definido por [79].

3.3.5 Esforço Computacional (EC)

O esforço computacional aqui é relacionado ao número de instruções por período de amostragem em uma implementação em processadores digitais de sinais. Tal esforço pode ser um fator determinante na escolha de uma técnica de controle, a qual pode ser implementada principalmente, quando é utilizado um microcontrolador ou DSP com capacidade de processamento limitada. Este fator pode ser usado não só na aplicação em questão como também em outras aplicações que utilizem DSP. Pois dependendo da complexidade do controlador, a operação destes em frequências de amostragem elevadas, na ordem de 20 kHz a 40 kHz, pode ser prejudicada ou mesmo inviabilizar sua implementação.

3.3.6 Valor rms do Sinal de Erro

O cálculo do valor *rms* do erro entre o sinal de referência e o sinal de saída do sistema, isto é, o sinal medido ou de realimentação, está diretamente relacionado ao desempenho dinâmico do controlador de corrente. Este índice leva em conta a componente fundamental de corrente [165] e é calculado a partir da seguinte equação relacionada ao vetor de erro *rms*, considerando o sistema de coordenadas utilizado [41]:

$$\boldsymbol{\varepsilon}_{rms} = \sqrt{\frac{1}{T} \left(\sum \boldsymbol{\varepsilon}_x \right)^2}; \quad (3.6)$$

onde o sistema de coordenadas é representado por *x*.

A seguir será apresentada a técnica de controle de corrente escolhida dentre as comparadas no ANEXO B, para implementação do retificador PWM trifásico utilizando o método de sincronização *NPSF*, bem como a técnica de controle utilizada para regulação de tensão do barramento CC do retificador PWM foi escolhida, tão somente, visando o controle completo do retificador PWM.

3.4 Controlador Proporcional-Integral

3.4.1 Introdução

O controlador proporcional-integral (PI) foi escolhido por ser um dos controladores mais utilizados na literatura [44, 55, 57, 58, 80], conforme Figura 3.3, para a aplicação de retificadores PWM trifásicos. Este controlador é usado com o intuito de possibilitar o controle do fator de potência, garantindo erro nulo em regime permanente. Além disso, este apresenta como vantagens simplicidade em termos de projeto do controlador e um reduzido esforço computacional quando comparado com as demais técnicas em eixos síncronos *dq* analisadas no ANEXO B, o que facilita sua

implementação em DSPs com limitações de recursos de CPU. Ainda, este se comparado às técnicas de controle em eixos estacionários $\alpha\beta$ estudadas no Anexo B, apresenta melhor desempenho em termos de fator de deslocamento e fator de potência e valor *rms* do sinal de erro, conforme pode ser visto pelas tabelas 3.1 e 3.2, as quais reportam a análise comparativa realizada no Anexo B. Como desvantagens, porém o acoplamento entre as variáveis não é eliminado e apresenta maior número de instruções se comparado aos controladores implementados no sistema de coordenadas $\alpha\beta$.

A seguir será apresentado o procedimento de projeto do controlador PI aplicado a retificadores PWM trifásicos, bem como uma breve descrição deste controlador no domínio discreto.

Tabela 3. 1- VALORES OBTIDOS PARA OS CRITÉRIOS DE COMPARAÇÃO ESTABELECIDOS FD , FP , TD_i , THD_i , EC E VALOR *RMS* DO SINAL DE ERRO.

Técnicas de Controle	CC_{PI}	CP_{PI}	DSC_{dq}	DRC_q	DBT	RST
Critérios						
FD	0,999	0,999	0,999	0,999	0,998	0,998
FP	0,999	0,999	0,999	0,999	0,981	0,981
TD_i (%)	1,52	1,74	1,53	1,55	1,46	1,52
THD_i (%)	5,14	5,53	5,40	5,82	6,48	4,20
EC em N° de instruções	280	287	288	283	145	120
Valor <i>rms</i> do sinal de erro (%)	1	1	1	1	10	5

*Considerando a implementação das técnicas de controle de corrente no DSP TMS320F241 conforme apresentado no anexo B. A seguir a simbologia dos controladores é apresentada:

CC_{PI} - Controlador de corrente proporcional-integral;

CP_{PI} - Controlador de potências proporcional-integral;

DSC_{dq} - Desacoplamento por retroação de estados e servo controladores nos eixos d e q ;

DRC_q - Desacoplamento por retroação de estados e servo controlador no eixo q ;

DBT - Controle com resposta de tempo mínimo em eixos estacionários $\alpha\beta$;

RST - Controlador ressonante em eixos estacionários $\alpha\beta$.

Tabela 3. 2 - ANÁLISE COMPARATIVA PARA AS SEIS TÉCNICAS DE CONTROLE DE CORRENTE APLICADAS A RETIFICADORES PWM TRIFÁSICOS

Critérios	FD	FP	TD_I	THD_i nas correntes de entrada do retificador PWM sobre		Nº de Instruções	Valor rms do erro do sinal
				Desequilíbrio nas tensões da rede	Distorções harmônicas nas tensões da rede		
CC_{PI}	1º	1º	2º	2º	4º	3º	1º
CP_{PI}	1º	1º	5º	1º	2º	4º	1º
DSC_{dq}	1º	1º	3º	3º	1º	6º	1º
DRC_q	1º	1º	4º	4º	3	5º	1º
DBT	2º	2º	1º	6º	5º	2º	3º
RST	2º	2º	2º	5º	6º	1º	2º

Classificação em ordem crescente de pior caso, ou seja, a classificação 1º corresponde ao controlador com melhor desempenho e a classificação 6º corresponde ao controlador que obteve pior desempenho entre os controladores comparados.

3.4.2 Obtenção da Equação de Estado Discreta em Eixos Síncronos dq

A fim de que seja simulado o retificador PWM trifásico no domínio discreto será obtida a equação de estado discreta em eixos síncronos dq . A Figura 3. 2 apresenta o diagrama esquemático do circuito do retificador PWM trifásico implementado, o qual será considerado para o projeto do controlador PI. Este circuito é formado por um filtro de entrada de primeira ordem formado por indutores, L_f , e sua resistência interna, R_f , associada, rede trifásica a três fios e carga.

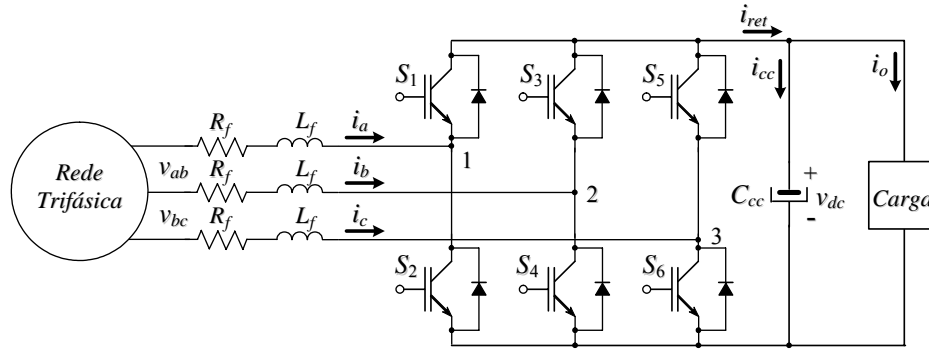


Figura 3.2 – Diagrama esquemático do circuito simplificado do retificador PWM trifásico, filtro de entrada e carga.

Com base na Figura 3.2, as equações de estado da planta para este sistema de coordenadas é obtida conforme descrito no ANEXO C. Para o projeto deste controlador as resistências e indutâncias associadas ao filtro de entrada L_f , são consideradas e as não linearidades do conversor, a dinâmica do capacitor do barramento CC são desprezadas. A equação de estado em eixos síncronos dq do retificador PWM trifásico é obtida:

$$\dot{\mathbf{x}}_{dq_n}(t) = \mathbf{A}_{dq_n} \mathbf{x}_{dq_n}(t) + \mathbf{B}_{dq_n} \mathbf{u}_{dq_n}(t) + \mathbf{F}_{dq_n} \mathbf{w}_{dq_n}(t). \quad (3.7)$$

onde:

\mathbf{x}_{dq_n} – é o vetor de estados normalizado, relacionado às correntes nos indutores do filtro de entrada em eixo síncrono dq , ou seja, i_d e i_q ;

\mathbf{u}_{dq_n} – é o vetor de controle normalizado, relacionado às tensões produzidas pelo retificador em eixos síncronos dq , ou seja, u_{dpwm} e u_{qpwm} ;

\mathbf{w}_{dq_n} – é vetor de distúrbio normalizado relacionado às tensões da rede elétrica em eixos síncronos dq , ou seja, v_d e v_q .

A equação (3.7) pode ser reescrita na forma matricial da seguinte forma:

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_d \\ \dot{i}_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_f}{L_f} & \omega \\ -\omega & -\frac{R_f}{L_f} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -\frac{1}{L_f} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{L_f} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{dpwm} \\ u_{qpwm} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_f} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_f} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix}. \quad (3.8)$$

Visando facilitar o projeto e a implementação do controlador PI em um DSP de ponto fixo, uma equação de estado discreta em eixos síncronos dq baseada na equação (3.8) para o retificador PWM será obtida. Esta leva em conta as seguintes hipóteses, segundo [81]:

- (i) a frequência de amostragem, f_s , é muito maior que a frequência fundamental, f ;
- (ii) a ondulação sobre as variáveis amostradas é considerada ser muito pequena ou as variáveis são amostradas em seus valores médios.

Ainda, para a obtenção do modelo discreto do retificador PWM trifásico é considerado que o tempo necessário para que o processador execute a lei de controle, aqui denominado por “ T_d ”, pode chegar a ser da ordem de grandeza do período de amostragem total, “ T_s ” [82].

Com o objetivo de determinar a equação de estado discreta, será solucionada a equação diferença entrada-estado, do início até o fim do intervalo de discretização, relacionada à equação (3.7) isto é:

$$\begin{aligned} \mathbf{x}_{dq_n}((k+1)T_s) = & e^{\mathbf{A}_{dq_n}T_s} \mathbf{x}_{dq_n}(kT_s) + \int_0^{T_d} e^{\mathbf{A}_{dq_n}(T_s-\tau)} d\tau \mathbf{B}_{dq_n} \mathbf{u}_{dq_n}((k-1)T_s) + \\ & + \int_0^{T_s-T_d} e^{\mathbf{A}_{dq_n}(T_s-T_d-\tau)} d\tau \mathbf{B}_{dq_n} \mathbf{w}_{dq_n}(kT_s) \end{aligned} \quad (3.9)$$

A solução da equação (3.9) resulta na seguinte equação de estados discreta:

$$\begin{bmatrix} \mathbf{x}_{dq}(k+1) \\ \mathbf{v}_{dq-d}(k+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{G}_{dq} & \mathbf{H}_0 \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{x}_{dq}(k) \\ \mathbf{v}_{dq-d}(k) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mathbf{H}_1 \\ \mathbf{0} \end{bmatrix} \mathbf{u}_{dq}(k) + \begin{bmatrix} -\mathbf{H}_0 \\ \mathbf{0} \end{bmatrix} \mathbf{w}_{dq}(k), \quad (3.10)$$

onde, um vetor de estado adicional, $\mathbf{v}_{dq-d}(k)$, que contempla o atraso computacional associado à implementação digital, é introduzindo no modelo discreto. Na presente análise será considerado que, o atraso computacional é igual ao período de amostragem total, ou seja, $T_d=T_s$.

As soluções das matrizes \mathbf{G}_{dq_m} , \mathbf{H}_0 e \mathbf{H}_1 são apresentadas no ANEXO C e seu resultado é apresentado aqui por:

$$\mathbf{G}_{dq_m} = \begin{bmatrix} 1 - \frac{R_f}{L_f} T_s & \omega T_s \\ -\omega T_s & 1 - \frac{R_f}{L_f} T_s \end{bmatrix}; \mathbf{H}_0 = \frac{T_s V_{base}}{L_f I_{base}} \begin{bmatrix} -1 & 0 \\ 0 & -1 \end{bmatrix}; \mathbf{H}_1 = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}. \quad (3.11)$$

Agora, definindo um novo vetor de estados dado por:

$$\boldsymbol{\psi}(k) = [\mathbf{x}_{dq}(k) \quad \mathbf{v}_{dq_d}(k)]^T, \quad (3.12)$$

e as matrizes \mathbf{G}_{p_m} , \mathbf{H}_p e \mathbf{F}_p dadas por:

$$\mathbf{G}_{p_m} = \begin{bmatrix} \mathbf{G}_{dq_m} & \mathbf{H}_0 \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} \end{bmatrix}; \mathbf{H}_p = \begin{bmatrix} \mathbf{H}_1 \\ \mathbf{I} \end{bmatrix}; \mathbf{F}_p = \begin{bmatrix} -\mathbf{H}_0 \\ \mathbf{0} \end{bmatrix}. \quad (3.13)$$

A equação que representa o comportamento dinâmico do retificador PWM trifásico no domínio discreto assume a seguinte forma:

$$\boldsymbol{\psi}(k+1) = \mathbf{G}_{p_m} \boldsymbol{\psi}(k) + \mathbf{H}_p \mathbf{u}_{dq}(k) + \mathbf{F}_p \mathbf{w}_{dq}(k). \quad (3.14)$$

onde,

$$\mathbf{G}_{p_m} = \begin{bmatrix} 1 - \frac{R_f}{L_f} T_s & \omega T_s & -\frac{T_s V_{base}}{L_f I_{base}} & 0 \\ -\omega T_s & 1 - \frac{R_f}{L_f} T_s & 0 & -\frac{T_s V_{base}}{L_f I_{base}} \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}; \mathbf{H}_p = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}; \quad (3.15)$$

$$\mathbf{F}_p = \frac{T_s V_{base}}{L_f I_{base}} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}; \mathbf{C}_p = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}.$$

A partir da obtenção da equação de estado discreta do retificador PWM trifásico serão descritas as equações básicas do controlador PI relacionadas à lei de controle, projeto, e resposta do controlador, a partir da aplicação de um degrau na referência, diagramas esquemáticos, resultados de simulações e experimentais.

3.4.3 Projeto do Controlador de Corrente Proporcional-Integral

Para o projeto do controlador PI o acoplamento entre os eixos d e q é desprezado e neste caso o sistema em questão é considerado como dois sistemas SISO, um no eixo d e outro no eixo q , sendo que um controlador PI é projetado para cada eixo independentemente.

Adicionando um controlador PI individualmente para os eixos d e q , conforme mostrado na Figura 3.3, e considerando que a função de transferência no domínio discreto para os controladores PI é dada por:

$$G_{PI}(z) = \frac{u_j(z)}{e_j(z)} = K_{PZ} + \frac{K_{IZ}}{1-z^{-1}}, \quad (3.16)$$

onde: $K_{PZ} = K_{PS} - \frac{K_{IS}T_s}{2}$, $K_{IZ} = K_{IS}T_s$ e, j neste capítulo representa as componentes de eixo d ou q .

Logo, convertendo a equação (3. 16) em uma equação diferença, o seguinte vetor de ação de controle é obtido:

$$u_j(k) = u_j(k-1) + K_1 e_j(k) - K_2 e_j(k-1), \quad (3.17)$$

onde: $K_1 = K_{PZ} + K_{IZ}$ e $K_2 = K_{PZ}$.

O projeto dos ganhos K_{PZ} e K_{IZ} para o controlador proporcional-integral é apresentado de forma detalhada no ANEXO G, conforme [83]. Os parâmetros de projeto escolhidos são: $\zeta=0,7$ e $\omega_b= 1.300$ rad/s (largura da banda passante). Logo, obtém-se que: $K_1=0,0238$ e $K_2=0,0048$. O termo $e_j(k)$ é dado por:

$$e_j(k) = ref_j(k) - i_j(k), \quad (3.18)$$

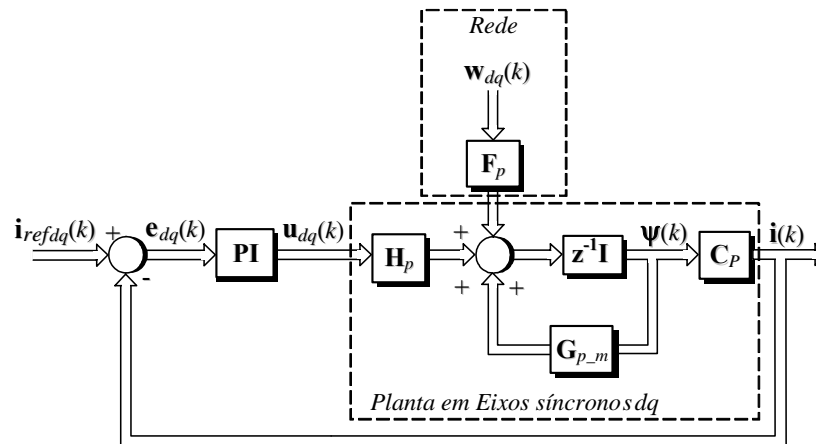


Figura 3. 3 – Representação em diagrama de blocos do sistema em eixos síncronos dq com inclusão do controlador PI.

A Figura 3.4 apresenta o diagrama de bode para a resposta em malha fechada de corrente com a inclusão dos controladores PI da planta da Figura 3.3 para a condição de projeto dos ganhos definidos anteriormente. Estes controladores PI foram incluídos a fim de regular a corrente de realimentação do retificador em um valor desejado.

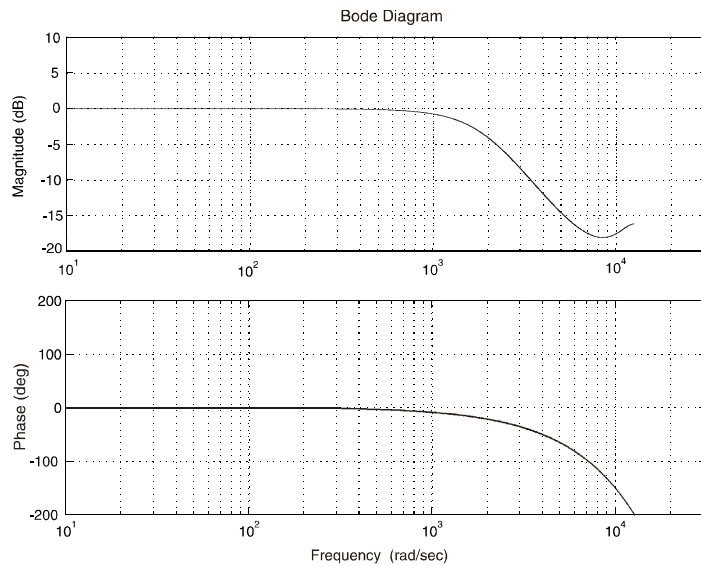


Figura 3. 4 – Diagrama de Bode para a resposta em malha fechada de corrente para a condição de projeto do ganhos $K_1=0,0238$ e $K_2=0,0048$.

A fim de verificar a presença do acoplamento entre as correntes em eixos síncronos dq obtido, bem como a resposta transitória do controlador PI desprezando o distúrbio da rede, foi realizada uma simulação no domínio discreto, cujos resultados são apresentados na Figura 3. 5, onde foi aplicado um degrau na referência de corrente no eixo d , i_{refd} .

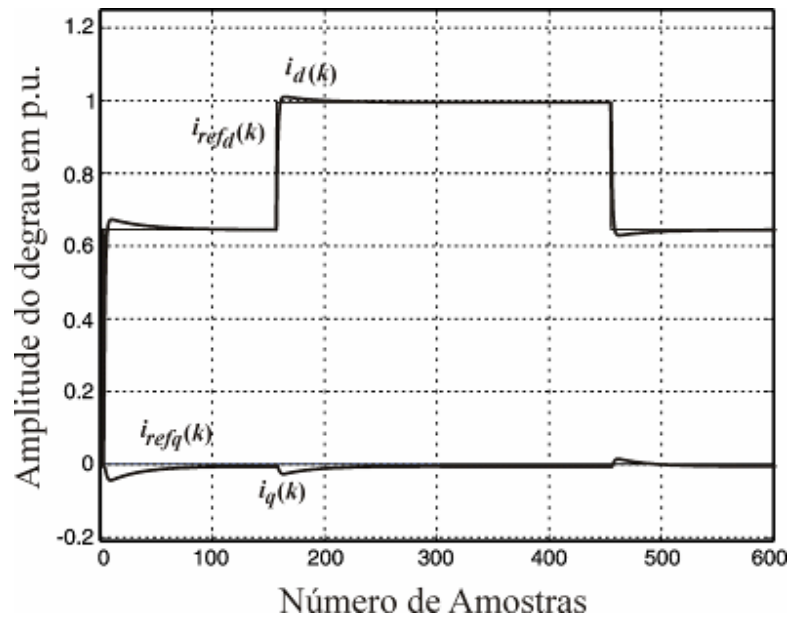


Figura 3. 5 – Resultado de simulação do controlador PI para a malha de corrente com aplicação de um degrau em $ref_{id}(k)$.

Observa-se por esta figura que aplicando um degrau na referência do eixo d este se manifesta na resposta transitória do eixo q , devido ao acoplamento existente entre os eixos, porém este não é muito significativo (na ordem de 2% a sobrelevação no eixo d) com base nos parâmetros de projeto definidos anteriormente.

A seguir uma estratégia de limitação do vetor de ação de controle foi utilizada de forma a limitar as ações de controle da malha de corrente a valores adequados devido, principalmente, a presença do integrador no controlador PI, evitando assim sobrelevações que possam vir a prejudicar a operação do retificador PWM.

3.4.4 Limitação da Ação de Controle

O algoritmo desenvolvido tem a função de limitar as ações de controle, $u_d(k)$ e $u_q(k)$, ou seja, de modo a limitar a magnitude do vetor das ações de controle, $\|\mathbf{u}_{dq}(k)\|$, devido à presença da ação integral nos controladores PI, ou seja, equação (3.17) e nos servos controladores apresentados no Anexo B.

Logo, de modo a garantir a operação do retificador na região linear, $\|\mathbf{u}_{dq}(k)\|$, não deve ultrapassar o círculo de raio $R=1/\sqrt{2}$, inscrito no hexágono, definido pelo espaço das tensões de saída no sistema em coordenadas $\alpha\beta$ para o retificador PWM trifásico com três braços e três fios, conforme a Figura 3.6.

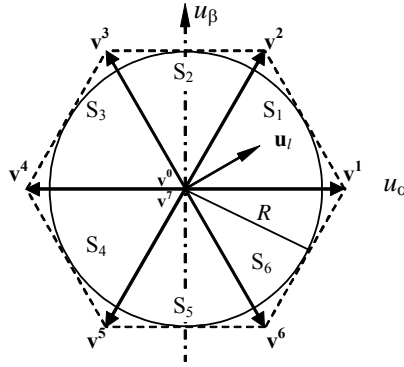


Figura 3. 6 – Limitador da ação de controle do controlador PI.

Caso $\|\mathbf{u}_{dq}(k)\|$ seja maior que o raio R , então este será limitado pela função de limitação $\mathbf{u}_l(k)$, definida pela seguinte equação:

$$\mathbf{u}_l(k) = \begin{cases} \frac{\mathbf{u}_{dq}(k)}{\|\mathbf{u}_{dq}(k)\|_2} \frac{1}{\sqrt{2}} & \text{se } \|\mathbf{u}_{dq}(k)\|_2^2 \geq 1/2 \\ \mathbf{u}_{dq}(k) & \text{se } \|\mathbf{u}_{dq}(k)\|_2^2 < 1/2 \end{cases} \quad (3.19)$$

onde, a magnitude da norma Euclidiana do vetor de ação de controle é dada por:

$$\|\mathbf{u}_{dq}\|_2 = \sqrt{u_d(k)^2 + u_q(k)^2} \quad (3.20)$$

onde as variáveis, $u_d(k)$ e $u_q(k)$, estão representadas em p.u. e em coordenadas dq .

Então, se o valor proposto na equação (3.19) for superado, a magnitude das ações de controle são divididas pela magnitude da norma Euclidiana, ficando assim $\|\mathbf{u}_{dq}(k)\|_2$ limitada a valores unitários, os quais são ainda multiplicados pelo valor $1/\sqrt{2}$, os quais se encontram dentro do círculo de raio igual a $1/\sqrt{2}$.

A comparação com o valor 1/2 na equação (3.19), deve-se ao fato de que as variáveis, $u_d(k)$ e $u_q(k)$, são elevadas ao quadrado, logo pelo máximo valor de raio R , tem-se:

$$R_{max}^2 = \left(1/\sqrt{2}\right)^2 = 1/2 \quad (3.21)$$

A seguir serão apresentados os resultados de simulação do retificador PWM trifásico.

3.4.5 Resultados de Simulação

Com base no controlador apresentado, resultados de simulação foram obtidos, a fim de que seja verificada a resposta transitória deste controlador, fator de potência e de deslocamento entre as tensões da rede e correntes de entrada do retificador PWM. O sistema simulado é semelhante ao apresentado na Figura 3. 7, composto basicamente pelo controlador de corrente PI e o método de sincronização *NPSF*.

Esta análise é realizada somente considerando a malha de corrente, onde é definido um valor constante para a referência de corrente no eixo d e um valor nulo (zero) para a referência no eixo q , ou seja, $i_{refd} = cnt$ e $i_{refq} = 0$. Além disso, estabeleceu-se um conjunto de parâmetros e componentes, conforme Tabela 3.3, os quais foram utilizados para o desenvolvimento do segundo protótipo descrito no Capítulo 5.

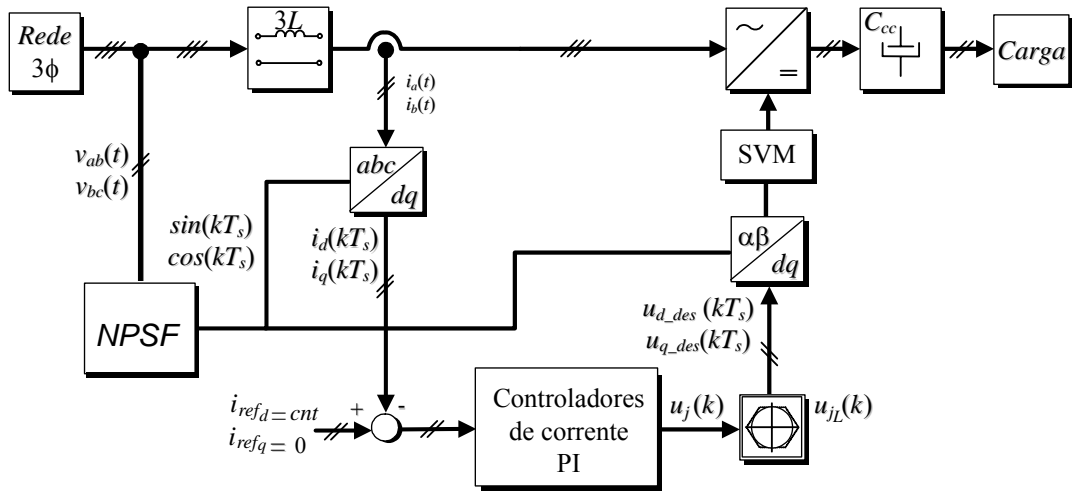


Figura 3. 7 – Diagrama esquemático do retificador PWM e controladores de corrente PI.

Tabela 3. 3- PARÂMETROS DEFINIDOS PARA SIMULAÇÃO DO RETIFICADOR PWM TRIFÁSICO.

Parâmetros ou componentes	Grandezas
Tensões de fase da rede	127 V rms
Indutâncias do filtro de entrada (L_f)	1,3 mH
Frequência de amostragem da malha de corrente	20 kHz
Frequência de comutação	10 kHz
Método de Sincronização	<i>NPSF</i>
Valor base de tensão	400 V
Valor base de corrente	30 A
Tensão do Barramento CC	400 V
Ganhos do controlador PI	$K_1=0,0238$ e $K_2=0,0048$
Carga Resistiva	10 Ω

A Figura 3. 8 apresenta as tensões (em escala reduzida 1/3) e as correntes de fase do retificador PWM com *FP* próximo ao unitário, onde para este caso $i_{refd} = 1$ e $i_{refq} = 0$, sendo i_{refq} nula, a fim de obter-se fator de deslocamento unitário, conforme pode ser observado com mais detalhes na Figura 3.9. A Figura 3. 10a apresenta a resposta transitória das correntes do controlador devido à aplicação de um degrau em i_{refd} , sendo que este varia de 0,65 a 1 e $i_{refq} = 0$. A diferença da Figura 3.5 e da Figura 3.10(a) é que esta última inclui a modulação PWM no modelo do retificador PWM e esta simulação é

realizada no domínio contínuo. A Figura 3.10(b) apresenta a resposta transitória das correntes em coordenadas abc .

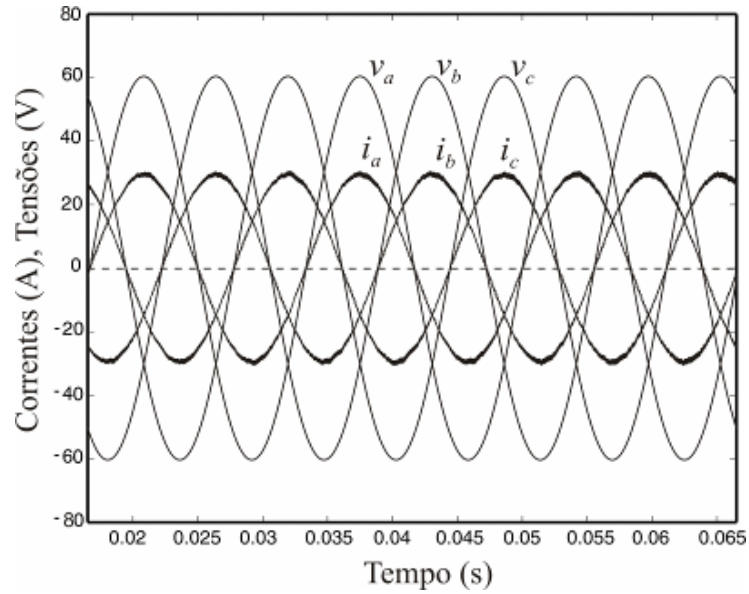


Figura 3. 8 – Resultados de simulação. Tensões da rede em escala reduzida 10 vezes ($v_x/10$) e corrente de entrada do retificador PWM, $THD_i=3,8\%$ e $FP=0,99\%$.

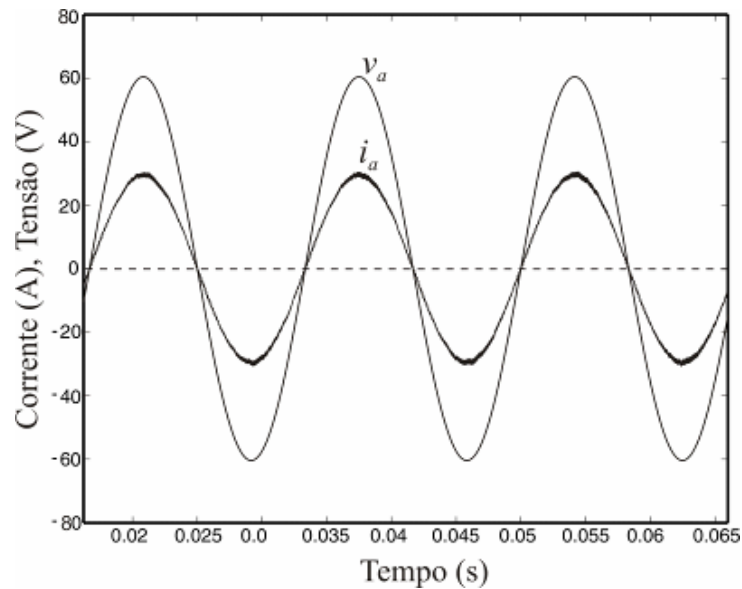
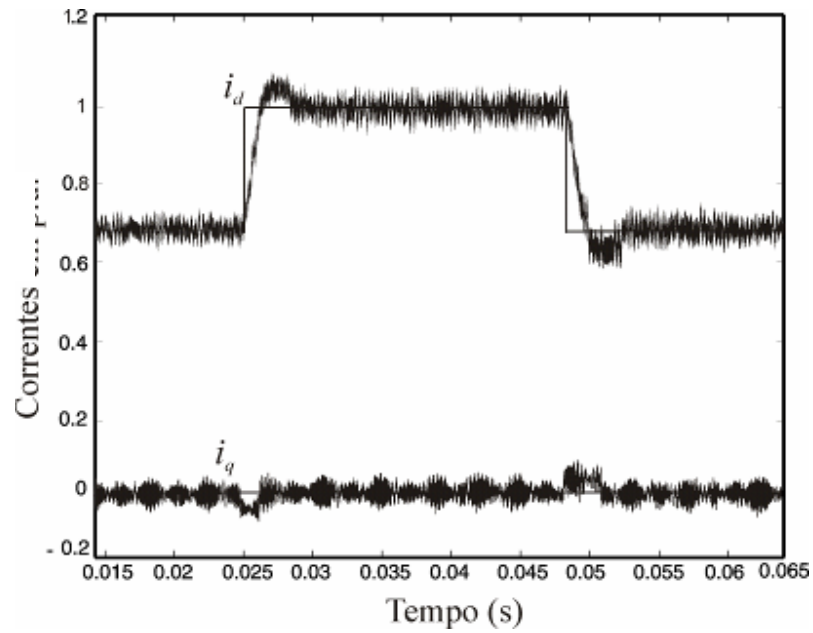
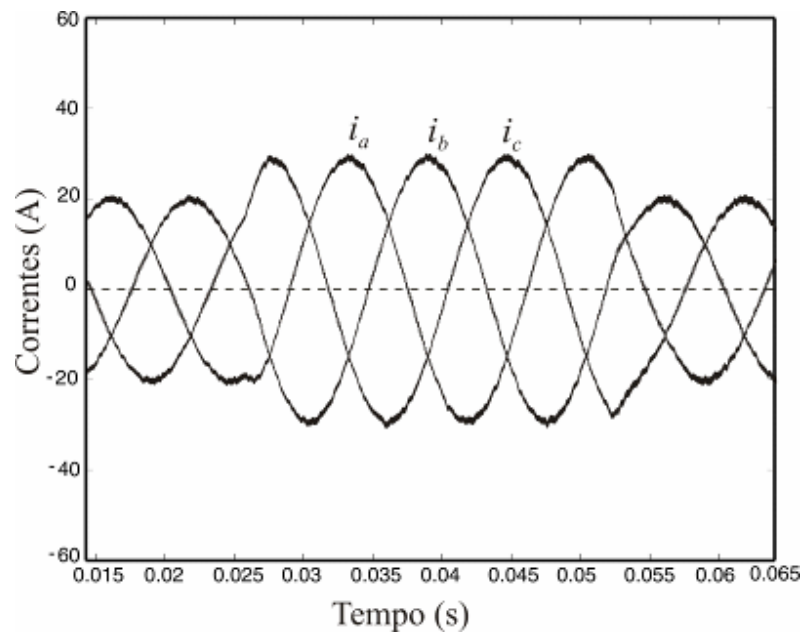


Figura 3. 9 – Resultados de simulação. Tensão e corrente na fase a na entrada do retificador PWM com $FD=0,999$.



(a)



(b)

Figura 3. 10 – Resultados de simulação. Comportamento transitório nas correntes de entrada do retificador PWM. (a) Aplicação de um degrau na referência de corrente de eixo direto i_{refd} e referência de corrente de eixo de quadratura nula, ou seja, $i_{refq}=0$. (b) Correntes em coordenadas abc .

No intuito de verificar o desempenho da malha de controle das correntes de entrada do retificador PWM trifásico, resultados experimentais foram obtidos, conforme será apresentado a seguir.

3.4.6 Resultados Experimentais

A fim de comprovar experimentalmente o desempenho do controlador PI na regulação da malha de corrente do retificador PWM trifásico os mesmos ensaios propostos em simulação são reproduzidos experimentalmente com base nos mesmos parâmetros apresentados na Tabela 3.3 e com utilização do segundo protótipo implementado no Capítulo 5. Estes resultados foram obtidos utilizando como base para o controle do sistema o DSP TMS320F2812, devido principalmente a vantagem da disponibilidade em termos de laboratório e levando em conta que o DSP TMS320F241 utilizado no anexo B já não é um dispositivo mais fabricado, logo de difícil reposição.

A Figura 3. 11 apresenta as tensões da rede e a corrente de entrada em uma das fases do retificador, onde as tensões da rede apresentam uma $THD_v= 2,5\%$ e taxa de desequilíbrio= $7,8\%$, tais tensões podem ser comparadas ao *Caso d* do Capítulo 2. A Figura 3. 12 mostra uma das tensões de fase da rede e as correntes de entrada do retificador PWM, onde as correntes apresentam uma $THD_i=3,41\%$ e uma $TC_i=1,52\%$. A Figura 3. 13 mostra a aplicação de um degrau (0,65 p.u. a 1 p.u.) na referência na malha interna das correntes de entrada do retificador, onde é observada a resposta transitória deste controlador. A Figura 3. 14 apresenta a tensão e corrente em uma das fases do retificador PWM (fase *a*), onde se observa a operação, do mesmo, com fator de deslocamento próximo ao unitário.

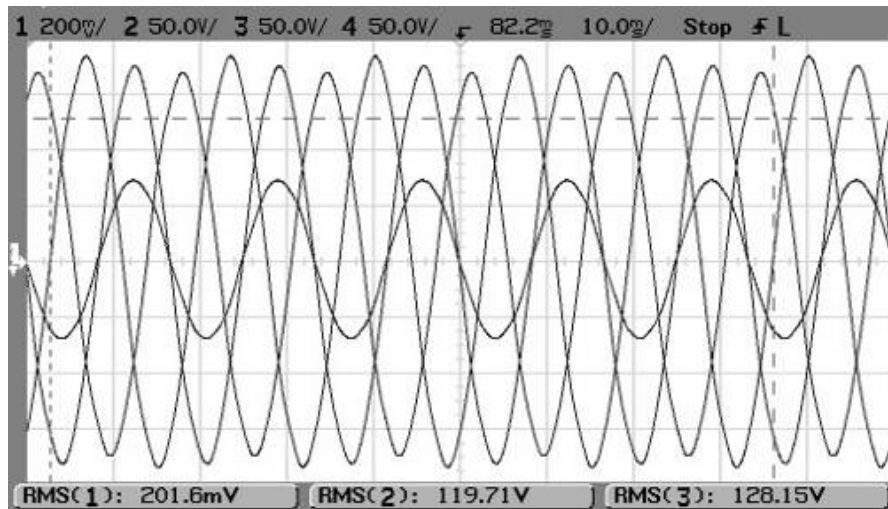


Figura 3. 11 – Resultados experimentais. Tensões da rede e corrente de entrada do retificador na fase a . Tensões com $THD_v=2,5\%$ e $TD_v=7,8\%$. Escala Horizontal: 10 ms/div. Escala Vertical das correntes: 20 A/div. Escala Vertical da tensão: 50V/div.

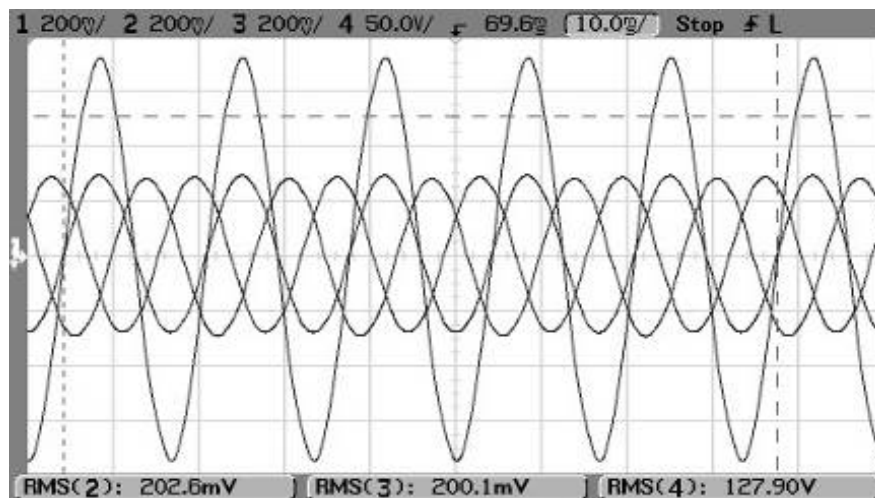


Figura 3. 12 – Resultados experimentais. Correntes de entrada do retificador e tensão da rede na fase a . Correntes com $THD_i=3,41\%$ e uma $TD_i=1,52\%$. Escala Horizontal: 10 ms/div. Escala Vertical das correntes: 20 A/div. Escala Vertical da tensão: 50V/div.

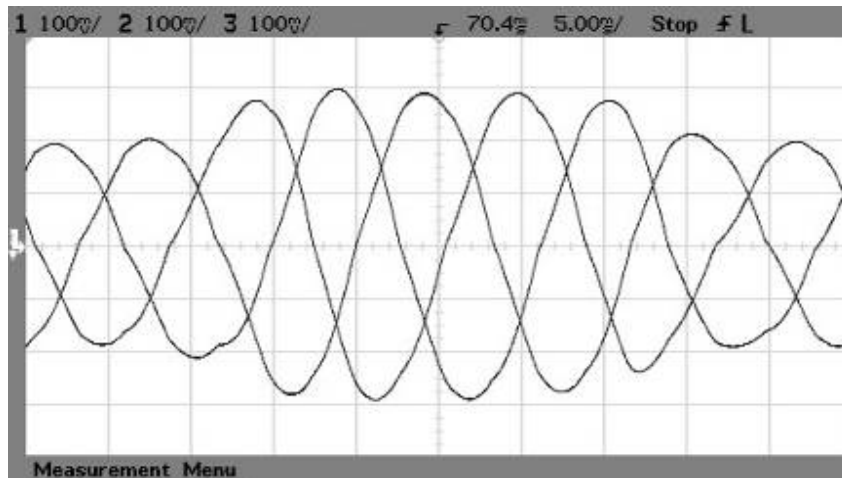


Figura 3. 13 – Resultados experimentais. Correntes trifásicas na entrada do retificador com um degrau na referência de corrente de eixo direto, ou seja, i_{refd} variando de 0,65 pu a 1 pu. Escala Horizontal: 5 ms/div. Escala Vertical: 10 A/div.

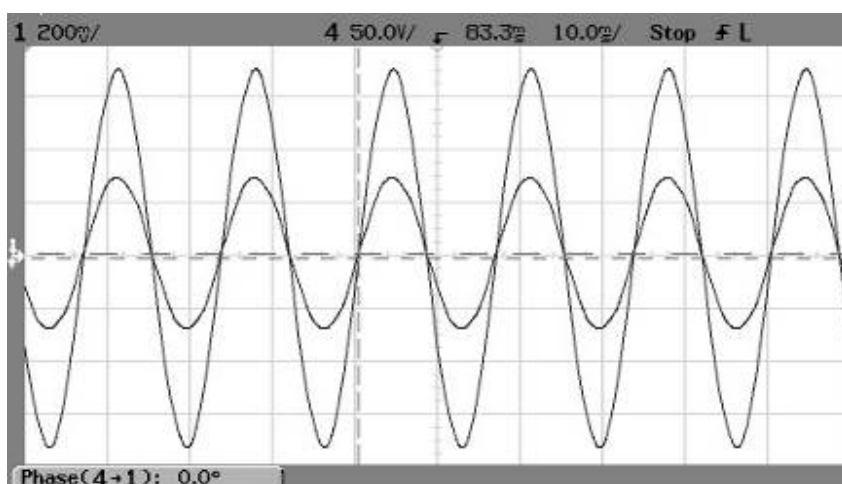


Figura 3. 14 – Resultados experimentais. Corrente de entrada do retificador e tensão da rede na fase a . Retificador operando com fator de deslocamento unitário. Escala Horizontal: 10 ms/div. Escala Vertical das correntes: 20 A/div (ponteiros de corrente em 10mV/A). Escala Vertical da tensão: 50V/div.

Observa-se a partir dos resultados experimentais obtidos uma boa correspondência com os resultados de simulação. Na próxima seção um servo controlador é adicionado para regular a tensão do barramento CC do retificador PWM trifásico em um valor desejado.

3.5 Regulação de Tensão do Barramento CC Utilizando Sistema Servo e Controle de Potência Ativa

A fim de regular a tensão do barramento CC em um valor desejado, um servo controlador é utilizado para controlar a potência ativa do retificador PWM trifásico. Este servo controlador foi escolhido, pois, garante erro nulo em regime permanente relativos as grandezas consideradas. Este é desenvolvido usando o sistema de coordenadas síncronas dq para o circuito apresentado na Figura 3.15.

Para o projeto do controlador utiliza-se um modelo linear para o retificador PWM com laço interno de corrente, conforme apresentado na seção anterior e malha externa de tensão, a qual é baseada na equação dinâmica de balanço de potências, semelhante ao apresentado em [84] e [85].

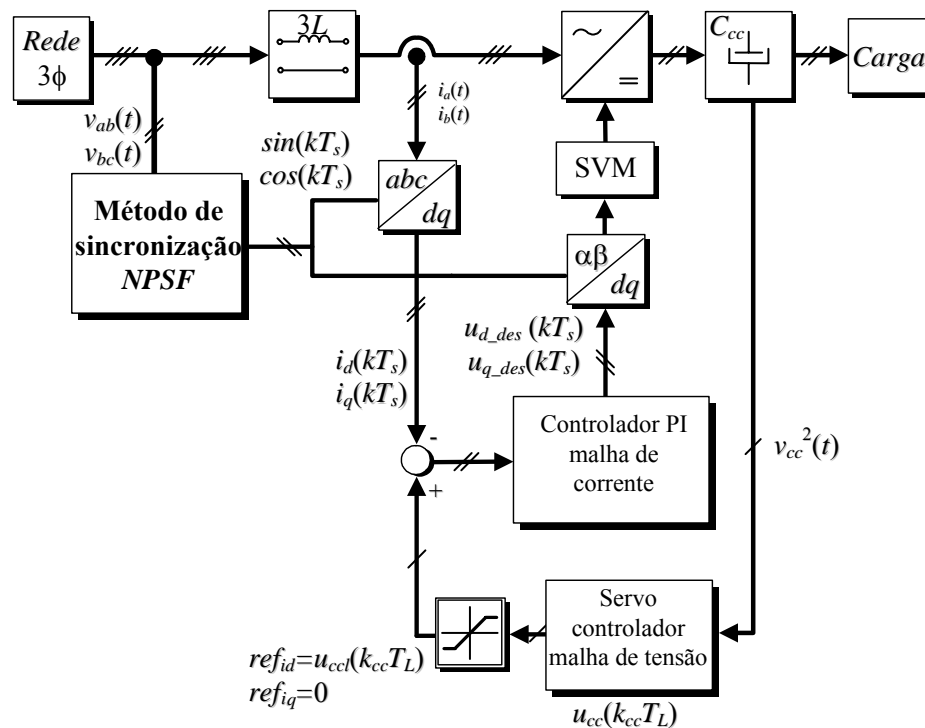


Figura 3. 15 - Diagrama em blocos da malha externa de regulação de tensão do barramento CC do retificador PWM trifásico.

Considerando que, uma carga conectada ao barramento CC consome uma potência constante, P_{carga} , e desprezando a dinâmica da malha de corrente, as perdas no conversor, e aplicando o teorema de *Tellegen*, tem-se que:

$$P_{capacitor} = P_{rede} - P_{carga}, \quad (3.22)$$

ou ainda,

$$\frac{1}{2}C_{cc} \left(\frac{dv_{cc}^2}{dt} \right) = (v_d i_d + v_q i_q) - P_{carga}. \quad (3.23)$$

A variável de estado utilizada para o propósito é a grandeza v_{cc}^2 , a qual está diretamente relacionada com a energia armazenada no capacitor do barramento CC.

Assumindo por simplicidade de projeto que, o retificador opera com fator de potência unitário, e que as tensões da rede são equilibradas e sem distorções, tem-se que $v_q=0$. Logo, a equação (3.23), torna-se:

$$\frac{1}{2}C_{cc} \left(\frac{dv_{cc}^2}{dt} \right) = (v_d i_d) - P_{carga}. \quad (3.24)$$

Ainda, assumindo que o período de discretização da malha de tensão, T_L , é muito maior que período de discretização da malha de corrente T_s , e que a banda passante da malha de corrente é muito maior que a banda passante da malha de tensão, pode-se considerar que,

$$i_d \cong ref_d \quad \text{e} \quad i_q \cong ref_q. \quad (3.25)$$

Logo, a corrente i_d para a malha de corrente pode ser expressa em função de u_{cc} , ou seja,

$$i_d = u_{cc} \quad \text{e} \quad i_q = 0, \quad (3.26)$$

onde, u_{cc} é ação de controle da malha de tensão e é a referência para a malha de corrente.

Agora, normalizando a equação (3.24), multiplicando ambos os lados da mesma por $1/V_{base}^2$, tem-se:

$$\frac{1}{2}C_{cc} \left(\frac{dv_{ccn}^2}{dt} \right) = u_{cc} \left(\frac{v_d}{V_{base}^2} \right) - \left(\frac{P_{carga}}{V_{base}^2} \right), \quad (3.27)$$

onde $v_{ccn}^2 = v_{cc}^2 / V_{base}^2$.

Com o objetivo de obter o modelo discreto para projetar o controlador de v_{ccn}^2 , integra-se a equação (3.27) em um período de discretização T_L , ou seja,

$$\frac{1}{2} C_{cc} \int_{k_{cc} T_L}^{(k_{cc}+1)T_L} \frac{d}{dt} v_{ccn}^2 dt = u_{cc}(k_{cc} T_L) \frac{V_{d-p}}{V_{base}^2} \int_{k_{cc} T_L}^{(k_{cc}+1)T_L} v_d^2(t) dt - \frac{P_{carga}}{V_{base}^2} \int_{k_{cc} T_L}^{(k_{cc}+1)T_L} dt. \quad (3.28)$$

Note que, $u_{cc}(k_{cc} T_L)$ é considerado constante ao longo de um período T_L . Solucionando a equação (3.28), tem-se:

$$v_{ccn}^2(k_{cc}+1)T_L = v_{ccn}^2(k_{cc} T_L) + \frac{\sqrt{6} V_{d-p} T_L}{C_{cc} V_{base}^2} u_{cc}(k_{cc} T_L) - \frac{2T_L}{C_{cc} V_{base}^2} P_{carga}. \quad (3.29)$$

Logo é possível obter a seguinte representação por espaço de estado:

$$\begin{aligned} x_{cc}[(k_{cc}+1)T_L] &= \mathbf{G}_{cc} x_{cc}(k_{cc} T_L) + \mathbf{H}_{cc} u_{cc}(k_{cc} T_L) + \mathbf{F}_{cc} w_{cc}(k_{cc} T_L), \\ y_{cc}(k_{cc} T_L) &= \mathbf{C}_{cc} x_{cc}(k_{cc} T_L), \end{aligned} \quad (3.30)$$

onde, $\mathbf{G}_{cc} = \mathbf{C}_{cc} = 1$, $\mathbf{H}_{cc} = \sqrt{6} V_{p-d} T_L / C_{cc} V_{base}^2$, $\mathbf{F}_{cc} = -2T_L / C_{cc} V_{base}^2$, $x_{cc} = y_{cc} = v_{ccn}^2$ e V_{p-d} é a amplitude da componente de eixo direto de tensão.

A Figura 3.16 mostra de forma detalhada o diagrama em blocos do laço externo de controle de v_{ccn}^2 .

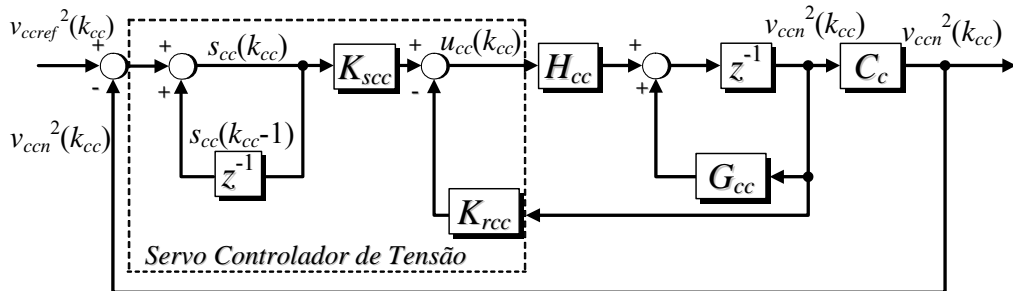


Figura 3.16 - Diagrama do controlador de tensão do barramento CC.

A ação de controle $u_{cc}(k_{cc})$ é obtida a partir da retroação do estado de $x_{cc}(k_{cc})$ somada a parcela do controlador integral $s_{cc}(k_{cc})$, o qual garante que o erro em regime permanente seja nulo.

De acordo com a Figura 3.16, as equações do erro, servo e ação de controle, são dadas respectivamente por:

$$e_{cc}(k_{cc}T_L) = v_{ccref}^2(k_{cc}T_L) - v_{ccn}^2(k_{cc}T_L), \quad (3.31)$$

$$s_{cc}(k_{cc}T_L) = s_{cc} \left[(k_{cc} - 1)T_L \right] + e_{cc}(k_{cc}T_L), \quad (3.32)$$

$$u_{cc}(k_{cc}T_L) = K_{scc} s_{cc}(k_{cc}T_L) - K_{rcc} v_{ccn}^2(k_{cc}T_L), \quad (3.33)$$

Para o projeto dos ganhos do servo controlador de tensão foi usada a técnica de projeto por alocação de pólos apresentada em [31], semelhante a abordagem realizada no Anexo F, considerando como critérios de projeto, capacitância do barramento CC de 4,7 mF, $T_L=2$ kHz, o tempo de acomodação 1 s e sobretensão máxima de 15 %, obtendo-se os ganhos $K_{scc}=0,005$ e $K_{rcc}=0,557$.

A seguir a fim de que sejam limitadas as correntes de entrada do retificador PWM a valores adequados a ação de controle da malha de tensão u_{cc} será limitada a partir do uso de um algoritmo de limitação de u_{cc} . Isto se deve porque a ação de controle da malha de tensão é referência para a malha de corrente, logo, u_{cc} está diretamente relacionada a amplitude das correntes de entrada do retificador PWM.

3.5.1 Limitação da Ação de Controle

De forma a limitar a componente de ação de controle, u_{cc} , apresentada na equação (3.33), devido à presença do integrador no servo controlador, e, conseqüentemente, limitar a amplitude das correntes de entrada do retificador PWM trifásico, foi utilizado um algoritmo de limitação de u_{cc} dado por:

$$u_{ccL}(k_{cc}T_L) = \begin{cases} 1 & \text{se } u_{cc}(k_{cc}T_L) > 1 \\ -1 & \text{se } u_{cc}(k_{cc}T_L) < -1 \\ u_{cc} & \text{se } -1 < u_{cc}(k_{cc}T_L) < 1 \end{cases}, \quad (3.34)$$

onde, u_{ccL} é o valor limitado da ação de controle.

Logo u_{cc} varia entre +1 e -1, onde nesta faixa de variação é garantida a operação linear do retificador. Além disso, para evitar oscilações, a ação integral s_{cc} deve ser atualizada para que no próximo período de amostragem o seu valor se corresponda com o par entrada-saída $\{u_{ccL}, v_{cc}^2\}$. Note que, a referência para a malha interna de corrente de eixo d é diretamente relacionada a u_{cc} , conforme mostrado na Figura 3.15, e que o aumento de u_{cc} se traduz diretamente em um aumento da amplitude da referência de corrente. A seguir serão apresentados resultados experimentais do servo controlador, a fim de verificar o desempenho do mesmo em termos de regulação de tensão e resposta transitória.

3.5.2 Resultados Experimentais

A Figura 3. 17 mostra os resultados experimentais da tensão do barramento CC regulada em 400 V e as correntes na entrada do retificador PWM com a utilização do algoritmo de limitação da ação integral no controlador de tensão do barramento CC e a Figura 3. 18 mostra os resultados experimentais sem esta limitação para a malha de tensão do barramento CC, os quais justificam a utilização da equação (3.34) para a regulação das tensões no barramento CC.

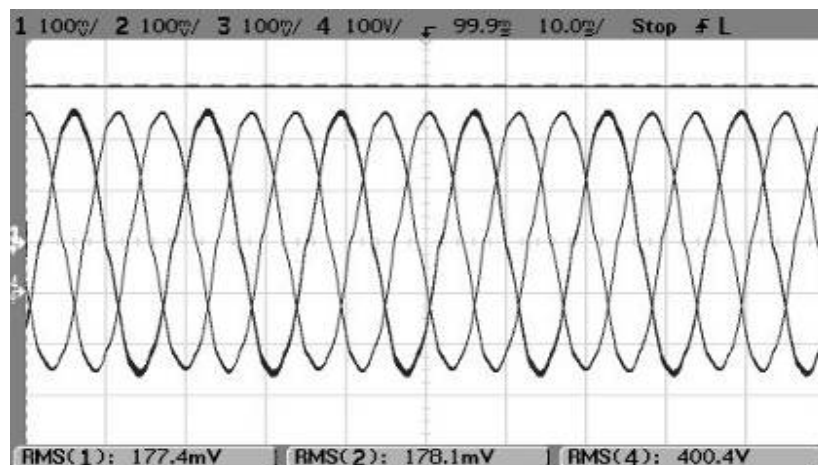


Figura 3. 17 - Resultados experimentais. Escala Horizontal: 10 ms/div. Escala de corrente: 10 A/div.
Escala de tensão CC: 100 V/div.

A Figura 3. 19 apresenta a aplicação de um degrau de carga no barramento CC. Em um primeiro momento, toda a carga (carga nominal de $R=10\ \Omega$) é retirada do retificador, e em um segundo instante toda carga é recolocada no barramento CC do retificador. Neste transitório a energia em excesso armazenada no capacitor é dissipada na carga.

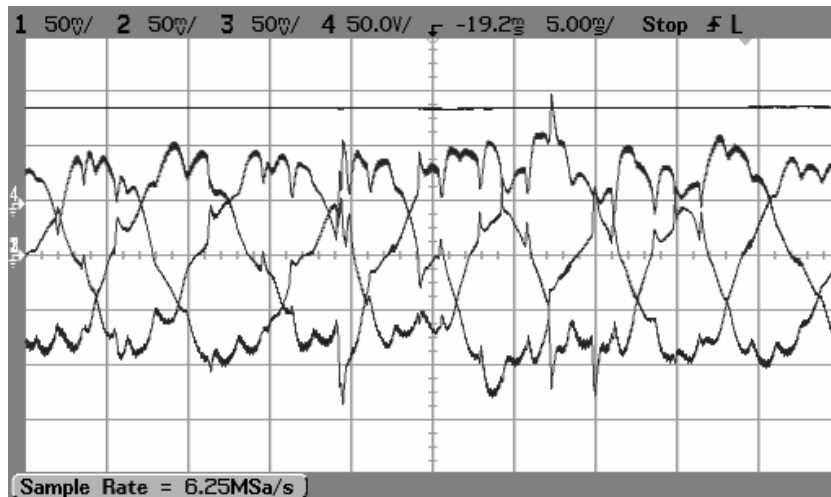


Figura 3. 18 - Resultados experimentais. Escala Horizontal: 5 ms/div. Escala de corrente: 5 A/div. Escala de tensão 50 V/div.

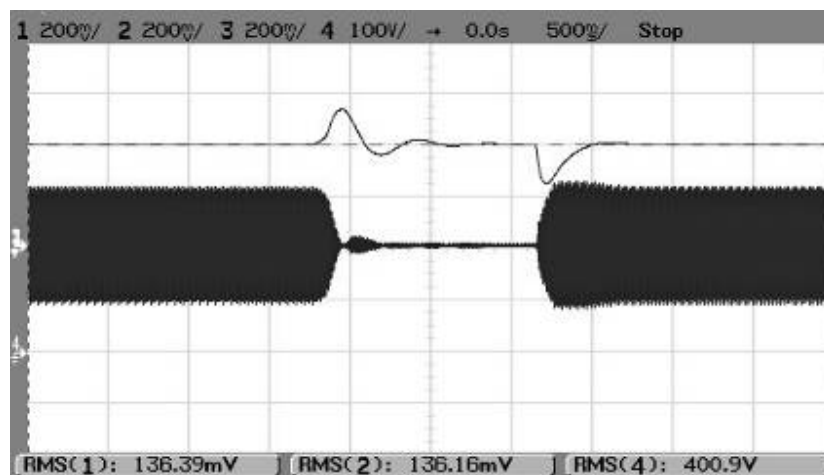


Figura 3. 19 – Resultados experimentais. Escala Horizontal: 500 ms/div. Escala Vertical das correntes: 20 A/div. Escala Vertical da tensão no barramento CC: 100 V/div.

3.6 Análise dos Métodos de Sincronização *NPSF* e *MSRF* Aplicados a Retificadores PWM Trifásicos

Como já comentado na revisão bibliográfica do Capítulo 1, o principal problema dos métodos de sincronização é a presença de distorções nos sinais de sincronização na presença de desequilíbrios e/ou distorções harmônicas nas tensões da rede. Estas distorções nos sinais de sincronização resultam no aparecimento de distorções nas correntes de entrada do retificador PWM trifásico conforme será mostrado a seguir.

Nesta seção o problema é enfatizado através da análise do desempenho, a partir de resultados de simulação, entre o método *NPSF* proposto e o método *MSRF*. O método *MSRF* foi escolhido devido a sua simplicidade estrutural e fácil implementação e, além disso, apresentar características semelhantes se comparado ao método *NPSF*, no que se refere à utilização das tensões normalizadas para obtenção dos sinais de sincronização. Como todos os controladores de corrente estudados no Anexo B podem utilizar ambos os métodos de sincronização, o controlador PI foi escolhido para analisar o impacto destes distúrbios da rede com respeito ao desempenho em termos da TD_i e THD_i das correntes de entrada do retificador.

Novamente, as quatro condições apresentadas no Capítulo 2 considerando resultados de simulação serão abordadas: (i) tensões da rede sem distorções; (ii) tensões da rede com distorções harmônicas, (iii) tensões da rede desequilibradas; e (iv) tensões da rede com desequilíbrios e harmônicos.

O sistema trifásico analisado opera com tensões de linha da rede com 220 V *rms*, sendo medidas as tensões v_{ab} e v_{bc} para as quatro condições citadas anteriormente, porém são mostradas nos gráficos as tensões de fase para melhor visualização das correntes e verificação do fator de deslocamento entre tensão e corrente. As equações (1.4) e (1.5) para o método *MSRF* e, equações (2.13) e (2.14) para o método *NPSF* foram utilizadas para a determinação dos sinais de sincronização seno e co-seno. Além disso, as referências para a malha de controle são fixadas em valores constantes, com isto

somente os sinais de sincronização podem influenciar as correntes de entrada do retificador PWM.

3.6.1 Caso a – Tensões de Linha da Rede Equilibradas

Para este caso e com base na utilização das equações referentes aos dois métodos de sincronização citadas anteriormente, os sinais de sincronização para o método *MSRF* e *NPSF* foram obtidos conforme a Figura 3. 20 e a Figura 3. 21 respectivamente, onde se verifica que para a condição de tensões equilibradas os sinais de sincronização são semelhantes não apresentando distorções para a simulação realizada.

A partir da obtenção dos sinais de sincronização e aplicação dos mesmos nas transformações das correntes de realimentação i_a e i_b para eixos síncronos, conforme Figura 3.7 e equação (3.35) abaixo, e também na transformação das ações de controle u_d e u_q para eixos estacionários u_α e u_β segundo equação (3.36). As correntes de entrada do retificador PWM são obtidas conforme a Figura 3. 22 e Figura 3. 23 utilizando os métodos *MSRF* e *NPSF* respectivamente.

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sqrt{\frac{6}{2}} \cos(\theta) + \sqrt{\frac{2}{2}} \text{sen}(\theta) & \sqrt{2} \text{sen}(\theta) \\ -\sqrt{\frac{6}{2}} \text{sen}(\theta) + \sqrt{\frac{2}{2}} \cos(\theta) & \sqrt{2} \cos(\theta) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \end{bmatrix}; \quad (3.35)$$

$$\begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\text{sen}(\theta) \\ \text{sen}(\theta) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix}. \quad (3.36)$$

Nestas figuras as tensões de fase da rede em escala reduzida (1/4,5 do valor nominal) são mostradas, a fim de verificar o sincronização entre as tensões e correntes de fase. Verifica-se por estas figuras também que, em condições de equilíbrio, as correntes não apresentam desequilíbrio e apresentam semelhante THD_i . A Figura 3. 24 e Figura 3. 25 apresenta o espectro harmônico referente as correntes na fase a do retificador PWM obtidas na Figuras 3.22 e 3.23 respectivamente.

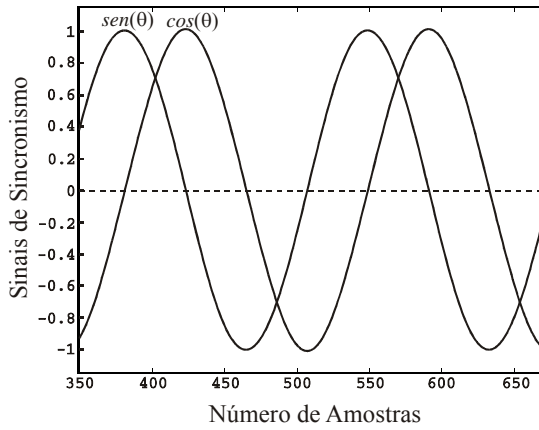


Figura 3. 20 – Sinais de sincronização seno e cosseno obtidos utilizando o método de sincronização *MSRF* a partir das tensões da rede equilibradas.

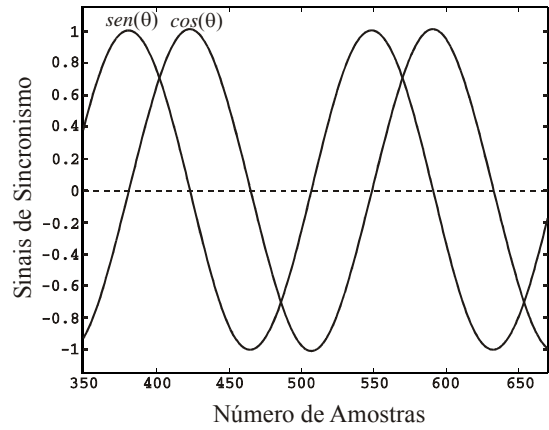


Figura 3. 21 – Sinais de sincronização seno e cosseno obtidos utilizando o método de sincronização *NPSF* a partir das tensões da rede equilibradas.

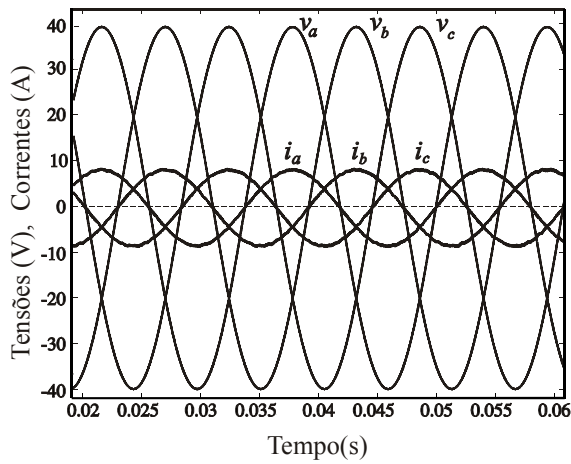


Figura 3. 22 – Correntes de entrada do retificador PWM e tensões de fase (1/4,5 do valor nominal) sob condições de equilíbrio das tensões da rede utilizando o método *MSRF*.

Correntes com $TD_i=0\%$ e $FD=0,99$.

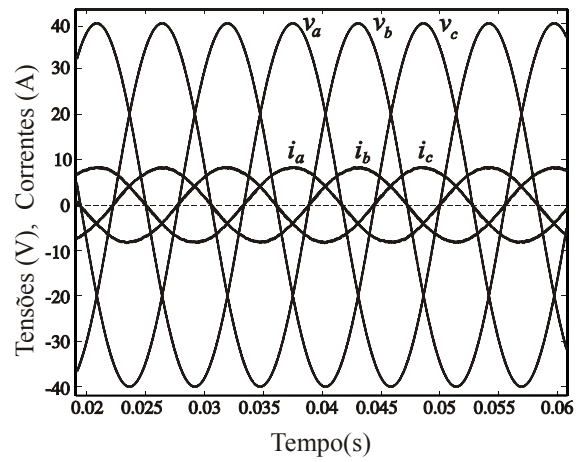


Figura 3. 23 – Correntes de entrada do retificador PWM e tensões de fase (1/4,5 do valor nominal) sob condições de equilíbrio das tensões da rede utilizando o método *NPSF*.

Correntes com $TD_i=0\%$ e $FD=0,99$.

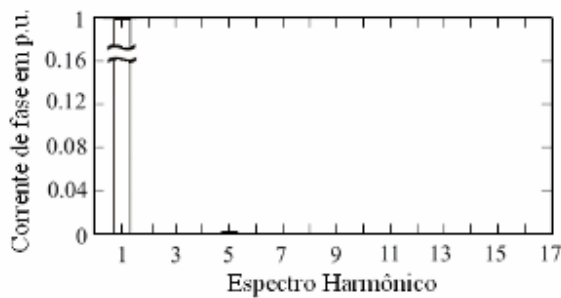


Figura 3. 24 – Espectro harmônico da corrente em uma das fases da figura 3.22, onde a $THD_i=1,0\%$.

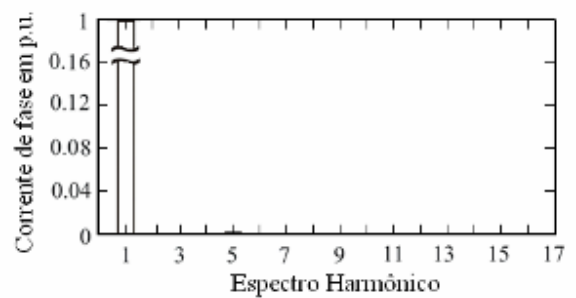


Figura 3. 25 – Espectro harmônico da corrente em uma das fases da figura 3.23, onde a $THD_i=1,0\%$.

3.6.2 Caso b – Tensões de Linha da Rede com Distorções Harmônicas

Para este caso foi considerada uma THD_v de 10 % nas tensões de linha da rede, tais distorções, são formadas pela 5ª, 7ª e 11ª harmônicas todas com mesma amplitude. Os sinais de sincronização obtidos pelo método *MSRF* e *NPSF* são apresentados na Figura 3. 26 e Figura 3. 27 respectivamente, onde o primeiro método apresenta distorções nos sinais de sincronização, enquanto que o segundo método não apresenta distorções significativas.

A Figura 3. 28 apresentam as correntes de entrada do retificador PWM utilizando o método *MSRF*. Pela utilização deste método observa-se que os harmônicos presentes nas tensões da rede provocam distorções nas correntes de entrada do retificador também devido a normalização das tensões realizada por este método segundo a equação (1.5). Sendo esta uma equação não linear a presença de harmônicos provoca o aparecimento de componentes alternadas na norma da tensão que é utilizada e, conseqüentemente, harmônicos de ordem ímpar de mesma frequência que os harmônicos provenientes da rede, conforme Figura 3. 30, que apresenta o espectro harmônico na corrente da fase *a* da Figura 3. 28. Nestas figuras as tensões de fase da rede também estão em escala reduzida (1/4,5 do valor nominal).

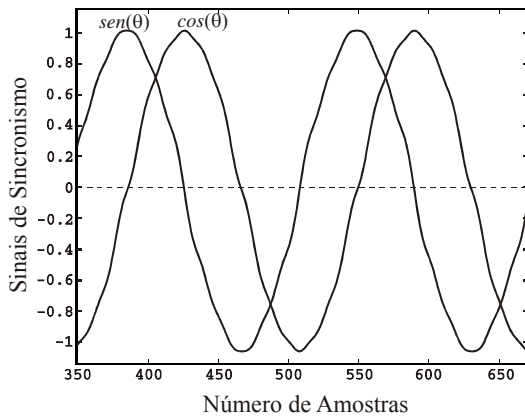


Figura 3. 26 – Sinais de sincronização seno e co-seno obtidos utilizando o método de sincronização *MSRF* com 10 % de distorções harmônicas nas tensões da rede.

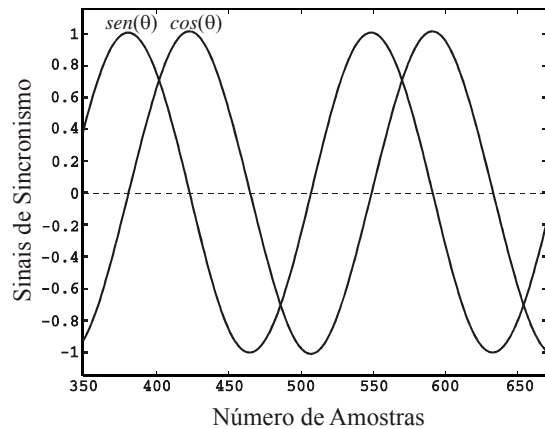


Figura 3. 27 – Sinais de sincronização seno e co-seno obtidos utilizando o método de sincronização *NPSF* com 10 % de distorções harmônicas nas tensões da rede.

Com a utilização do método *NPSF*, porém observa-se pela Figura 3. 29 que, as correntes do retificador PWM não apresentam distorções consideráveis relativas ao espectro harmônico da Figura 3. 31. Em termos de TD_i os dois métodos apresentam resultados semelhantes.

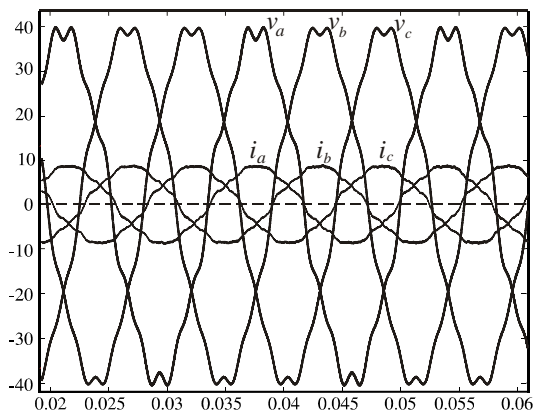


Figura 3. 28 – Correntes de entrada do retificador PWM e tensões de fase (1/4,5 do valor nominal) sob condições de $THD_v=10\%$ nas tensões da rede utilizando o método *MSRF*.

Correntes com $TD_i=0\%$ e $FD=0,98$.

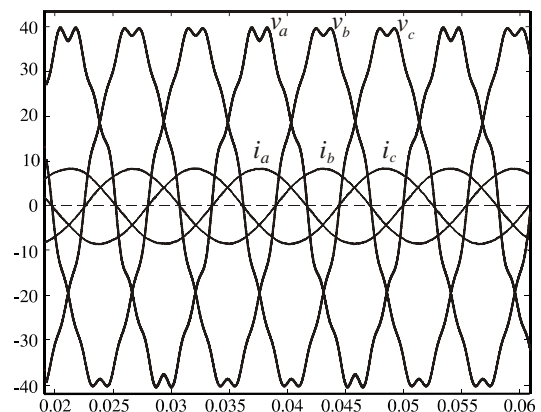


Figura 3. 29 – Correntes de entrada do retificador PWM e tensões de fase (1/4,5 do valor nominal) sob condições de $THD_v=10\%$ nas tensões da rede utilizando o método *NPSF*.

Correntes com $TD_i=0\%$ e $FD=0,99$.

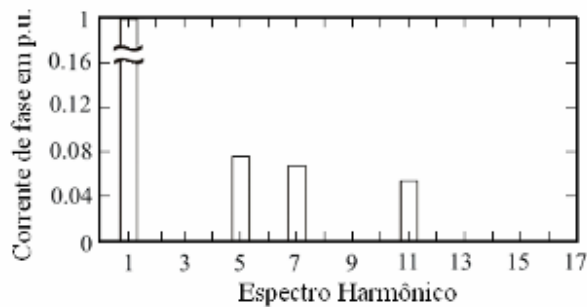


Figura 3.30 – Espectro harmônico da corrente em uma das fases em p.u. da figura 3.28, onde a $THD_I=6,7\%$.

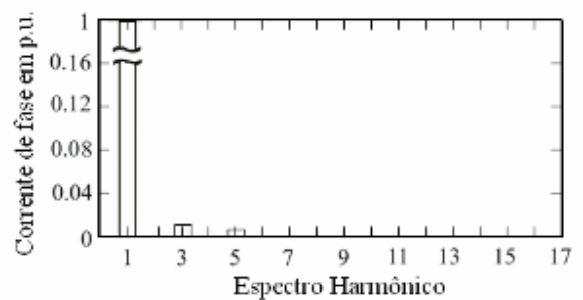


Figura 3.31 – Espectro harmônico da corrente em uma das fases em p.u. da figura 3.29, onde a $THD_I=1,67\%$.

3.6.3 Caso c – Tensões de Linha da Rede Desequilibradas

Para este caso considerando um desequilíbrio de 25 % nas tensões de linha da rede, a fim de enfatizar a diferença entre os sinais de sincronização obtidos pelo método *MSRF* e *NPSF*, conforme pode ser verificado na Figura 3.32 e na Figura 3.33 respectivamente. O método *MSRF* apresenta distorções nos sinais de sincronização, enquanto que, o método *NPSF* não apresenta distorções significativas.

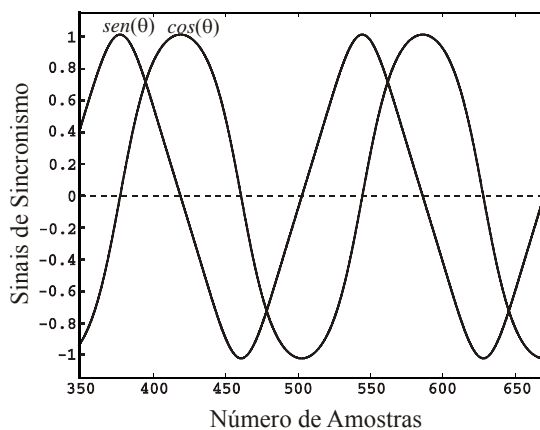


Figura 3.32 – Sinais de sincronização seno e cosseno obtidos utilizando o método de sincronização *MSRF* a partir de 25 % de desequilíbrio nas tensões da rede.

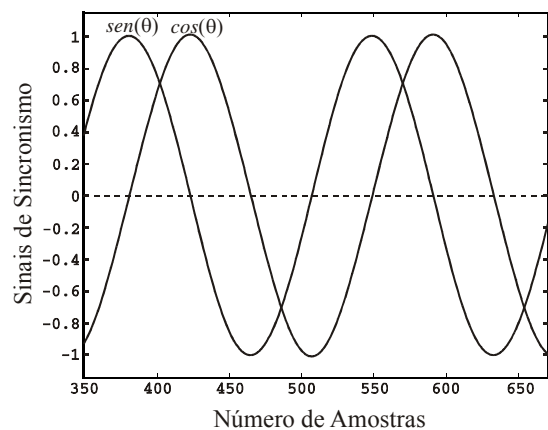


Figura 3.33 – Sinais de sincronização seno e cosseno obtidos utilizando o método de sincronização *NPSF* a partir de 25 % de desequilíbrio nas tensões da rede.

A Figura 3.34 apresentam as correntes de entrada do retificador utilizando o método *MSRF*. Pela utilização deste método observa-se que o desequilíbrio das tensões da rede provoca distorções nas correntes de entrada do retificador PWM devido à normalização das tensões realizada por este método segundo a equação (1.5). Sendo esta uma equação não linear a presença de seqüência negativa provoca o aparecimento de componentes alternadas na normalização e, conseqüentemente, harmônicos de ordem ímpar conforme a Figura 3.36, a qual apresenta o espectro harmônico das correntes na fase *a* relativa a Figura 3.34.

Com a utilização do método *NPSF*, porém observa-se pela Figura 3.35 que, as correntes do retificador PWM não apresentam distorções significativas, conforme pode ser visto pelo espectro harmônico apresentado na Figura 3.37, obtido a partir de medidas realizadas com relação a uma das correntes de entrada do retificador PWM. Além disso, a TD_i é maior utilizando o método *MSRF* comparado-o com o *NPSF*.

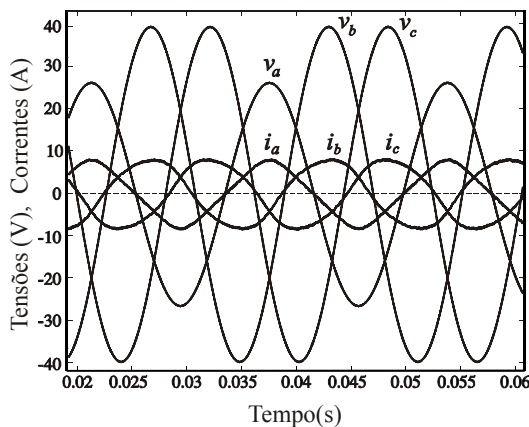


Figura 3. 34 – Correntes de entrada do retificador PWM e tensões de fase (1/4,5 do valor nominal) sob condições de 25 % de desequilíbrio nas tensões da rede utilizando o método *MSRF*.
Correntes com $TD_i=6,8\%$ e $FP=0,98$

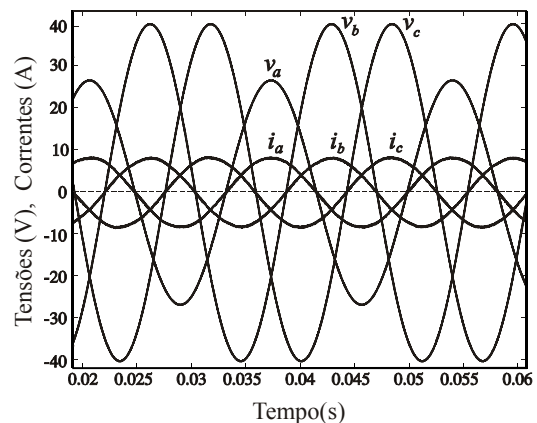


Figura 3. 35 – Correntes de entrada do retificador PWM e tensões de fase (1/4,5 do valor nominal) sob condições de 25 % de desequilíbrio nas tensões da rede utilizando o método *NPSF*.
Correntes com $TD_i=1,2\%$ e $FP=0,99$.

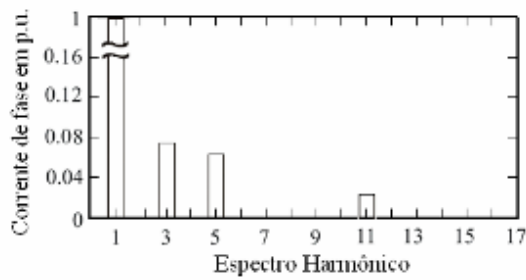


Figura 3.36 – Espectro harmônico da corrente em uma das fases em p.u. da figura 3.34, onde a $THD_i=6,9\%$.

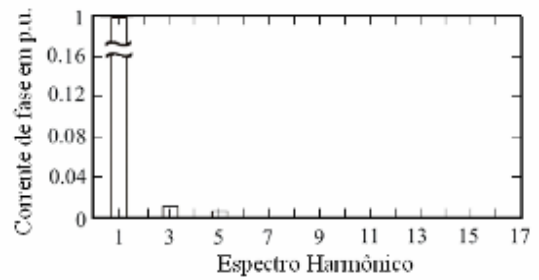


Figura 3.37 – Espectro harmônico da corrente em uma das fases em p.u. da figura 3.35, onde a $THD_i=1,65\%$.

3.6.4 Caso d – Tensões de Linha da Rede com Desequilíbrio e Distorções Harmônicas

Para este caso foi considerada uma taxa de desequilíbrio de 25 % e uma THD_v de 10 % nas tensões de linha da rede, tais distorções utilizam-se das mesmas considerações do *Caso b*, sendo os harmônicos de 5ª, 7ª e 11ª ordem e com mesma amplitude. Os sinais de sincronização obtidos pelo método *MSRF* e *NPSF* são apresentados na Figura 3.38 e Figura 3.39 respectivamente, onde se pode observar que o primeiro método apresenta distorções nos sinais de sincronização, enquanto que, o segundo método não apresenta distorções significativas.

A Figura 3.40 apresenta as correntes de entrada do retificador PWM utilizando o método *MSRF*. Pela utilização deste método novamente verificou-se que, o desequilíbrio e os harmônicos presentes nas tensões da rede provocam distorções nas correntes de entrada do retificador, da mesma forma devido à normalização das tensões realizada por este método. Observou-se um acentuado aumento da distorção harmônica em relação aos dois casos anteriormente descritos, conforme pode ser observado na Figura 3.42 os harmônicos de ordem ímpar se fazem presentes, sendo mais significativos os de 3ª, 5ª, 7ª, 11ª ordem.

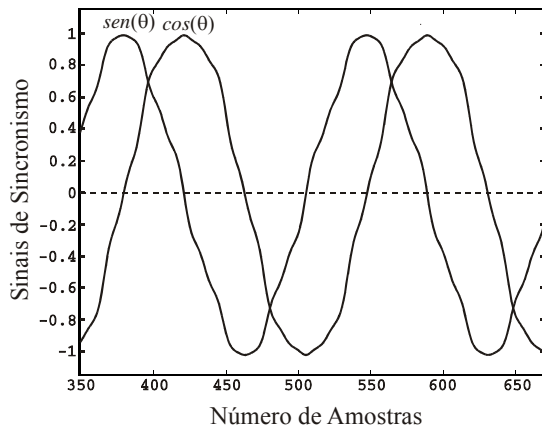


Figura 3. 38 – Sinais de sincronização seno e cosseno obtidos utilizando o método de sincronização *MSRF* com 25 % de desequilíbrio e 10 % de distorções harmônicas nas tensões da rede.

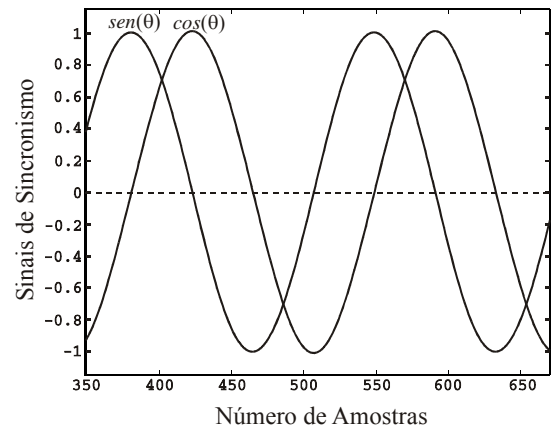


Figura 3. 39 – Sinais de sincronização seno e cosseno obtidos utilizando o método de sincronização *NPSF* com 25 % de desequilíbrio e 10 % de distorções harmônicas nas tensões da rede.

Com a utilização do método *NPSF*, porém observa-se pela Figura 3.41, que as correntes do retificador PWM não apresentam distorções consideráveis conforme espectro harmônico da Figura 3.43. Além disso, o método *MSRF* apresenta maior TD_i se comparado ao *NPSF*.

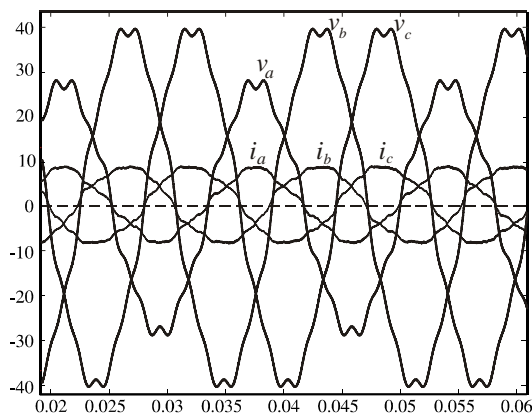


Figura 3. 40 – Correntes de entrada do retificador PWM e tensões de fase sob condições de 25% de desequilíbrio e $THD_v=10\%$ nas tensões da rede utilizando o método *MSRF*. Correntes com $TD_i=6,9\%$ e $FP=0,98$.

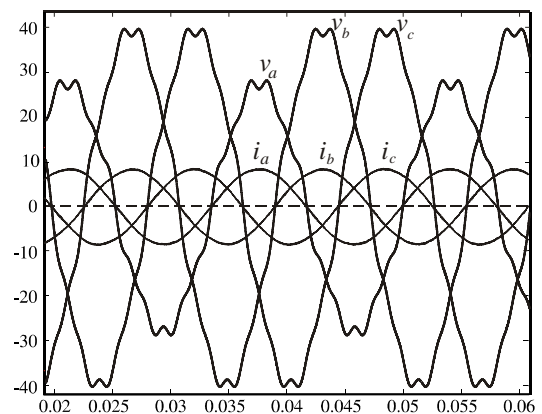


Figura 3. 41 – Correntes de entrada do retificador PWM e tensões de fase sob condições de 25% de desequilíbrio e $THD_v=10\%$ nas tensões da rede utilizando o método *NPSF*. Correntes com $TD_i=1,3\%$ e $FP=0,999$.

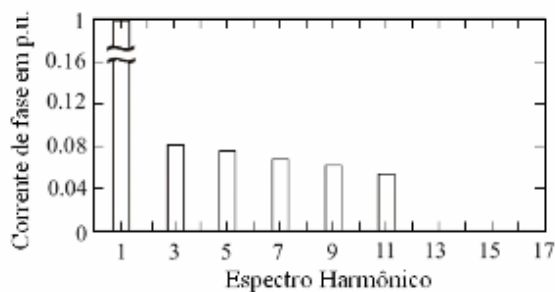


Figura 3. 42 – Espectro harmônico da corrente em uma das fases em p.u. da figura 3.40, onde a $THD_i=11,9\%$.

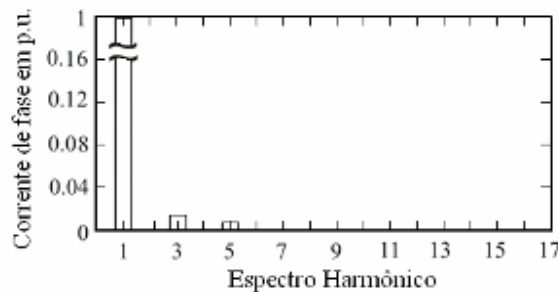


Figura 3. 43 – Espectro harmônico da corrente em uma das fases em p.u. da figura 3.41, onde a $THD_i=1,8\%$.

A tabela 3.4 apresenta um resumo dos resultados obtidos em termos dos critérios relevantes para as correntes de entrada do retificador PWM trifásico usando os métodos de sincronização *NPSF* e *MSRF*.

Tabela 3. 4- RESULTADOS OBTIDOS PARA AS CORRENTES DE ENTRADA DO RETIFICADOR PWM TRIFÁSICO UTILIZANDO OS MÉTODOS DE SINCRONIZAÇÃO *NPSF* E *MSRF*.

Distúrbios nas tensões da rede elétrica	Métodos de Sincronização	
	<i>MSRF</i>	<i>NPSF</i>
$THD_v=0\%$ $TD_v^*=0\%$	$FP=0,99$, $TD_i=0\%$ $THD_i(\%)=1\%$	$FP=0,99$, $TD_i=0\%$ $THD_i=1\%$
$THD_v=10\%$ $TD_v^*=0\%$	$FP=0,98$, $TD_i=0\%$, $THD_i(\%)=6,7\%$	$FP=0,99$, $TD_i=0\%$, $THD_i=1,67\%$
$THD_v=0\%$ $TD_v^*=25\%$	$FP=0,99$, $TD_i=6,8\%$ $THD_i(\%)=6,9\%$	$FP=0,99$, $TD_i=1,2\%$ $THD_i=1,65\%$
$THD_v=10\%$ $TD_v^*=25\%$	$FP=0,98$, $TD_i=6,9\%$, $THD_i(\%)=11,9\%$	$FP=0,99$, $TD_i=1,3\%$ $THD_i=1,8\%$

* TD_v – é a taxa de desequilíbrio de tensão, calculado semelhantemente ao TD_i .

A Figura 3. 44 apresenta as curvas relativas à variação do desequilíbrio nas tensões da rede em função do desequilíbrio provocado nas correntes de entrada do retificador PWM para os dois métodos de sincronização analisados *MSRF* e *NPSF*. Observa-se por esta

figura que o método *NPSF* apresenta um reduzido desequilíbrio nas correntes se comparado ao *MSRF*, principalmente quando o desequilíbrio de tensão é maior que 2%.

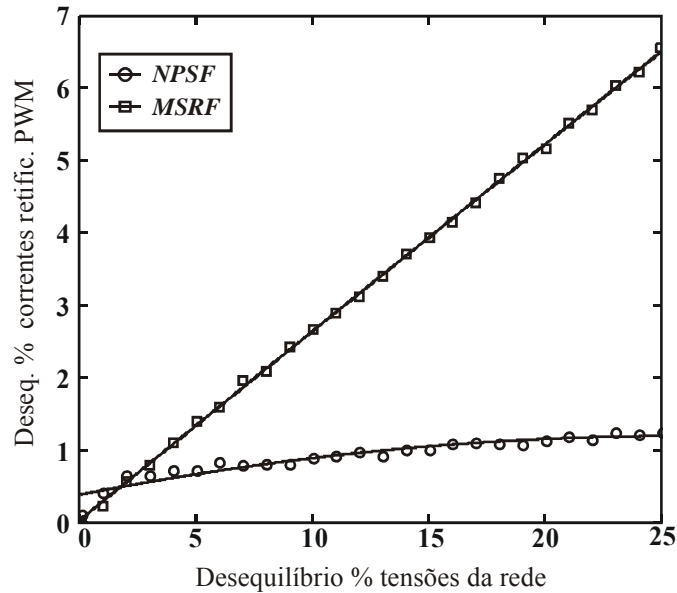


Figura 3. 44 – Gráfico que apresenta as curvas relativas a variação do desequilíbrio das correntes de entrada do retificador PWM em função da variação do desequilíbrio nas tensões da rede com a utilização dos métodos *MSRF* e *NPSF* e controlador de corrente CC_{PI} .

A Figura 3.45 apresenta as curvas relativas à variação da *THD* nas correntes de entrada do retificador PWM em função da variação do desequilíbrio nas tensões da rede para os dois métodos de sincronização analisados *MSRF* e *NPSF*. É possível observar por esta figura que a *THD* nas correntes praticamente não varia à medida que o desequilíbrio nas tensões da rede aumenta.

Observa-se que, para ambos os casos analisados e apresentados na Figura 3. 44 e na Figura 3. 45, que o método *NPSF* proposto apresenta um melhor desempenho em termos de TD_i e THD_i com relação as correntes de entrada do retificador PWM trifásico. Como os dois métodos utilizam o mesmo controlador PI as diferenças se devem ao fato da utilização dos métodos de sincronização *NPSF* e *MSRF*.

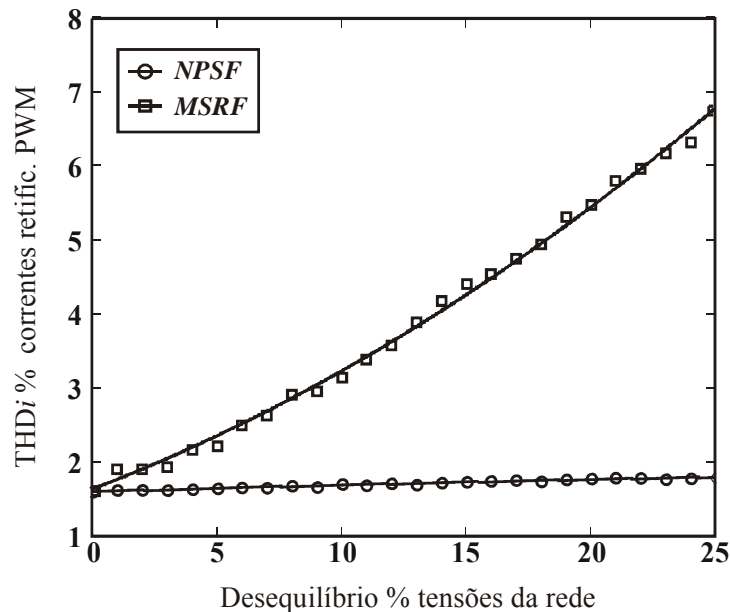


Figura 3. 45 – Gráfico que apresenta as curvas relativas à variação da THD_i nas correntes de entrada do retificador PWM em função do desequilíbrio nas tensões da rede com a utilização dos métodos $MSRF$ e $NPSF$ e controlador de corrente CC_{PI} .

3.7 Conclusões

Neste capítulo foi apresentada uma das possíveis aplicações do método de sincronização $NPSF$ proposto, o qual demonstra os benefícios da sua utilização na sincronização de retificadores PWM trifásicos em sistemas trifásicos a três fios. Foram estabelecidos os critérios relevantes (ou critérios de comparação - Anexo B) para a definição da técnica de controle de corrente a ser aplicada na implementação de retificadores PWM trifásicos. Com base na revisão bibliográfica realizada seis (6) técnicas de controle de corrente foram selecionadas:

- 1) Controlador de corrente proporcional-integral (CC_{PI});
- 2) Controlador de potências proporcional-integral (CP_{PI});
- 3) Desacoplamento por retroação de estados e servo controladores nos eixos d e q (DSC_{dq});
- 4) Desacoplamento por retroação de estados e servo controlador no eixo q

(DRC_q);

5) Controlador de corrente de tempo mínimo em coordenadas $\alpha\beta$ (DBT);

6) Controlador ressonante em coordenadas $\alpha\beta$ (RST);

A partir da escolha destas técnicas foi realizado o estudo destas através da obtenção da equação de estados da planta, projeto dos controladores e a obtenção de resultados de simulação e experimentais apresentados neste capítulo e no Anexo B, os quais abordaram a análise da resposta transitória dos controladores e a obtenção de resultados para comparação dentre as técnicas em termos de fator de deslocamento, fator de potência, TD , THD nas correntes de entrada do retificador PWM, esforço computacional e valor rms do sinal de erro.

Resultados experimentais foram obtidos utilizando o segundo protótipo implementado conforme descrição realizada no Capítulo 3, os quais comprovam os resultados de simulação obtidos e a necessidade de um algoritmo de limitação para a regulação de tensão em um valor desejado. Tais controladores mostram ser facilmente implementados em um DSP de ponto fixo, onde foi utilizado o DSP TMS320F2812 para o controle das grandezas de corrente e tensão.

Além disso, foi analisado o desempenho dos métodos de sincronização $MSRF$ e $NPSF$ e em termos dos critérios TD_i , THD_i e fator de potência com relação as correntes de entrada do retificador. Estes dois métodos de sincronização foram utilizados, pois o primeiro método foi utilizado pela simplicidade de implementação, e por não considerar a presença de distúrbios da rede para a obtenção dos sinais de sincronização. O segundo considera os prováveis distúrbios presentes nas tensões da rede, bom desempenho em termos de desequilíbrios e THD nos sinais de sincronização, como visto no Capítulo 2.

Também ficou evidente que a partir da definição de valores constantes para as referências da malha de corrente, que os sinais de sincronização têm influência direta na presença de distorções nas correntes de entrada do retificador PWM e, que, dependendo do método de sincronização de malha aberta a ser empregado e dos distúrbios presentes

nas tensões da rede é possível que, as correntes drenadas pelo retificador PWM apresentem diferentes THD_i , TDC_i e fator de potência

O método *MSRF* é vantajoso principalmente no que se refere à simplicidade estrutural, apresentando um menor número de instruções no algoritmo a ser implementado em DSP's, porém este é muito sensível a possível presença de desequilíbrios e distorções harmônicas nas tensões da rede. Este método é recomendado para casos em que haja limitação de esforço computacional no DSP utilizado ou que a presença de distúrbios nas tensões da rede não seja significativa. Já o método *NPSF* tem como vantagens a obtenção de sinais de sincronização com reduzida distorção mesmo na presença de elevados distúrbios nas tensões da rede, o que faz com que o retificador PWM drene correntes muito próximas da senoidal na frequência fundamental da rede. Este, porém exige um maior número de instruções do algoritmo a ser implementado.

Capítulo 4

Método de Referência Síncrona de Seqüência Positiva Normalizada Aplicado a Filtros Ativos de Potência Trifásicos a Quatro Fios Alimentados em Tensão

4.1 Introdução

Nas últimas décadas expressivos estudos têm sido realizados com relação aos problemas de qualidade de energia. Vários são os distúrbios considerados em termos de tensão e corrente na literatura [88, 162]. Alguns destes distúrbios promovem o aumento de distorções harmônicas nas tensões e a presença de corrente de neutro em sistemas de distribuição em baixa tensão a quatro fios. O aumento da distorção de tensão pode causar danos, mau funcionamento, aquecimento, falhas e diminuição da vida útil de cargas susceptíveis. Já o aumento da corrente de neutro pode causar o sobreaquecimento de condutores e de transformadores ligados a este sistema [88]. Alguns dos principais fatores que contribuem para estes aumentos foram citados no Capítulo 2.

Devido aos problemas causados por distorções harmônicas, normas foram elaboradas, a fim de recomendar os limites para as máximas taxas de distorções harmônicas de corrente e tensão no ponto de conexão comum (*PCC*). Dentre elas destaca-se a *IEEE Std. 519-1992* e a nova resolução do Operador Nacional do Sistema (ONS) sobre *Padrões de Desempenho da Rede Básica* (Sub-Módulo 2.2) [171], as quais definem tais limites e, além disso, estabelecem os procedimentos a serem seguidos caso estes limites sejam excedidos. Um dos procedimentos recomendados pela *IEEE Std.*

519-1992 é a instalação de filtros para o controle de harmônicos por parte das concessionárias no ponto de conexão comum (*PCC*).

Logo, com base neste procedimento este capítulo propõe a implementação de um filtro ativo de potência paralelo (*FAPP*) para reduzir distorções harmônicas de tensão no *PCC* a níveis recomendados pelas Normas anteriormente citadas e diminuir a corrente de neutro causada pela presença de cargas não-lineares no sistema. É apresentada uma análise detalhada do modelo discreto e normalizado do *FAPP* visando sua implementação em DSPs de ponto fixo. Ainda, são propostos a extensão do método de detecção de tensão desenvolvido por [99] e do controlador de corrente de tempo mínimo apresentado por [67], agora, aplicado a sistemas a quatro fios.

Resultados de simulação e experimentais são apresentados, a fim de demonstrar as vantagens da utilização do método de sincronização *NPSF* desenvolvido no Capítulo 2 e estendido a sistemas trifásicos a quatro fios, conforme apresentado no Anexo A. Além disso, estes resultados têm o intuito de verificar o desempenho do *FAPP* em termos da compensação de harmônicos de tensão no *PCC* e corrente de neutro, a partir do desenvolvimento de um protótipo. A descrição desse protótipo é apresentada no Capítulo 5 e tem como principais características a flexibilidade de operação em sistemas trifásicos a três e quatro fios e o emprego de um DSP TMS320F2812 para a implementação dos algoritmos de geração de referência, método de sincronização, controle e modulação *Space Vector* [107]. A seguir será apresentada uma revisão da bibliográfica relativa a filtros ativos de potência com o intuito de situar a aplicação em questão, principalmente, no que se refere a utilização do método de detecção de tensão e sua aplicação na compensação de harmônicos de tensão utilizando filtros ativos de potência paralelos.

4.2 Revisão Bibliográfica

Com o objetivo de atender às especificações de desempenho de um filtro ativo de potência (*FAP*), esforços têm sido realizados, nas últimas quatro décadas, por

pesquisadores da área da Eletrônica de Potência [119-123], Controle [41, 124-126] e de Sistemas de Potência [88], para serem desenvolvidos *FAP's* com boa resposta dinâmica [96, 127], baixa distorção harmônica nas correntes ou tensões do sistema [93, 128] e elevado desempenho em termos da geração de correntes de referência [4, 93].

O desenvolvimento da tecnologia de FAP em termos de Eletrônica de Potência iniciou-se com a utilização de tiristores, TJB's e MOSFET's de potência, mais recentemente a nova tecnologia de dispositivos, tais como, GTO's e IGBT's são dispositivos mais usuais para utilização para esta aplicação [93]. Ao mesmo tempo, em que a tecnologia de interruptores de potência era desenvolvida, avanços eram realizados na área de processamento de sinais digitais, com a utilização e desenvolvimento de dispositivos, cada vez mais com maior capacidade e rapidez de processamento [31, 129, 130], os quais tem tornado viável o emprego de *FAP* para compensação de determinados distúrbios.

Várias configurações de *FAP's* em conexão série [128, 146, 160], ou conexão paralela [93, 95, 117, 128] com o sistema foram propostas. Além disso, configurações híbridas combinando filtros de potência com parte passiva e parte ativa foram desenvolvidas [118,131-137], com a intenção de reduzir custos. Em termos da natureza da rede os *FAP's*, este podem ser monofásicos [138-140] e trifásicos, a três fios [141-144] ou a quatro fios [89, 96, 145, 146].

As duas configurações de inversor, alimentado por fonte de tensão [93, 121, 147] e por fonte de corrente [119, 121 141, 147] foram utilizadas em *FAP's*. Para aplicações em médias potências, *FAP's* com conversores em configuração multiníveis também foram desenvolvidos [128, 148-150].

Devido à necessidade de selecionar estratégias adequadas de geração de sinais de tensão e/ou corrente de referência, para compensação de distúrbios, através do uso de *FAP's* várias teorias e conceitos foram utilizados para operação no domínio do tempo ou da frequência. Dentre estes pode-se destacar, o método de componentes simétricos [24, 151, 152], a teoria de potência instantânea [117] e a utilização de sistema de eixos síncronos [3, 122] estão entre os mais utilizados.

Com respeito às técnicas de controle, utilizadas para sintetizar e regular as correntes geradas pelo *FAP*, destacam-se vários métodos de controle, tanto analógicos [123, 153], como digitais [154, 155, 156]. Operando com frequência variável [95, 148] ou fixa [121, 157], empregados tanto no controle de tensão [154, 157] como no controle de corrente [95, 158]. Este último possibilitando a utilizando de várias técnicas, tais como: (i) controle proporcional integral (PI) [159], (ii) controladores com resposta de tempo mínimo [140], (iii) lógica *fuzzy* e redes neuronais [161] e (iv) modos de deslizamento [142, 153].

Inicialmente, com o intuito de atender o procedimento recomendado pela *IEEE Std. 519-1992*, a partir da utilização de filtros para redução de distorções harmônicas de tensão da rede no *PCC*, filtros passivos apresentaram-se como soluções viáveis para os problemas de distorções harmônicas [90, 91], porém, estes podem promover o aparecimento de ressonâncias em outras frequências, podendo causar operação indesejada em equipamentos de proteção (fusíveis de bancos capacitivos) e determinadas cargas [116].

O desenvolvimento da tecnologia de filtros ativos de potência, sendo estes, equipamentos que apresentam uma melhor resposta dinâmica se comparado aos filtros passivos [89, 93] e que, além disso, podem ser devidamente ajustados para realizar as requeridas compensações em amplitude e fase desejadas [117], vem ganhando cada vez mais destaque, seja no seu uso isoladamente no sistema, ou em conjunto com filtros passivos [118].

A utilização de filtros ativos de potência série apresentou-se como uma solução mais eficiente em termos de compensação de harmônicos de tensão [92, 93], porém, estes não promovem a redução da corrente de neutro provinda de cargas não lineares. Filtros ativos de potência paralelos (*FAPP's*) que utilizam o método de detecção da corrente de carga ou detecção de corrente de linha compensam correntes de neutro, porém não atenua possíveis ressonâncias que possam aparecer nas tensões do sistema no *PCC* [94–97, 164].

Recentemente, com o intuito de atenuar os fenômenos de ressonância nos sistemas de distribuição, filtros ativos de potência paralelos, vêm sendo utilizados em sistemas trifásicos a três fios [100-106]. Estes usam o método de detecção de tensão [98, 99], para realizar esta atenuação, porém, estes trabalhos não abordam o problema de correntes de neutro em sistemas a quatro fios em baixa tensão, conforme apresentado na Figura 4.1.

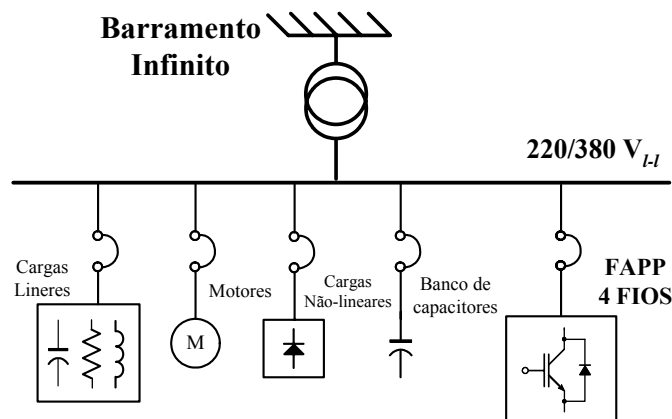


Figura 4. 1. Representação do sistema elétrico incluindo o *FAPP* no sistema de distribuição trifásico a quatro fios em baixa tensão.

Neste sentido, este capítulo visa abordar a utilização de *FAPP* usando o método de detecção de tensão, a fim de gerar correntes de compensação que, conseqüentemente, promovam a redução de distorções harmônicas de tensão, provenientes principalmente, da presença de ressonâncias e cargas não-lineares nos sistemas trifásicos a quatro fios e, ainda, a redução de correntes de neutro. Antes, porém é necessário estabelecer especificações de desempenho, ou seja, critérios relevantes para a análise de desempenho de *FAPP*, assim como foi realizado para o caso de retificadores PWM trifásicos no capítulo anterior.

4.3 Critérios Relevantes para Análise do Desempenho

Assim como no caso de retificadores PWM trifásicos, também para o caso de *FAPP's* critérios relevantes para a análise do desempenho necessitam ser estabelecidos. Estes são apresentados a seguir de acordo com as propostas apresentadas na literatura.

4.3.1 Distorção Harmônica Total e Individual de Tensão no PCC

Como critérios relevantes para análise de desempenho das tensões foram estabelecidos a distorção harmônica total, mais conhecida como *THD* e a distorção de tensão individual (*DTI*), sendo estas baseadas nas recomendações da *IEEE Std. 519-1992* relativas às recomendações para concessionárias em termos dos limites de distorção de tensão no *PCC*. Neste caso os limites de distorção considerados segundo os dois critérios são apresentados na Tabela 4.1 para sistemas em baixa tensão.

Tabela 4. 1–LIMITES DE DISTORÇÃO DE TENSÃO SEGUNDO A *IEEE STD. 519-1992*.

TENSÃO NO BARRAMENTO <i>PCC</i>	DISTORÇÃO DE TENSÃO INDIVIDUAL <i>DTI (%)</i>	DISTORÇÃO HARMÔNICA TOTAL <i>THD (%)</i>
ABAIXO DE 69 kV	3,0	5,0

onde:

$$DTI = (V_h/V_1)100; \quad (4.1)$$

e os sub-índices *h* e 1 são relativos à harmônica individual considerada e a componente fundamental de tensão respectivamente. Quanto a *THD*, este índice já foi apresentado na seção 3.3 do Capítulo 3.

A seguir, um modelo no domínio discreto normalizado do filtro ativo de potência paralelo a quatro fios é realizado com o intuito de representar o sistema na forma com que ele possa ser implementado em processadores de sinais digitais.

4.4 Modelo Discreto Normalizado do Filtro Ativo Aplicado a Sistemas Trifásicos a Quatro Fios

Um típico *FAPP* constituído basicamente por um inversor trifásico a quatro braços com capacitor (C_{cc}) no barramento CC e filtro de saída indutivo L_f é apresentado na Figura 4. 2.

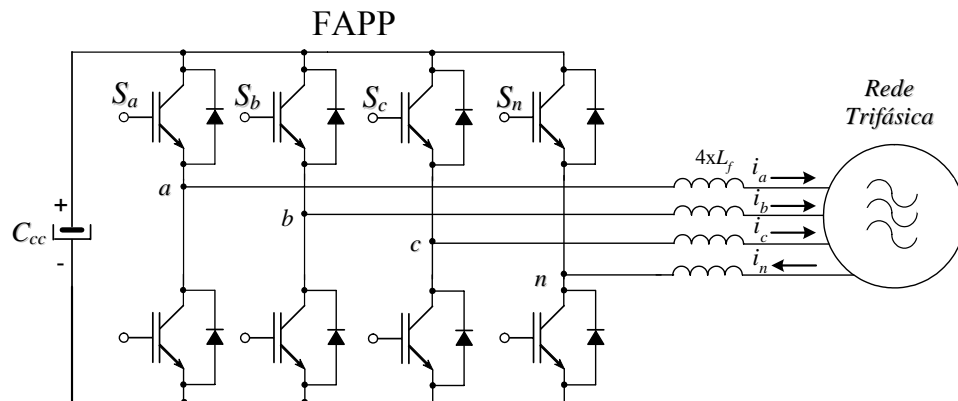


Figura 4. 2 - Diagrama esquemático do FAPP constituído basicamente pelo conversor PWM trifásico a quatro braços, capacitor (C_{cc}) no barramento CC e filtro de saída L_f .

Esta configuração foi escolhida devido a simplicidade no controle do barramento CC e reduzida variação de correntes e tensões nas capacitâncias no lado CC se comparada com a topologia de barramento capacitivo dividido [89].

Considerando que a tensão da rede e a tensão no barramento CC são fontes de tensões ideais e, além disso, desprezando a impedância da rede e a resistência do filtro de saída L_f , e ainda, que as indutâncias do filtro são iguais, ou seja, $L_{fi}=L_f$. Então o FAPP pode ser modelado a partir da representação por espaço de estado obtida em [107], ou seja,

$$\dot{\mathbf{x}}(t) = \mathbf{A} \mathbf{x}(t) + \mathbf{B} \mathbf{u}(t) + \mathbf{F} \mathbf{w}(t). \quad (4.2)$$

As matrizes \mathbf{A} , \mathbf{B} , \mathbf{F} na equação (4. 2), são dadas por:

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}; \mathbf{B} = \frac{1}{4L_f} \begin{bmatrix} 3 & -1 & -1 \\ -1 & 3 & -1 \\ -1 & -1 & 3 \end{bmatrix}; \mathbf{F} = \frac{1}{4L_f} \begin{bmatrix} -3 & 1 & 1 \\ 1 & -3 & 1 \\ 1 & 1 & -3 \end{bmatrix}. \quad (4.3)$$

Esta representação é obtida, a partir da aplicação das leis de *Kirchhoff* no circuito da Figura 4. 2. Os vetores \mathbf{x} , \mathbf{u} e \mathbf{w} podem ser definidos por:

$$\mathbf{x} = [i_a \ i_b \ i_c]^T, \quad \mathbf{u} = [u_{anpwm} \ u_{bnpwm} \ u_{cnpwm}]^T \quad \text{e} \quad \mathbf{w} = [v_{an} \ v_{bn} \ v_{cn}]^T; \quad (4.4)$$

onde o vetor de estados do sistema é formado pelas correntes i_a , i_b e i_c , o vetor de ação de controle é constituído pelas grandezas u_{anpwm} , u_{bnpwm} e u_{cnpwm} , e o vetor de distúrbio é formado pelas tensões de fase da rede v_{an} , v_{bn} e v_{cn} .

4.4.1 Normalização das Variáveis do Modelo de Espaço de Estado

Visando limitar a faixa dinâmica das variáveis para uma implementação discreta em um DSP de aritmética de ponto fixo, utiliza-se uma transformação linear que normaliza as variáveis do circuito, a qual é aplicada na equação (4.2). Escolhendo os valores base (P_{base} , V_{base}), as variáveis normalizadas de tensão e corrente podem ser definidas como: $v_n = v/V_{base}$, $i_n = i/I_{base}$, onde: $I_{base} = P_{base}/V_{base}$.

Agora, definindo uma transformação linear para normalização, dada pela matriz \mathbf{T}_n , tem-se:

$$\mathbf{T}_n = \text{diag} \left[\frac{1}{I_{base}} \quad \frac{1}{I_{base}} \quad \frac{1}{I_{base}} \right]. \quad (4.5)$$

Os vetores de estado, ação de controle e distúrbio tornam-se:

$$\mathbf{x}_n(t) = \mathbf{T}_n \mathbf{x}(t), \quad \mathbf{u}(t) = V_{base} \mathbf{u}_n(t) \quad \text{e} \quad \mathbf{w}(t) = V_{base} \mathbf{w}_n(t). \quad (4.6)$$

Como resultado, a equação de estado (4.2) pode ser reescrita de forma compacta por:

$$\dot{\mathbf{x}}_n(t) = \mathbf{T}_n \mathbf{A} \mathbf{T}_n^{-1} \mathbf{x}_n(t) + \mathbf{T}_n \mathbf{B} V_{base} \mathbf{u}_n(t) + \mathbf{T}_n \mathbf{F} V_{base} \mathbf{w}_n(t). \quad (4.7)$$

4.4.2 Modelo por Espaço de Estado em Eixos Estacionários $\alpha\beta 0$

Representado a equação (4.7) em eixos estacionários $\alpha\beta 0$, visto que esta representação permite desacoplar o sistema da Figura 4.2, a seguinte representação por espaço de estado normalizado no domínio contínuo em eixos estacionários $\alpha\beta 0$ semelhantemente a obtida [107] é definida:

$$\dot{\mathbf{x}}_{\alpha\beta 0}(t) = \mathbf{A}_{\alpha\beta 0} \mathbf{x}_{\alpha\beta 0}(t) + \mathbf{B}_{\alpha\beta 0} \mathbf{u}_{\alpha\beta 0}(t) + \mathbf{F}_{\alpha\beta 0} \mathbf{w}_{\alpha\beta 0}(t); \quad (4.8)$$

onde as matrizes $\mathbf{A}_{\alpha\beta 0}$, $\mathbf{B}_{\alpha\beta 0}$ e $\mathbf{F}_{\alpha\beta 0}$, são dadas por:

$$\mathbf{A}_{\alpha\beta 0} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}; \quad \mathbf{B}_{\alpha\beta 0} = \frac{Z_{base}}{4L_f} \begin{bmatrix} 4 & 0 & 0 \\ 0 & 4 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}; \quad \mathbf{F}_{\alpha\beta 0} = \frac{Z_{base}}{4L_f} \begin{bmatrix} -4 & 0 & 0 \\ 0 & -4 & 0 \\ 0 & 0 & -1 \end{bmatrix}; \quad (4.9)$$

e os vetores de estado (correntes de saída), $\mathbf{x}_{\alpha\beta 0}$, ação de controle (tensões produzidas pelo inversor), $\mathbf{u}_{\alpha\beta 0}$, e distúrbio (tensões da rede), $\mathbf{w}_{\alpha\beta 0}$, são definidos da seguinte forma:

$$\begin{aligned} \mathbf{x}_{\alpha\beta 0} &= [i_{\alpha} \quad i_{\beta} \quad i_0]^T; \quad \mathbf{u}_{\alpha\beta 0} = [u_{\alpha pwm} \quad u_{\beta pwm} \quad u_{0 pwm}]^T; \\ \mathbf{w}_{\alpha\beta 0} &= [v_{\alpha} \quad v_{\beta} \quad v_0]^T; \quad Z_{base} = V_{base} / I_{base}. \end{aligned} \quad (4.10)$$

A partir das equações (4.8) e (4.9), pode-se representar o sistema da Figura 4.2 por três circuitos desacoplados em coordenadas α , β e 0, os quais são apresentados na Figura 4.3(a). Ainda uma simplificação adicional pode ser realizada, conforme mostrado na Figura 4.3(b), considerando que os circuitos em coordenadas α e β sejam idênticos.

Logo, tem-se que $V_s = v_{\alpha} = v_{\beta}$, $V_0 = v_0$, $U_{pwm} = u_{\alpha pwm} = u_{\beta pwm}$, $U_{0 pwm} = u_{0 pwm}$ e $i = i_{\alpha} = i_{\beta}$. Agora, aplicando as leis de *Kirchhoff* das tensões na malha do circuito da Figura 4.3(b), tem-se no domínio do tempo que:

$$L_f \frac{di(t)}{dt} = V_s(t) - U_{pwm}(t); \quad (4.11)$$

$$4L_f \frac{di_0(t)}{dt} = V_0(t) - U_{0pwm}(t); \quad (4.12)$$

Representando as equações (4.11) e (4.12) no domínio discreto a partir da discretização utilizando Euler, estas podem ser reescritas por:

$$i(k+1) = \frac{T_s}{L_f} [V_s(k) - U_{pwm}(k)] + i(k); \quad (4.13)$$

$$i_0(k+1) = \frac{T_s}{4L_f} [V_0(k) - U_{0pwm}(k)] + i_0(k); \quad (4.14)$$

onde:

T_s – é período de amostragem;

$U_{pwm}(k)$ – é a tensão média de fase em coordenadas α e/ou β ;

$U_{0pwm}(k)$ – é a tensão média de fase na coordenada 0;

$V_s(k)$ – é a tensão de fase medida da rede em coordenadas α e/ou β ;

$V_0(k)$ – é a tensão de fase medida da rede na coordenada 0;

$i(k)$ – é a corrente produzida pelo inversor em coordenadas α e/ou β ;

$i_0(k)$ – é a corrente produzida pelo inversor na coordenada 0.

A representação de (4.13) e (4.14) por espaço de estado no domínio discreto normalizado do *FAPP* em coordenadas $\alpha\beta 0$ é dada por:

$$\mathbf{x}_{\alpha\beta 0}(k+1) = \mathbf{G}_{\alpha\beta 0} \mathbf{x}_{\alpha\beta 0}(k) + \mathbf{H}_{\alpha\beta 0} \mathbf{u}_{\alpha\beta 0}(k) + \mathbf{F}_{\alpha\beta 0} \mathbf{w}_{\alpha\beta 0}(k); \quad (4.15)$$

onde:

$$\mathbf{G}_{\alpha\beta 0} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}; \quad \mathbf{H}_{\alpha\beta 0} = \frac{Z_{base} T_s}{4L_f} \begin{bmatrix} 4 & 0 & 0 \\ 0 & 4 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}; \quad \mathbf{F}_{\alpha\beta 0} = \frac{Z_{base} T_s}{4L_f} \begin{bmatrix} -4 & 0 & 0 \\ 0 & -4 & 0 \\ 0 & 0 & -1 \end{bmatrix}. \quad (4.16)$$

Antes da definição dos controladores utilizados no sistema discreto da equação (4.15), será abordado o método de detecção de tensão utilizado para a geração das

referências de corrente para o *FAPP*, bem como a extensão deste método a sistemas trifásicos a quatro fios.

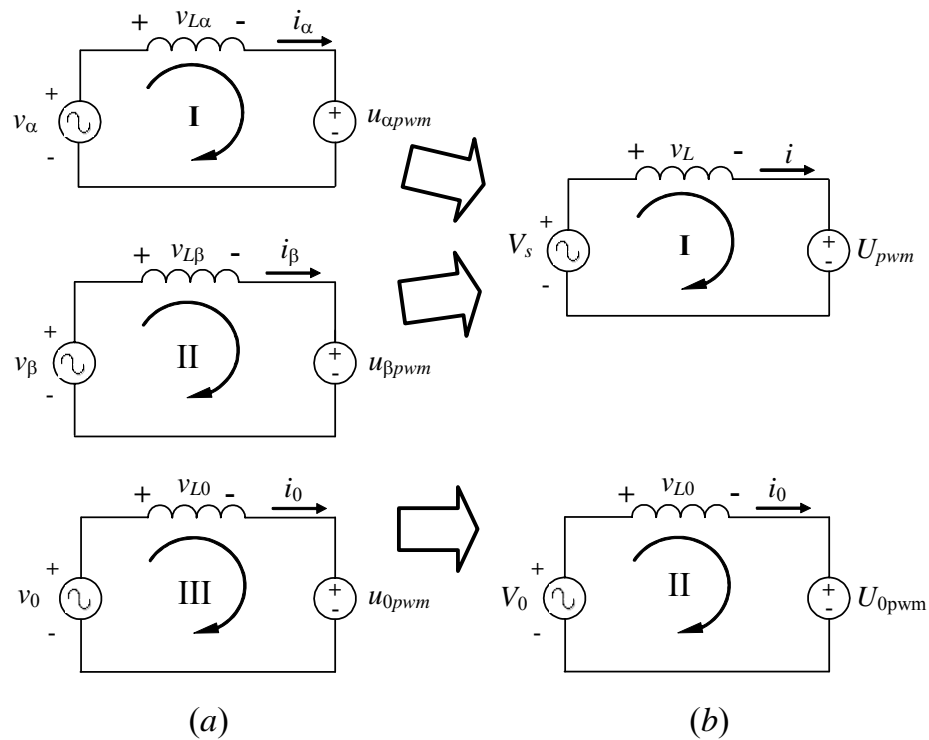


Figura 4.3 - Representação esquemática. (a) Três circuitos em coordenadas α , β e 0 desacoplados. (b) Simplificação da Figura 4.3(a) a partir de dois circuitos desacoplados.

4.5 Extensão do Método de Detecção Aplicado a Sistemas Trifásicos a Quatro Fios

Nesta seção propõe-se a extensão do método de detecção de tensão a sistemas trifásicos a quatro fios, sendo esta, uma generalização do método aplicado a três fios [99]. Este método gera as correntes de compensação necessárias para a atenuação das ressonâncias e, conseqüentemente, a redução das distorções de tensões no *PCC* e redução da corrente no condutor de neutro do sistema. A Figura 4.4 apresenta o

diagrama esquemático do método proposto, onde a partir da medição das tensões de fase da rede, estas são transformadas em eixos síncronos $dq0$, ou seja,

$$\mathbf{v}_{dq0} = \mathbf{T}_{abc_dq0} \mathbf{v}_{abc}, \quad (4.17)$$

sendo que:

$$\mathbf{T}_{abc_dq0} = \begin{bmatrix} \sqrt{6}/3 \cos(\theta) & -\sqrt{6}/6 \cos(\theta) + \sqrt{2}/2 \sin(\theta) & -(\sqrt{6}/6 \cos(\theta) + \sqrt{2}/2 \sin(\theta)) \\ -\sqrt{6}/3 \sin(\theta) & \sqrt{6}/6 \sin(\theta) + \sqrt{2}/2 \cos(\theta) & \sqrt{6}/6 \sin(\theta) + \sqrt{2}/2 \sin(\theta) \\ \sqrt{3}/3 & \sqrt{3}/3 & \sqrt{3}/3 \end{bmatrix}. \quad (4.18)$$

A transformação para eixos síncronos, como pode ser visto na Figura 4.4, é realizada utilizando o método de sincronização *NPSF* proposto, a análise do desempenho deste em termos dos sinais de referência de corrente será analisada na seção 4.8.

Posteriormente, a realização da transformação para o sistema de coordenadas $dq0$, as componentes d , q e 0 das tensões são filtradas através da utilização de filtros passa-altas (*HPF* e *HPF*₀) sintonizados. Então, somente as componentes alternadas relativas às distorções harmônicas de tensão são utilizadas para a geração das correntes de referência do *FAPP*.

Agora, multiplicando estas componentes por seus respectivos ganhos K_v e K_{v0} , os quais nada mais são que, condutâncias associadas aos parâmetros do sistema de distribuição, obtém-se as correntes de compensação em eixos síncronos $dq0$, ou seja,

$$\mathbf{i}_{dref} = K_v \tilde{\mathbf{v}}_d + \mathbf{u}_{ccL}, \quad (4.19)$$

$$\mathbf{i}_{qref} = K_v \tilde{\mathbf{v}}_q, \quad (4.20)$$

$$\mathbf{i}_{0ref} = K_{v0} \tilde{\mathbf{v}}_0. \quad (4.21)$$

Assumindo que, a componente de eixo d esta diretamente relacionada à potência ativa do *FAPP*, é somada a esta uma parcela, a componente relativa a ação de controle do barramento CC, \mathbf{u}_{ccL} , a qual se referente à potência ativa absorvida pelo *FAPP*.

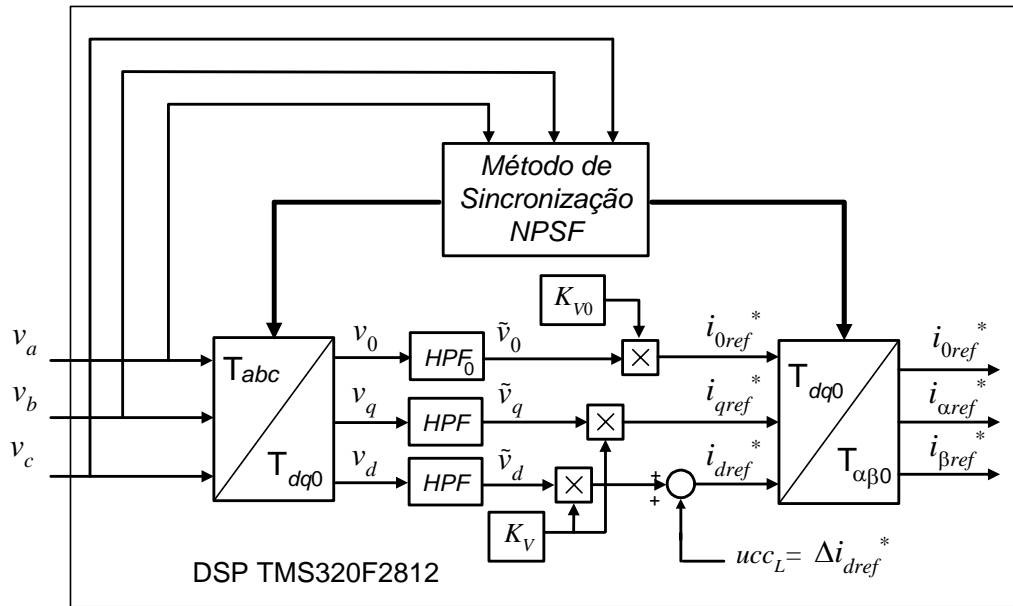


Figura 4. 4 - Método de detecção de tensão estendido à sistemas trifásicos a quatro fios.

Então, realizando a transformação destas correntes de referência para o sistema de coordenadas estacionárias $\alpha\beta 0$, ou seja,

$$\mathbf{i}_{\alpha\beta 0 ref} = \mathbf{T}_{dq0_ \alpha\beta 0} \mathbf{i}_{dq0 ref}, \quad (4.22)$$

onde:

$$\mathbf{i}_{\alpha\beta 0 ref} = \begin{bmatrix} i_{\alpha ref} \\ i_{\beta ref} \\ i_{0 ref} \end{bmatrix}; \mathbf{T}_{dq0_ \alpha\beta 0} = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) & 0 \\ \sin(\theta) & \cos(\theta) & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}; \mathbf{i}_{dq0 ref} = \begin{bmatrix} i_{dref} \\ i_{qref} \\ i_{0ref} \end{bmatrix}, \quad (4.23)$$

obtém-se as correntes de referência em coordenadas $\alpha\beta 0$, as quais encontram-se na forma adequada para a utilização destas em controladores de corrente, que utilizem este mesmo sistema de coordenadas. A seguir será apresentado o procedimento de projeto dos filtros passa altas HPF e HPF_0 .

4.5.1 Procedimento de Projeto dos Filtros Passa-Altas HPF e HPF_0

O objetivo desta filtragem é adquirir somente as componentes harmônicas das tensões da rede elétrica no PCC , as quais multiplicadas pelos seus respectivos ganhos K_v e K_{v0} , geram as correntes de compensação para o $FAPP$, ou seja, o objetivo do $FAPP$ desenvolvido é atenuar apenas as componentes harmônicas de tensão e não desequilíbrios de tensão. Neste sentido, é necessário estabelecer dois conjuntos de filtros distintos. Um para as componentes de tensão de eixo direto e quadratura e outro para a componente de seqüência zero.

O primeiro conjunto de filtros passa-altas (HPF) deve ser projetado, de tal forma que, rejeite componentes CC e componentes alternadas proveniente de desequilíbrios nas tensões da rede e, ainda, permita a passagem das componentes alternadas relativas as harmônicas. Sendo que, as componentes alternadas procedentes de desequilíbrios nas tensões da rede na freqüência fundamental, apresentam-se como componentes na freqüência de 120 Hz em eixos síncronos $dq0$ [26].

Com relação ao segundo filtro passa-alta (HPF_0), este deve ser projetado de maneira que, rejeite possíveis componentes CC e componentes alternadas na freqüência de 60 Hz, sendo estas últimas provenientes da presença de seqüência zero relativa a desequilíbrios nas tensões da rede na freqüência fundamental [26].

Para o projeto dos filtros passa-altas de 2ª ordem foram definidos como parâmetro de projeto que, o $|G(s)|=1$ e freqüência de corte de 240 Hz e 120 Hz para HPF e HPF_0 respectivamente. Logo, fazendo uso da função de transferência de 2ª ordem no domínio contínuo destes filtros dada por:

$$G(s) = \frac{s^2}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2}, \quad (4.24)$$

e considerando o filtro passa-alta como um sistema linear, então, com base nos parâmetros de projeto, e sabendo que, a função de transferência senoidal de qualquer

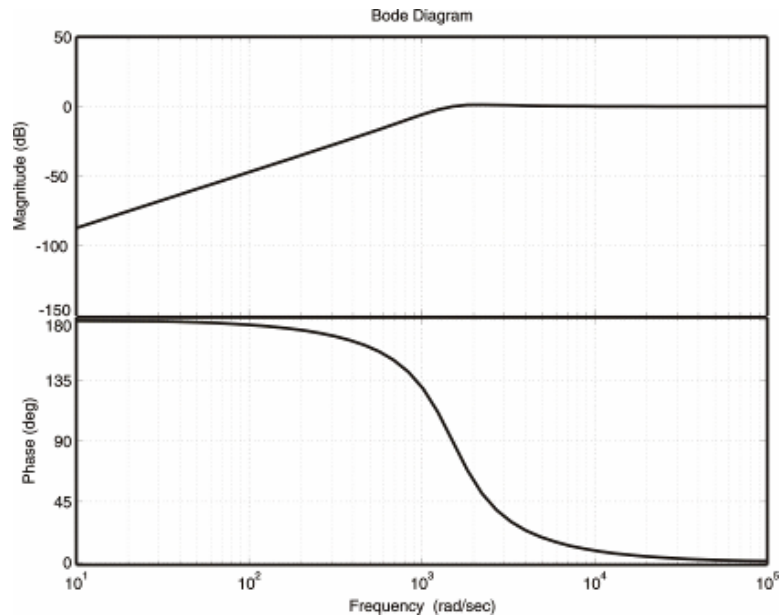
sistema linear é obtida substituindo s por $j\omega$ na equação (4.24), é possível obter o coeficiente de amortecimento, ζ , a partir do módulo da equação (4.24), ou seja,

$$|G(j\omega)| = \left| \frac{(j\omega)^2}{(j\omega)^2 + 2\zeta\omega_n(j\omega) + \omega_n^2} \right|. \quad (4.25)$$

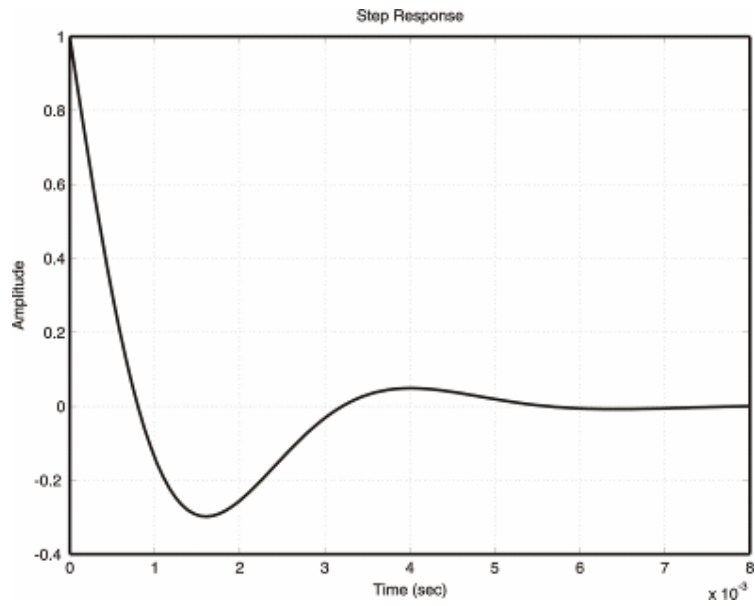
Igualando $\omega = \omega_n$ e solucionando a equação (4.25) obtém-se que $\zeta = 0,5$. As Figuras 4.5 e 4.6 apresentam os diagramas de Bode para a resposta em magnitude e fase do projeto dos filtros passa-altas de 2ª ordem HPF e HPF_0 , bem como a resposta ao degrau unitário, a qual mostra o tempo de acomodação dos filtros HPF e HPF_0 , que são iguais a 8 ms e 15 ms respectivamente.

Agora, expressando a equação (4.25) na forma de equação de estados no domínio discreto, realizando a discretização a partir de um amostrador retentor de primeira ordem (FOH), sendo T_s a frequência de amostragem, tem-se:

$$\begin{aligned} x(k+1) &= \mathbf{G}x(k) + \mathbf{H}u(k) \\ y(k) &= \mathbf{C}x(k) + \mathbf{D}u(k) \end{aligned} \quad (4.26)$$

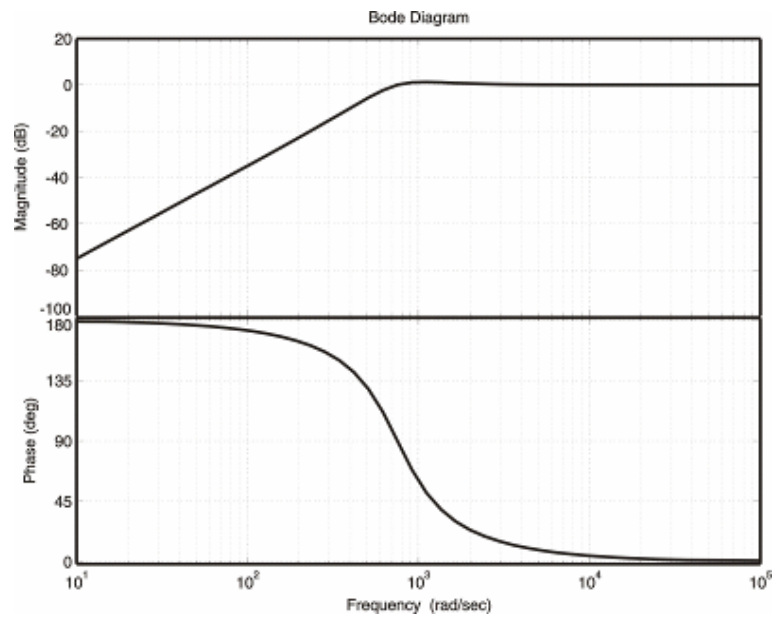


(a)

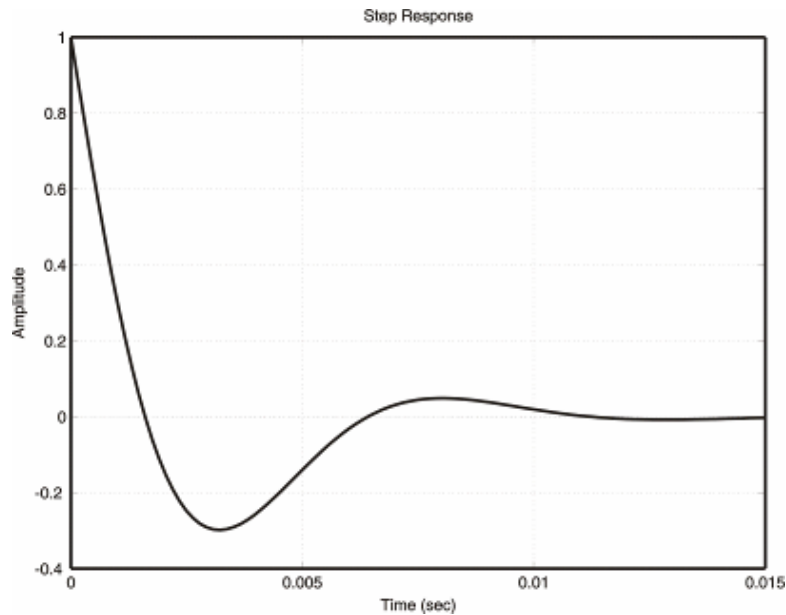


(b)

Figura 4. 5 – Filtros passa-altas de 2ª ordem *HPF*, projetados para operar na frequência de 240 Hz. Parâmetros dos filtros são $\omega_n=2\pi f$, $f=240$ Hz e $\zeta=0,5$ (a) Diagrama de Bode. (b) Resposta ao degrau unitário.



(a)



(b)

Figura 4. 6 – Filtro passa-alta de 2ª ordem HPF_0 , projetados para operar na frequência de 120 Hz. Parâmetros dos filtros são $\omega_n=2\pi f$, $f=120$ Hz e $\zeta=0.5$ (a) Diagrama de Bode. (b) Resposta ao degrau unitário.

Da mesma forma que no algoritmo desenvolvido para os filtros passa-baixas do método de sincronização *NPSF* do Capítulo 2, caso haja uma variação na frequência da rede é possível adaptar os parâmetros dos filtros passa-altas utilizando-se do mesmo procedimento. Logo, atualizando os parâmetros dos filtros passa-baixas é possível atualizar ao mesmo tempo, os parâmetros dos filtros passa-altas bastando tão somente definir *look-up tables* para os parâmetros dos filtros *HPF* e *HPF₀* para diferentes variações de frequências.

4.5.2 Definição dos Ganhos K_v e K_{v0}

Os ganhos K_v e K_{v0} como já descritos anteriormente, podem ser interpretados como condutâncias, cujos valores são definidos em função dos parâmetros do sistema de

distribuição, estes podem ser obtidos a partir de conhecimento prévio dos parâmetros do sistema [103, 105], ou a partir do controle automático destes ganhos, conforme proposto [127, 163], ou ainda pelo ajuste adequado dos ganhos K_v e K_{v0} , de tal forma que, seja possível obterem níveis de distorção harmônica de tensão dentro dos limites recomendados pela Norma *IEEE Std. 519-1992*. Por simplicidade, foi escolhido o último procedimento apresentado, visto que, a definição de um procedimento ótimo para a escolha destes ganhos não é um dos objetivos desta Tese.

Logo, a partir da definição dos ganhos e da obtenção das correntes de referência, faz-se necessário utilizar métodos de controle a fim de que, este realize a regulação das variáveis de interesse do *FAPP*, os quais serão abordados a seguir.

4.6 Controlador de Corrente com Resposta de Tempo Mínimo Aplicado a Sistemas Trifásicos a Quatro Fios

No intuito de realizar o controle do *FAPP*, duas malhas de controle foram estabelecidas conforme mostrado na Figura 4.7. A primeira é uma malha externa constituída de um servo controlador que regula a potência ativa absorvida pelo *FAPP* e a tensão do barramento CC em um valor desejado semelhante a apresenta no Capítulo 3. A segunda é uma malha interna para controlar as correntes de compensação geradas pelo *FAPP*, a qual será apresenta nesta seção.

Várias técnicas de controle tanto analógicas como digitais foram desenvolvidas para filtros ativos de potência. Entre as técnicas de controle digital, as técnicas com resposta de tempo mínimo, ou mais usualmente chamada de *deadbeat*, encontram-se entre as mais utilizadas [67, 110, 111].

Além da aplicação em questão, a técnica de controle *deadbeat* é utilizada em um grande número de aplicações, destacando-se sua utilização em retificadores PWM [67], inversores multiníveis [112], acionamento de motores [113] e UPS [114]. Como vantagens as técnicas de controle com resposta de tempo mínimo apresentam rápida resposta ao sinal de referência desejado e simplicidade no algoritmo a ser implementado.

Entretanto, como desvantagem pode-se citar que a variação dos parâmetros da planta pode degradar o desempenho do sistema.

O conceito de resposta *deadbeat* é específico de sistemas de controle discreto no tempo. Dessa forma, para o projeto de controladores com resposta de tempo mínimo, os seguintes critérios precisam ser atendidos segundo [115]:

- i) O sistema deve possuir erro em regime permanente nulo, a cada instante de amostragem para um sinal de entrada específico;
- ii) O tempo necessário para que a saída alcance o valor de referência, em regime permanente, deve ser finito e mínimo;
- iii) O controlador digital deve ser fisicamente realizável, isto é, deve ter número de pólos igual ou maior que o número de zeros, ou seja, a função de transferência do controlador deve ser própria ou estritamente própria. A seguir serão apresentados detalhes deste controlador.

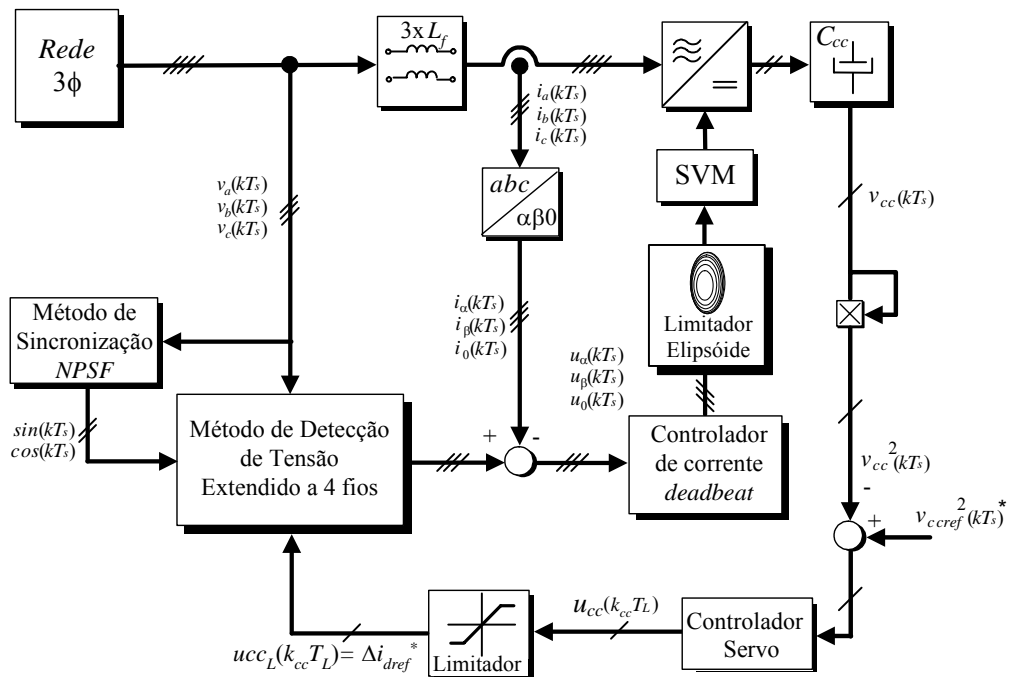


Figura 4. 7 - Diagrama esquemático do FAPP totalmente controlado.

4.6.1 Controlador de Corrente Deadbeat Estendido a Sistemas Trifásicos a Quatro

A técnica de controle com resposta *deadbeat* foi escolhida devido as vantagens citadas anteriormente e, além disso, por apresentar o menor tempo de execução entre as técnicas de controle comparadas no Anexo B. Tais vantagens são de fundamental importância para a aplicação em questão.

O controlador *deadbeat* apresentado por [67,110] aqui é estendido para sistemas trifásicos a quatro fios, baseando-se também nas mesmas hipóteses simplificadoras. Então, considerando o sistema de primeira ordem obtido na equação (4. 16) e (4. 17), as seguintes representações do sistema em coordenadas α , β obtidos em [67] e, agora, estendido para a coordenada zero é apresentada na Figura 4.8.

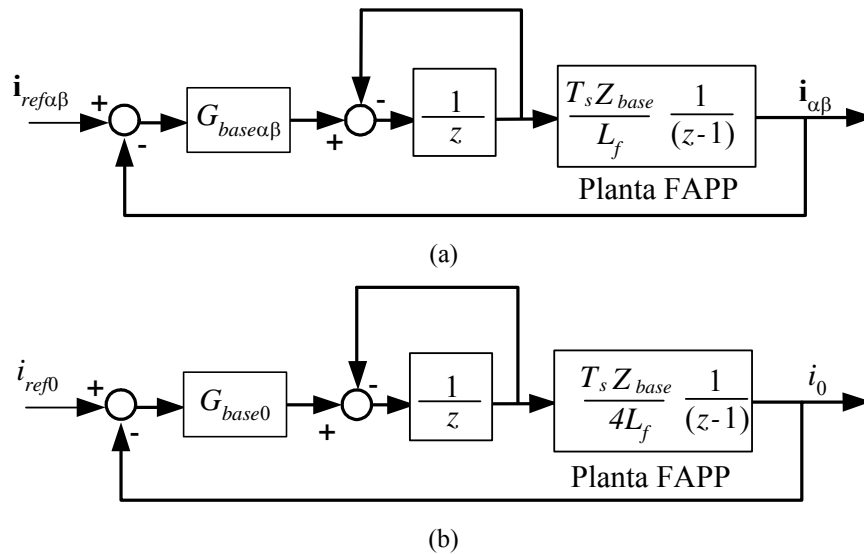


Figura 4. 8 – Diagrama de blocos do controlador *deadbeat* e planta do FAPP.

Sistema em: (a) Coordenadas $\alpha\beta$. (b) Coordenada 0.

Pela Figura 4.8 observa-se que L_f é a indutância modelada, $G_{base\alpha\beta}=Y_{base}(L_f/T_s)$, $G_{base0}=Y_{base}(4L_f/T_s)$ e $Y_{base}=I_{base}/V_{base}$ são as condutâncias do sistema em coordenadas $\alpha\beta$ e condutância base respectivamente.

Na condição definida por $G_{base\alpha\beta}$ e G_{base0} , os pólos de malha fechada estão sobre a origem, caracterizando uma resposta de tempo mínimo. Além disso, para reduzir o impacto do distúrbio da rede sobre a corrente de entrada pode ser incluída uma compensação do tipo *feedforward* como mostrado na Figura 4.9 e semelhantemente a obtida no Anexo B para o controlador DRC_q .

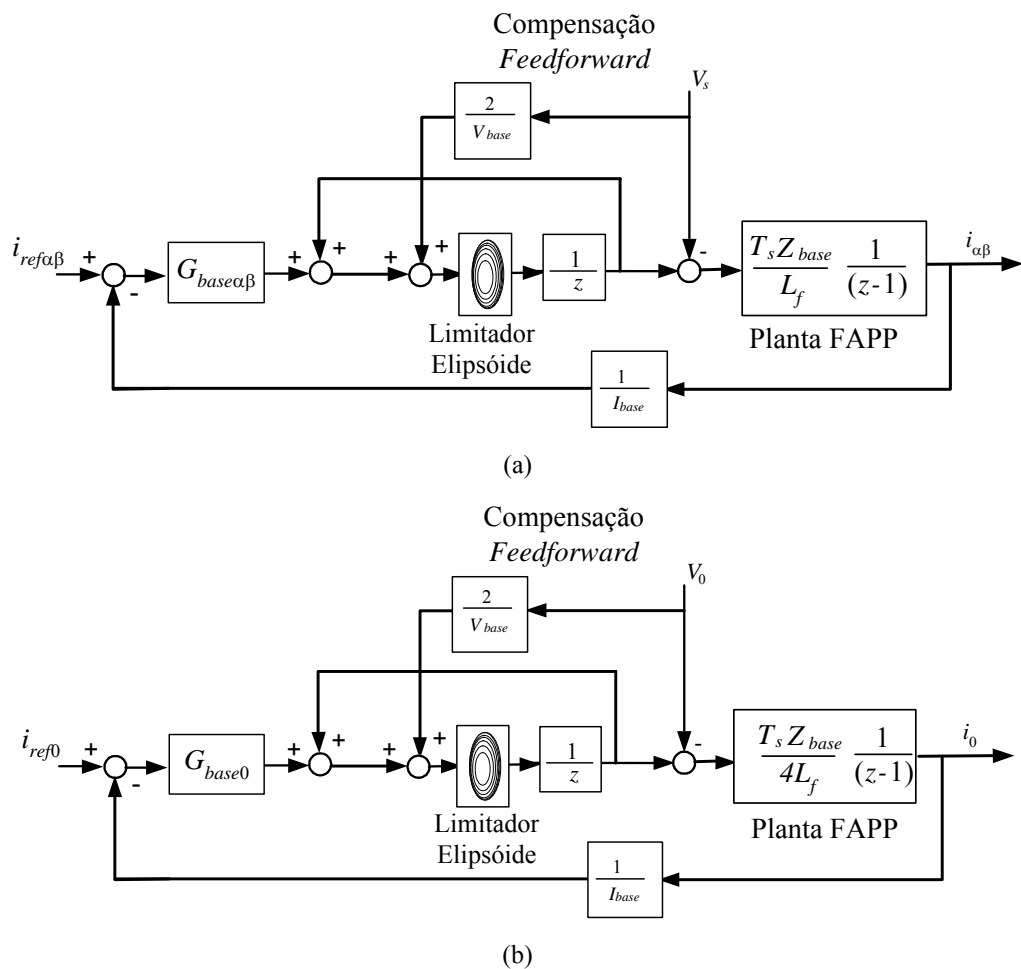


Figura 4. 9 – Diagrama de blocos do controlador *deadbeat*, planta do *FAPP*, compensação *feedforward* e limitador da ação de controle. Sistema em: (a) Coordenadas $\alpha\beta$. (b) Coordenada 0.

Logo, as equações das ações de controle deste sistema em coordenadas $\alpha\beta 0$, desprezando a limitação da ação de controle do elipsóide, a partir de [67] e da Figura 4.9, estas são expressas no domínio discreto por:

$$U_{pwm}(k+1) = G_{base\alpha\beta} \left[i_{ref}(k) - i(k) \right] + 2V_s(k) - U_{pwm}(k), \quad (4.27)$$

$$U_{0pwm}(k+1) = G_{base0} \left[i_{0ref}(k) - i_0(k) \right] + 2V_0(k) - U_{0pwm}(k), \quad (4.28)$$

4.6.2 Limitação da Ação de Controle

De forma a limitar as componentes de ação de controle nos eixos α , β e 0 apresentada nas equações (4.27) e (4.28), e evitar sobre-elevações nas correntes da malha interna do *FAPP*, um algoritmo que limita estas ações foi desenvolvido. Neste algoritmo, o qual é descrito de forma detalha no Anexo H e [107], as ações de controle U_{pwm} e U_{0pwm} definem um vetor de comando, $\mathbf{u}_{cmd} = [U_{pwm}, U_{0pwm}]$, que é limitado a fim de restringir seu módulo máximo a extensão de uma elipsóide inscrita no dodecaedro da Figura H.5, assegurando deste modo, a apropriada operação do algoritmo de modulação *Space Vector*. Portanto, se o comprimento do vetor \mathbf{u}_{cmd} ultrapassar a superfície da elipsóide, é possível obter o vetor limitado à esta superfície e alinhado com o vetor \mathbf{u}_{cmd} , utilizando a seguinte equação, $\mathbf{u}_{cmdL} = \mathbf{u}_{cmd} / \sqrt{\mathbf{u}_{cmd}^T \mathbf{M}_{coef} \mathbf{u}_{cmd}}$, onde a matriz \mathbf{M}_{coef} é dada por: $\mathbf{M}_{coef} = \text{diag}[2 \quad 2 \quad 0.5]$.

A seguir é apresentado o servo controlador para regulação de tensão do barramento CC.

4.7 Servo Controlador de Tensão para o Barramento CC

Para a regulação de tensão do barramento CC um servo controlador para a malha de tensão é utilizado, de maneira semelhante ao apresentado no Capítulo 3, a fim de

regular a tensão em um valor desejado. Este servo controlador realiza o controle da potência ativa consumida pelo *FAPP* sendo projetado no sistema de coordenadas síncronas $dq0$ para o circuito apresentado na Figura 4.7.

Com o objetivo de projetar o controlador do barramento CC as seguintes hipóteses foram assumidas:

- (i) As perdas no conversor operando como *FAPP* foram desprezadas;
- (ii) A energia armazenada nos indutores de saída é pequena se comparada com a armazenada nos capacitores do barramento CC, sendo estas desprezadas no modelo;
- (iii) Os controladores de corrente descritos anteriormente possuem uma banda passante larga de forma que as correntes nos indutores são iguais as suas referências;
- (iv) para efeito de projeto as tensões da rede são consideradas equilibradas e sem distorção harmônica.

O projeto do controlador é baseado na equação dinâmica de balanço de potências para o circuito da Figura 4.7. Então, aplicando o teorema de *Tellegen* neste circuito tem-se:

$$P_{capacitor} = P_{rede}, \quad (4.29)$$

ou ainda,

$$\frac{1}{2} C_{cc} \left(\frac{dv_{cc}^2(t)}{dt} \right) = (v_d(t)i_d(t) + v_q(t)i_q(t) + v_0(t)i_0(t)), \quad (4.30)$$

A variável de estado utilizada para este propósito é a grandeza v_{cc}^2 , a qual está diretamente relacionada com a energia armazenada no capacitor do barramento CC.

Assumindo para o caso em questão que, o *FAPP* consome somente uma pequena parcela de potência ativa, e que as tensões da rede são equilibradas e sem harmônicos, tem-se que $v_q=0$ e $v_0=0$. Logo, a equação (4.30), torna-se:

$$\frac{1}{2} C_{cc} \left(\frac{dv_{cc}^2(t)}{dt} \right) = (v_d(t)i_d(t)), \quad (4.31)$$

Ainda, assumindo que o período de discretização da malha de tensão, T_L , é maior que T_s e como a resposta da malha de corrente é *deadbeat*, pode-se afirmar que, $i_d = \Delta i_{dref}$, logo, a corrente i_d pode ser expressa em função de u_{cc} , ou seja,

$$i_d \cong \Delta i_{dref} \cong u_{cc}, \quad (4.32)$$

na qual, u_{cc} é a ação de controle para a malha de tensão e, além disso, é parte da referência para a malha de corrente no eixo d .

Agora, normalizando a equação (4.31), multiplicando ambos os lados da mesma por $1/V_{base}^2$ e aplicando a equação (4.32), tem-se:

$$\frac{1}{2} C_{cc} \left(\frac{dv_{ccn}^2(t)}{dt} \right) = u_{cc}(t) \left(\frac{v_d(t)}{V_{base}^2} \right). \quad (4.33)$$

onde $v_{ccn}^2 = v_{cc}^2 / V_{base}^2$.

Com o objetivo de obter o modelo discreto para a implementação em um DSP de aritmética de ponto fixo e realizar o controle de v_{ccn}^2 , integra-se a equação (4.33) em um período de discretização T_L . Considerando ainda que, $u_{cc}(t)$ é constante ao longo de um período T_L , ou seja,

$$u_{cc}(t) = u_{cc}(k_{cc} T_L). \quad (4.34)$$

Logo, a partir de (4.33) obtém-se que:

$$\frac{1}{2} C_{cc} \int_{k_{cc} T_L}^{(k_{cc}+1) T_L} \frac{d}{dt} v_{ccn}^2 dt = u_{cc}(k_{cc} T_L) \frac{V_{d-p}}{V_{base}^2} \int_{k_{cc} T_L}^{(k_{cc}+1) T_L} v_d(t) dt. \quad (4.35)$$

onde: $v_d(t) = \frac{\sqrt{6}}{3} - \frac{\sqrt{6}}{3} \cos(\omega t)^2 + \frac{\sqrt{6}}{6} \sin(\omega t)^2 + \frac{\sqrt{6}}{2} \cos(\omega t)^2$, a partir da transformação das tensões de fase em coordenadas abc para $dq0$, e V_{d-p} é a máxima amplitude da componente de eixo direto de tensão.

Solucionando a equação (4.35), tem-se:

$$\frac{1}{2} C_{cc} \left[v_{ccn}^2(k_{cc}+1) T_L - v_{ccn}^2(k_{cc} T_L) \right] = u_{cc}(k_{cc} T_L) \frac{V_{d-p}}{V_{base}^2} \frac{\sqrt{6}}{2} T_L. \quad (4.36)$$

Isolando o termo $v_{ccn}^2(k_{cc} + 1)T_L$, obtém-se:

$$v_{ccn}^2(k_{cc} + 1)T_L = v_{ccn}^2(k_{cc}T_L) + u_{cc}(k_{cc}T_L) \frac{\sqrt{6} V_{d-p} T_L}{C_{cc} V_{base}^2}. \quad (4.37)$$

Logo, é possível obter a seguinte representação por espaço de estado:

$$\begin{aligned} x_{cc} \left[(k_{cc} + 1)T_L \right] &= \mathbf{G}_{cc} x_{cc}(k_{cc}T_L) + \mathbf{H}_{cc} u_{cc}(k_{cc}T_L), \\ y_{cc}(k_{cc}T_L) &= \mathbf{C}_{cc} x_{cc}(k_{cc}T_L), \end{aligned} \quad (4.38)$$

onde: $y_{cc} = x_{cc} = v_{ccn}^2$ e $\mathbf{G}_{cc} = \mathbf{C}_{cc} = 1$, $\mathbf{H}_{cc} = \sqrt{6} V_{d-p} T_L / C_{cc} V_{base}^2$.

A Figura 4.10 mostra de forma detalhada o diagrama de blocos do laço externo de controle de v_{ccn}^2 .

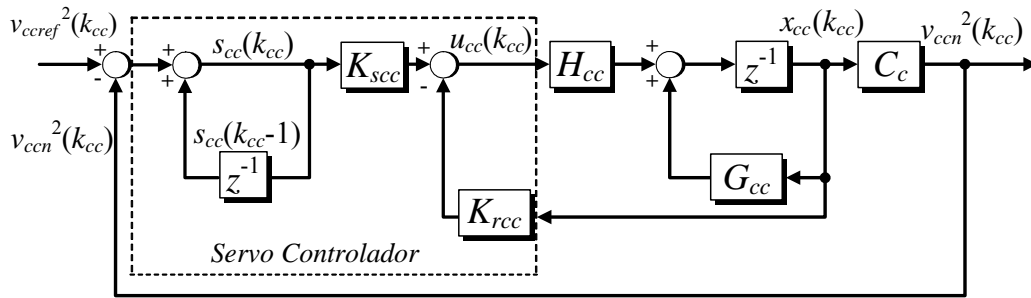


Figura 4. 10 - Diagrama de blocos do controlador do barramento CC composto basicamente por um servo controlador.

A ação de controle $u_{cc}(k_{cc})$ é obtida a partir da retroação de estado de $x_{cc}(k_{cc})$ somada a esta a parcela do controlador integral $s_{cc}(k_{cc})$, o qual garante que o erro de regime permanente seja nulo.

De acordo com a Figura 4.10, as equações do erro, servo e ação de controle, são dadas respectivamente por:

$$e_{cc}(k_{cc}T_L) = v_{ccref}^2(k_{cc}T_L) - v_{ccn}^2(k_{cc}T_L), \quad (4.39)$$

$$s_{cc}(k_{cc}T_L) = s_{cc} \left[(k_{cc} - 1)T_L \right] + e_{cc}(k_{cc}T_L), \quad (4.40)$$

$$u_{cc}(k_{cc}T_L) = K_{scc}s_{cc}(k_{cc}T_L) - K_{rcc}v_{ccn}^2(k_{cc}T_L) \quad (4.41)$$

Para o projeto dos ganhos do servo controlador de tensão foi usada a técnica de alocação de pólos apresentada por [31], considerando como critérios de projeto $C_{cc}=4,7$ mF, $T_L=2$ kHz, o tempo de acomodação de 2,5 segundos e sobretensão máxima de 15 % , obtendo-se os ganhos $K_{scc}=0,007$ e $K_{rcc}= 0,632$.

4.7.1 Limitação da Ação de Controle do Servo Controlador

A limitação da ação de controle do servo controlador utilizado para a regulação de tensão do barramento CC é realizada com o intuito de evitar que sobreelevações nas correntes geradas ultrapassem os limites de operação do *FAPP* e prejudiquem o funcionamento do mesmo. Esta limitação é semelhante a utilizada no Capítulo 3, para o controle do barramento CC do retificador PWM trifásico e por isso detalhes adicionais podem ser obtidos consultando a seção 3.5.1.

A seguir resultados de simulação e experimentais são obtidos, a fim de demonstrar o desempenho do controlador de corrente, método de detecção de tensão e método de sincronização *NPSF* desenvolvido.

4.8. Resultados de Simulação

Com base no controlador escolhido e estendido para sistemas a quatro fios resultados de simulação foram obtidos, no intuito de verificar a resposta em regime permanente deste controlador, tensões da rede e correntes de compensação geradas pelo *FAPP*. O sistema simulado é o apresentado na Figura 4.11, este é composto basicamente por: (i) rede trifásica a quatro fios 127 V_{rms} e $L_s=1$ mH; (ii) Cargas (8 kW) formadas por: três retificadores monofásicos ponte completa não controlados e banco de capacitores ligados em conexão Y (130 μF p/ fase); (iii) *FAPP* para compensação de tensão e corrente de neutro com os parâmetros apresentados conforme Tabela 4.2.

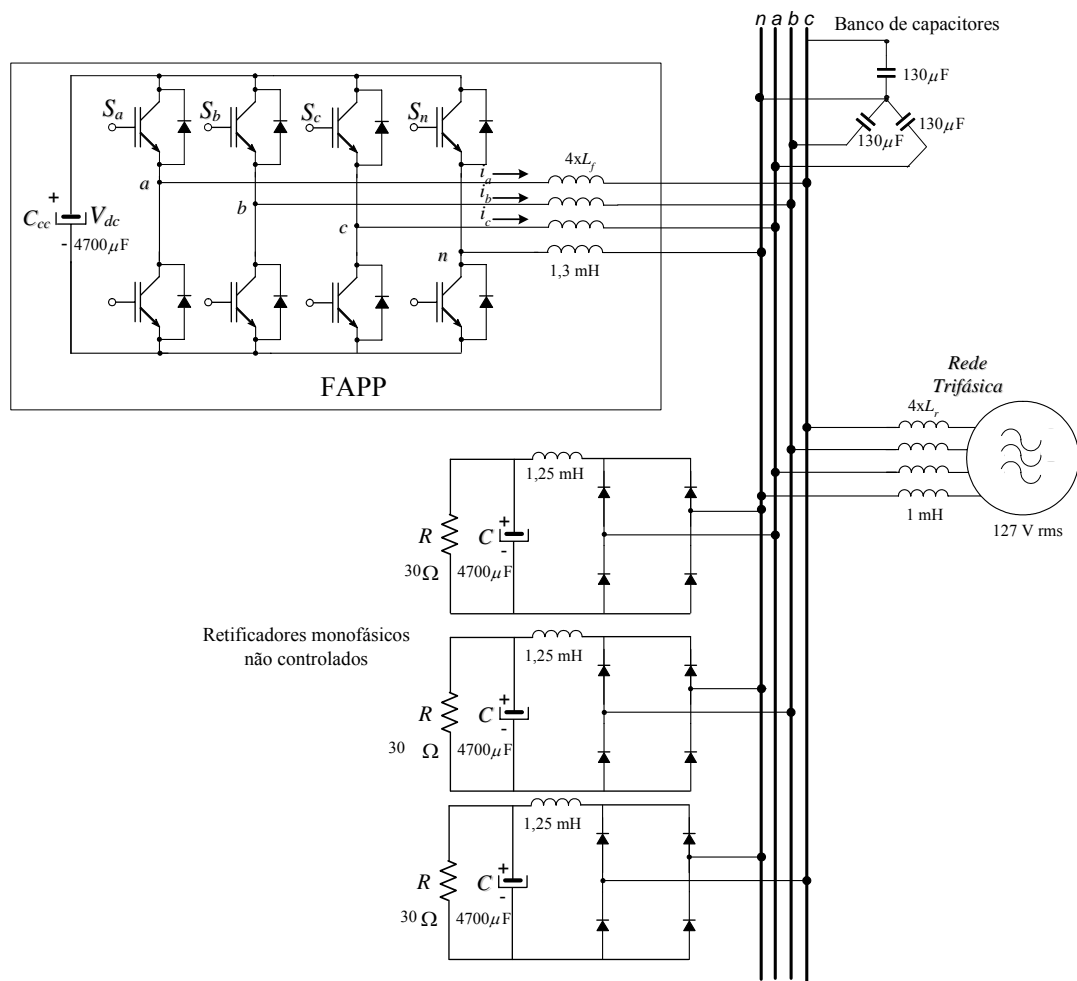


Figura 4. 11 - Diagrama representativo do sistema de distribuição trifásico a quatro fios escolhido para testes.

A Figura 4.12 apresenta os resultados de simulação das tensões de fase no *PCC* e correntes de compensação do sistema da Figura 4.11 em regime permanente senoidal com a presença das cargas compostas pelos três retificadores monofásicos e o banco de capacitores, devendo-se a isso o achatamento na forma de onda de tensão. Inicialmente, o *FAPP* está operando no sistema até o intervalo de 250 ms, após este é desligado e o sistema opera sem a compensação realizada pelo mesmo, somente com a presença dos

bancos de capacitores e cargas não-lineares. Observa-se que nesta figura um *offset* foi inserido nas correntes $I(\text{RLcompb})$ e $I(\text{RLcompc})$ de ± 40 A foi utilizado para facilitar a visualização.

Tabela 4. 2- Principais Parâmetros de Projeto para Simulação e Experimental do FAPP

Parâmetros	Grandezas
Potência Máxima	20 kVA
Tensões de Alimentação	127 V ou 220 V
Corrente <i>rms</i> máxima p/ fase	40 A
Tensões no barramento CC	400V ou 800 V
Indutâncias do filtro de saída (L)	1,3 mH
Frequência de amostragem malha de corrente	20 kHz
Frequência de amostragem malha de tensão	2 kHz
Frequência de comutação	10 kHz
DSP	TMS320F2812
Tempo de execução no DSP	23,8 μ s
Ganhos (K_v e K_{v0})	(20 S – 15 S)
Ganhos do controlador <i>deadbeat</i> ($G_{base} - G_{base0}$)	(1,3 – 5,2)
Ganhos do servo controlador ($K_{rcc} - K_{scc}$)	(0,007 – 0,632)
Impedância do sistema no <i>PCC</i> ($ Z $)	0,377 Ω

A Figura 4.13 é semelhante a Figura 4.12, porém apresenta os resultados de simulação em regime permanente de uma das tensões de fase no *PCC* e as correntes de compensação geradas pelo FAPP na presença das cargas citadas anteriormente, observa-se que também nesta figura foram definidos *offset* para as correntes $I(\text{RLcompb})$ e $I(\text{RLcompc})$ de ± 40 A. Nesta figura é possível verificar com mais detalhes o efeito de ressonâncias na tensão principalmente, próximo a passagem por zero da forma de onda de tensão.

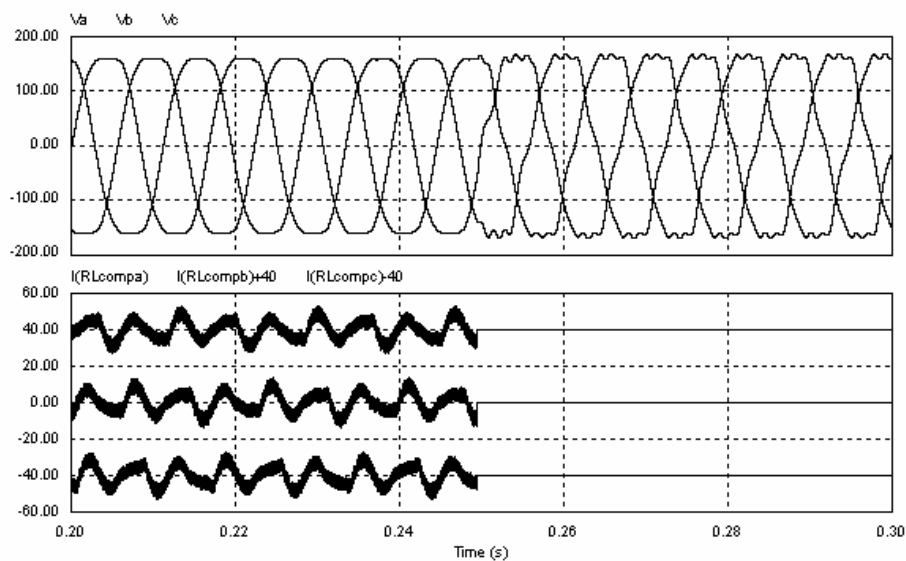


Figura 4. 12 - Resultados de simulação. Tensões de fase do sistema e correntes de compensação. Escala horizontal: 220 ms/div. Escala vertical de tensão: 100 V/div. Escala vertical das correntes: 20 A/div.

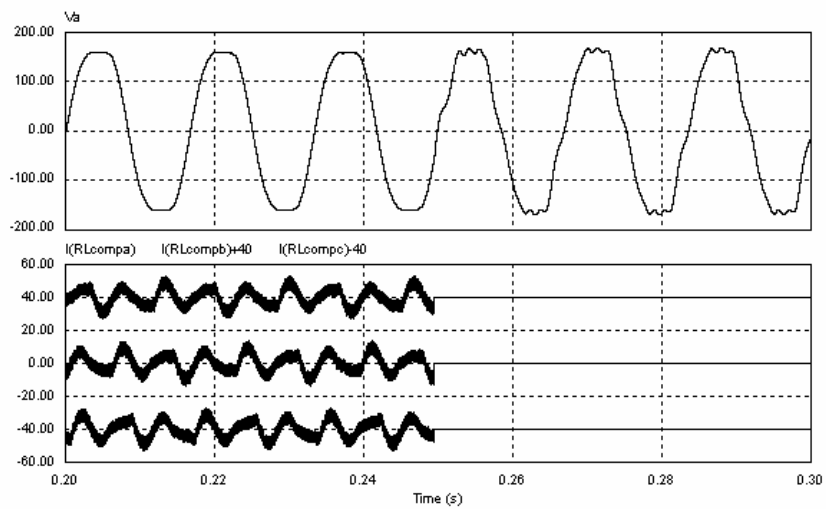


Figura 4. 13 - Resultados de simulação. Tensões de fase no PCC e correntes de compensação do FAPP em operação. Escala horizontal: 220 ms/div. Escala vertical de tensão: 100 V/div. Escala vertical das correntes: 20 A/div.

A Figura 4.14 apresenta o espectro harmônico da tensão medida na fase *a* da Figura 4.13. Os gráficos com barras brancas mostram os harmônicos no sistema sem o emprego do *FAPP* e as barras pretas os harmônicos no sistema com o *FAPP* operando.

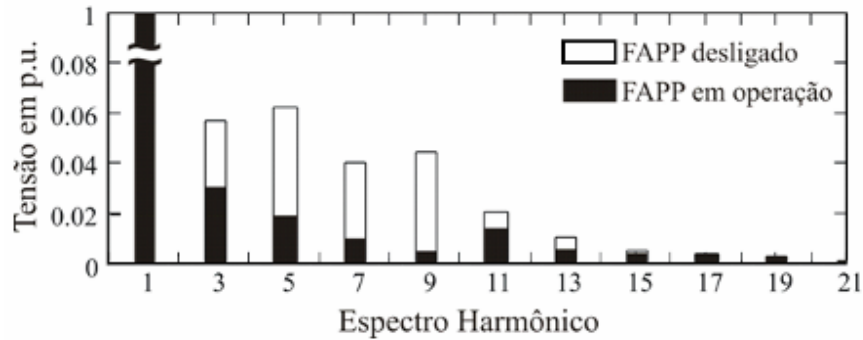


Figura 4. 14 - Resultados de simulação do espectro harmônico das tensões da Figura 4.13. Gráficos em p.u. com barras representando o sistema sem *FAPP* e com o *FAPP* operando no sistema.

A Tabela 4.3 apresenta a distorção harmônica individual para as componentes harmônicas mais significativas e a *THD*, onde é possível observar que todas se encontram abaixo dos limites recomendados pela norma *IEEE Std.519-1992* quando o *FAPP* está em operação no sistema.

Tabela 4. 3 - Resultados de Simulação da *DTI* e *THD* no Sistema trifásico a quatro Fios.

Harmônicos	<i>DTI</i> (%) antes do <i>FAPP</i> entrar em operação	<i>DTI</i> (%) após <i>FAPP</i> entrar em operação
3 ^a	5,70	2,78
5 ^a	6,15	1,85
7 ^a	4,04	1,03
9 ^a	4,46	0,75
11 ^a	2,09	1,79
13 ^a	1,16	0,81
15 ^a	0,52	0,40
17 ^a	0,40	0,35
19 ^a	0,27	0,22
21 ^a	0,12	0,08
<i>THD_v</i> (%)	9,82	4,78

A Figura 4.15 apresenta a corrente de referência e de compensação do *FAPP* em regime permanente. Inicialmente sem o limitador do elipsóide sob a ação de controle da malha

de corrente e após 0,08 s com o limitador do elipsóide sob a ação de controle da malha de corrente. Além disso, nesta figura é mostrada uma ampliação sobre o intervalo entre 0,65 s e 0,078 s (sem o limitador da elipsóide) e outro entre 0,108 s e 0,125 s (com o limitador do elipsóide). Esta figura demonstra os benefícios da utilização do limitador proposto para o uso do controlador de tempo mínimo, visto que, no intervalo de tempo em que este limitador não é utilizado a ondulação e, conseqüentemente, a *THD* é maior sobre as correntes de compensação se comparado com o intervalo de tempo em que o limitador é usado.

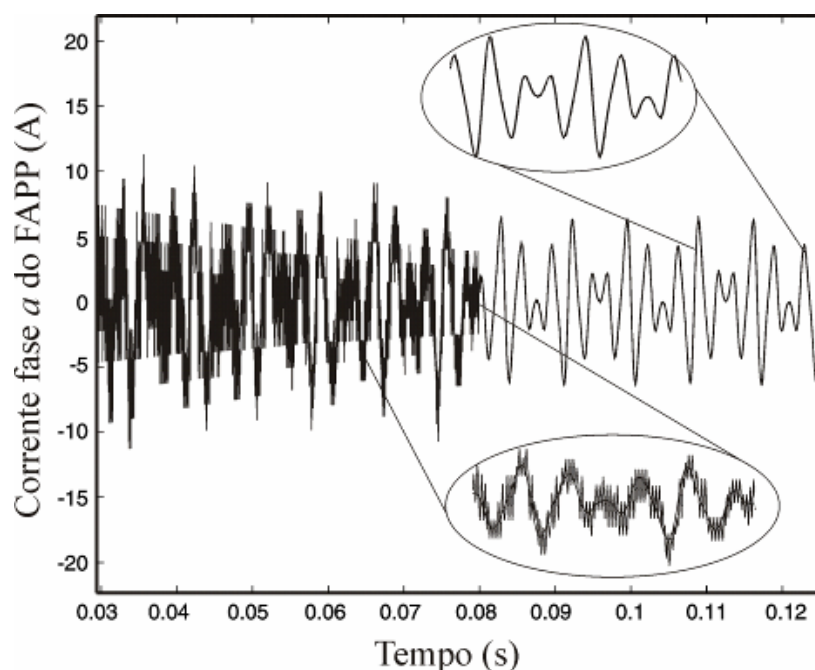


Figura 4. 15 – Resultados de simulação. Inicialmente com controlador de tempo mínimo sem o limitador do elipsóide e após 0,08 s com a utilização do limitador do elipsóide sobre a ação de controle da malha de corrente.

4.9. Resultados Experimentais

Esta seção apresenta resultados experimentais relativos à malha de corrente do segundo protótipo desenvolvido, já com a malha de regulação de tensão do barramento CC. Para o desenvolvimento dos algoritmos de geração de referência, controle e

modulação *Space Vector* (Anexo H) foi utilizado o DSP TMS320F2812, o qual foi escolhido para esta implementação devido ao desempenho satisfatório em termos de tempo de processamento de CPU e conversão analógico-digital para a aplicação em questão. Os mesmos parâmetros de projeto da Tabela 4.2 foram utilizados no protótipo desenvolvido.

A Figura 4.16 apresenta o sistema de distribuição trifásico a quatro fios simplificado escolhido para testes com base no diagrama representativo da Figura 4.11. Este é composto por: (i) rede trifásica a quatro fios composta por um variador de tensão trifásico ($S=39$ kVA, 127 V_{rms}, $L_s=1$ mH); (ii) Cargas (8 kW) formadas por: três retificadores monofásicos ponte completa não controlados e banco de capacitores ligados em conexão Y (130 μ F p/ fase); (iii) *FAPP* para compensação de tensão e corrente de neutro com os parâmetros apresentados conforme Tabela 4.2.



Figura 4. 16 - Sistema de distribuição trifásico a quatro fios simplificado escolhido para testes.

A Figura 4.17 apresenta os resultados experimentais das tensões de compensação e da corrente na fase *a*. Inicialmente, o *FAPP* está operando no sistema até o intervalo de 50

ms, após este é desligado e o sistema opera sem a compensação realizada pelo mesmo, somente com a presença dos bancos de capacitores e cargas não-lineares.

A Figura 4.18 apresenta os resultados experimentais das correntes de compensação geradas pelo FAPP (forma de onda superior), corrente na carga (forma de onda intermediária) e corrente no PCC (forma de onda inferior). Inicialmente, nos primeiros 50 ms o FAPP está em operação e após este é desligado, observa-se que a corrente no PCC apresenta uma redução nos seus valores de pico quando o FAPP está em operação.

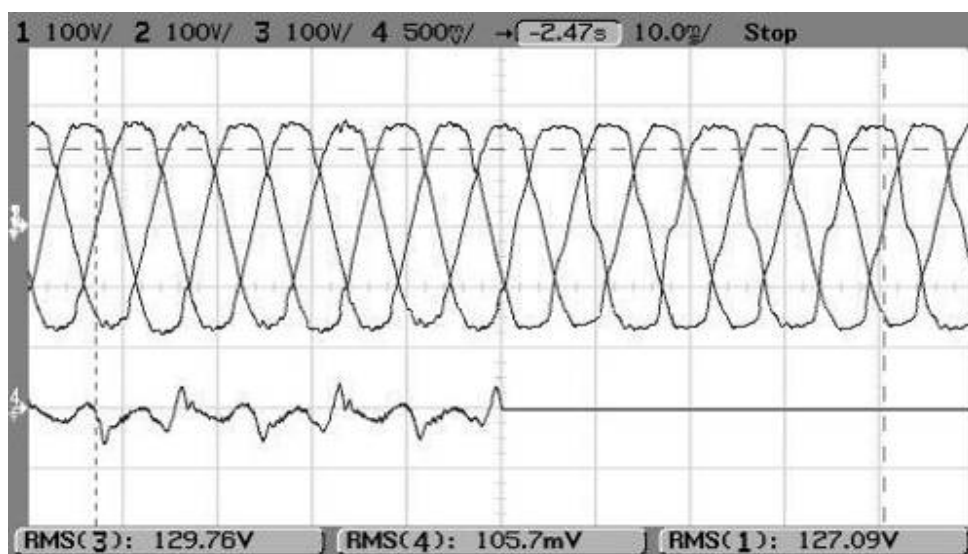


Figura 4. 17 - Resultados experimentais. Tensões de fase e corrente de compensação do *FAPP* na fase *a* em operação durante os primeiros 50 ms em regime transitório. Escala horizontal: 10 ms/div. Escala vertical de tensão: 100 V/div. Escala vertical das correntes: 50 A/div.

A Figura 4.19 mostra os resultados experimentais da distorção harmônica na tensão na fase *a* obtidos utilizando o equipamento de monitoração de energia Reliable Power Meter[®] (RPM). Antes da operação do *FAPP* o sistema apresenta uma $THD=9,81\%$ (2,5 min.). Durante o transitório de partida do *FAPP* a $THD=10,2\%$ (primeiros 15 seg.). Após o *FAPP* entrar em operação em regime permanente a $THD=4,98\%$ (2,5 min.). Após o desligamento do *FAPP* a $THD=9,81\%$ (2,2 min) novamente. Estes resultados

comprovam que a distorção de tensão no *PCC* diminui e está abaixo dos limites recomendados pela *IEEE Std. 519-1992*, quando o *FAPP* desenvolvido encontra-se em operação em regime permanente senoidal.

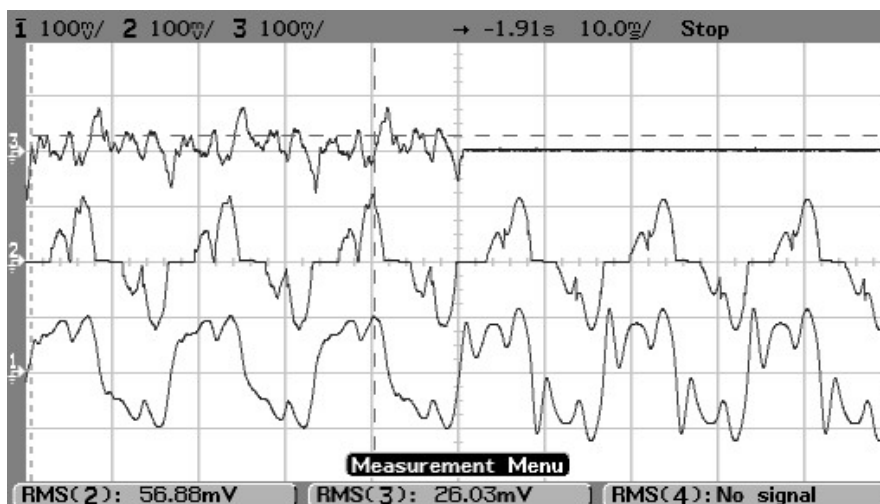


Figura 4. 18 - Resultados experimentais. Correntes de compensação do FAPP (forma de onda superior), corrente na carga (forma de onda intermediária) e corrente no PCC (forma de onda inferior). Escala horizontal: 10 ms/div. Escala vertical de tensão: 200 V/div. Escala vertical das correntes: 50 A/div.

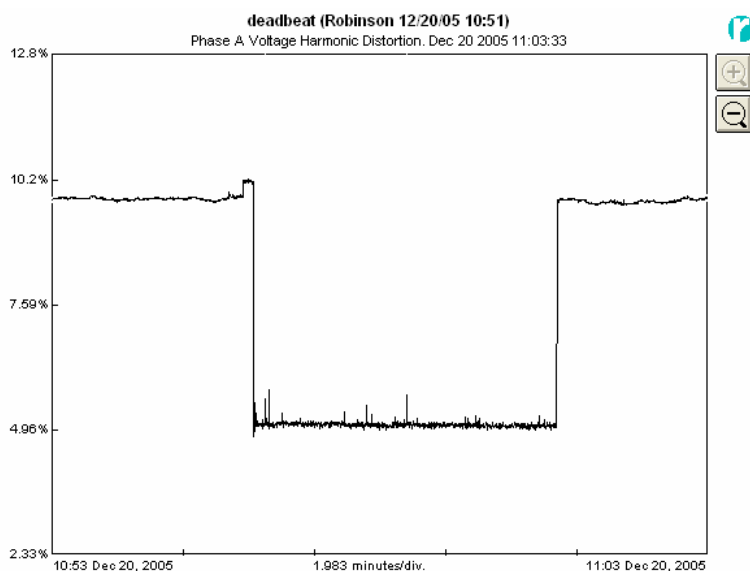


Figura 4. 19 - Resultados experimentais da distorção harmônica na tensão na fase *a*. Equipamento de medição utilizado: Reliable Power Meter® (RPM).

A Figura 4.20 apresenta o valor rms da corrente de neutro do sistema medido no PCC , onde observa-se uma redução desta com a utilização do $FAPP$. Antes da operação do $FAPP$ $i_{rms}=18,51$ A (2,5 min.). Durante o transitório de partida $i_{rms}=20,1$ A (primeiros 15 seg.). Quando o $FAPP$ entra em operação em regime permanente $i_{rms}=15,2$ A (2, 5 min.). Após o desligamento do $FAPP$ $i_{rms}=18,51$ A (2,2 min) novamente.

A Figura 4.21 apresenta o espectro harmônico da tensão medida na fase a da Figura 4.18. Os gráficos em barras brancas mostram os harmônicos no sistema sem a conexão do $FAPP$ no sistema e as barras pretas os harmônicos no sistema com o $FAPP$ operando. Além disso, a Tabela 4.3 apresenta a distorção harmônica individual e THD_i para as componentes harmônicas mais significativas, onde é possível observar que todas se encontram abaixo dos limites recomendados pela *IEEE Std. 519-1992* e próximas aos resultados de simulação obtidos.

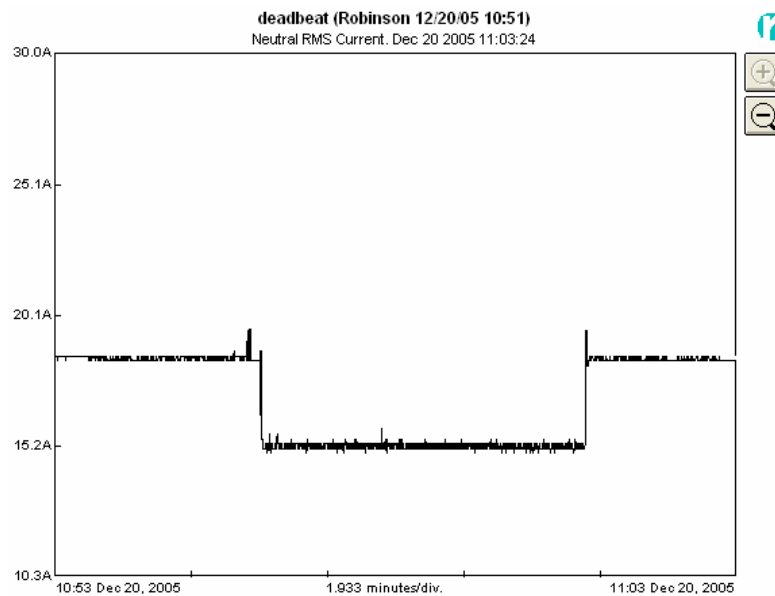


Figura 4. 20 - Resultados experimentais do valor rms da corrente de neutro. Equipamento de medição utilizado: Reliable Power Meter[®] (RPM).

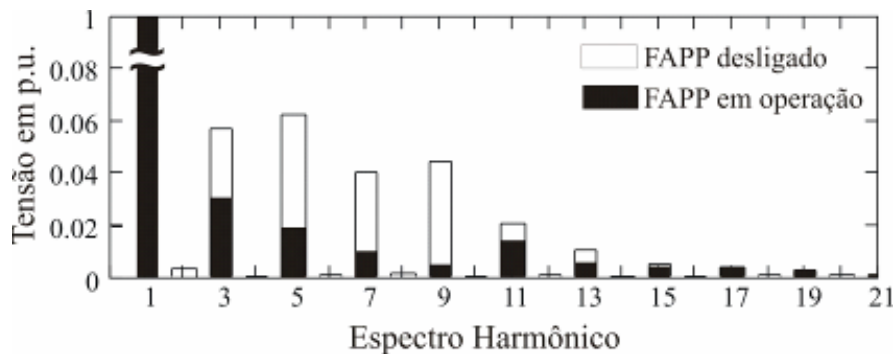


Figura 4. 21 - Resultados experimentais do espectro harmônico da tensão da Figura 4.17. Gráficos em p.u., barras brancas representando o sistema sem *FAPP* e gráficos com barras pretas com o *FAPP* operando no sistema.

Tabela 4. 4- RESULTADOS EXPERIMENTAIS DA *DTI* NO SISTEMA TRIFÁSICO A QUATRO FIOS.

Harmônicos	<i>DTI</i> (%) antes do <i>FAPP</i> entrar em operação	<i>DTI</i> (%) após <i>FAPP</i> entrar em operação
3 ^a	5,75	2,98
5 ^a	6,16	1,99
7 ^a	4,03	1,11
9 ^a	4,45	0,77
11 ^a	2,08	1,81
13 ^a	1,15	0,83
15 ^a	0,50	0,43
17 ^a	0,39	0,38
19 ^a	0,28	0,26
21 ^a	0,10	0,09
<i>THD_v</i> (%)	9,81	4,98

A Figura 4. 22 mostra os resultados experimentais da tensão no barramento CC com a utilização do servo controlador de potência ativa e algoritmo de limitação da ação integral no controle de tensão do barramento CC, além disso, as correntes de compensação também são apresentadas, no intuito de demonstrar a operação completa do *FAPP* totalmente controlado. A Figura 4. 23 apresenta os resultados relativos ao procedimento de partida do *FAPP*, onde o protótipo, inicialmente, parte como um retificador não controlado, após 15 s passa a operar como retificador controlado regulando a tensão em 400V e, após mais 15 s este passa a operar como *FAPP*. Este procedimento foi estabelecido a fim de que, sejam reduzidas as correntes de partida do

sistema desenvolvido, evitando que elevadas correntes de partida causem danos aos interruptores de potência.

A Figura 4.24 apresenta o gráfico em barras brancas relativo às potências consumidas no *PCC* do sistema elétrico de distribuição em baixa tensão, a qual inclui as cargas e o *FAPP* e o gráfico em barras pretas relativo às potências do *FAPP* com medidas realizadas na conexão do *FAPP* com a rede, a partir de um equipamento de medição de qualidade de energia Reliable Power Meter® (RPM). A Tabela 4.4 apresenta os valores relativos as potências em p.u. Observa-se por esta tabela que, tanto a potência ativa quanto a reativa consumida pelo *FAPP* são menores que 0,05 p.u. e a potência aparente com 0,342 p.u. sendo que, as potências aparentes consideram no seu cálculo a presença de harmônicos no sistema, conforme descrição do manual do RPM

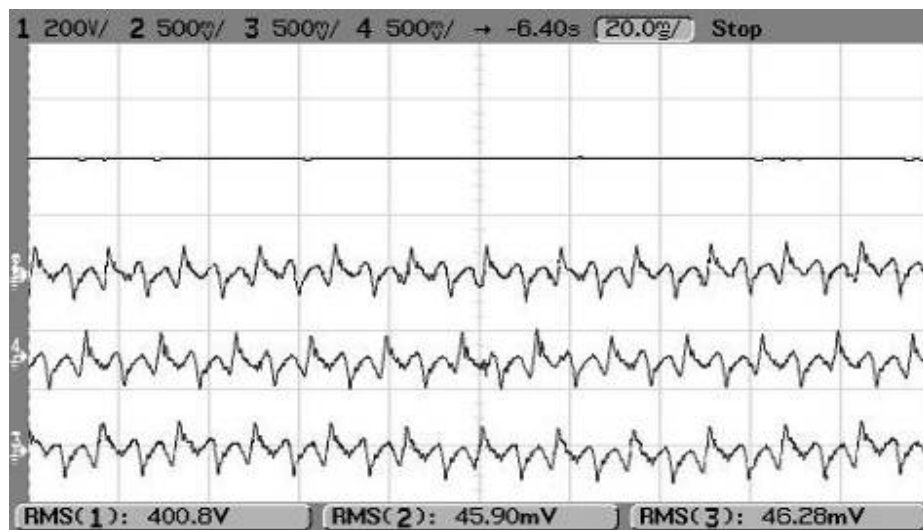


Figura 4. 22 - Resultados experimentais. Correntes trifásicas na entrada do retificador e tensão no barramento CC. Escala Horizontal: 20 ms/div. Escala de corrente: 50 A/div.

Escala de tensão CC: 200 V/div.

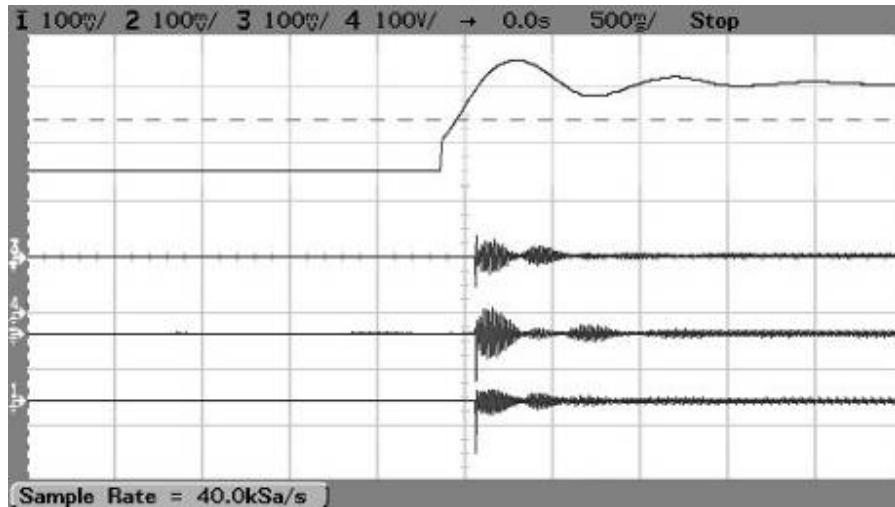


Figura 4. 23 – Resultados experimentais. Tensão no barramento CC e correntes do *FAPP* durante o procedimento de partida. Escala Horizontal: 500ms/div. Escala Vertical das correntes: 10 A/div. Escala Vertical da tensão no barramento CC: 100 V/div.

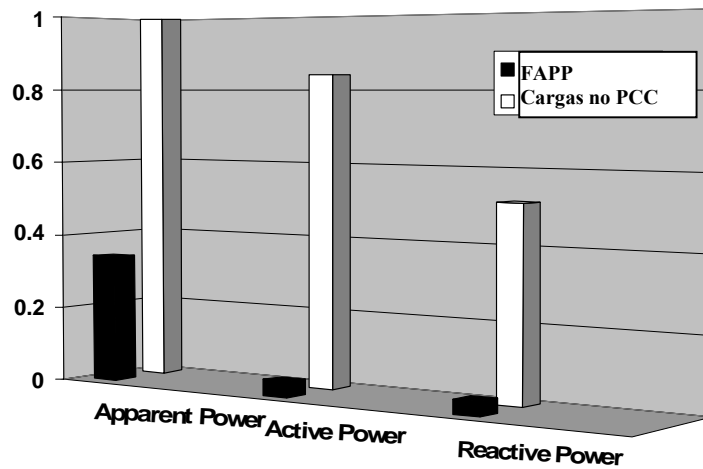


Figura 4. 24 – Gráfico da análise de potência no sistema em p.u. (barras brancas) com medidas realizadas no *PCC* incluindo cargas e *FAPP*. Gráfico da análise das potências do *FAPP* (barras pretas), a partir de um Reliable Power Meter®.

Tabela 4. 5- RESULTADOS EXPERIMENTAIS RELATIVO AS POTÊNCIAS DO SISTEMA

Potências em p.u. Valor base=12 kVA	Medidas no <i>PCC</i> incluindo carga e <i>FAPP</i>	Medidas no <i>FAPP</i>
Aparente	1	0,342
Ativa	0,842	0,041
Reativa	0,516	0,037

4.8 Análise de Desempenho dos Métodos de Sincronização *NPSF* e *MSRF* Aplicados a Filtros Ativos de Potência

Nesta seção, o método de sincronização *NPSF* será analisado em termos de sua influência na geração de correntes de compensação através do método de detecção de tensão. A fim de que seja estabelecido um parâmetro de comparação o método *MSRF* também será analisado. Como já comentado anteriormente, o principal problema dos métodos de sincronização em malha aberta são a presença de distorções nos sinais de sincronização na presença de desequilíbrios e/ou distorções harmônicas nas tensões da rede. Estas distorções nos sinais de sincronização podem resultar no aparecimento de harmônicos adicionais aos sinais de referências gerados pelo método de detecção de tensão, conforme será apresentado a seguir.

Novamente, as quatro condições apresentadas no Capítulo 3 serão abordadas: (i) tensões da rede equilibradas e sem distorções; (ii) tensões da rede com distorções harmônicas; (iii) tensões da rede desequilibradas e (iv) tensões da rede com desequilíbrios e harmônicos.

O sistema analisado é o mesmo da Figura 4.11 e opera com tensões de fase em 127 V *rms*, sendo medidas as três tensões de fase. As equações (1.4) e (1.5) para o método *MSRF* e, equações (2.13) e (2.14) para o método *NPSF* foram utilizadas para a determinação dos sinais de sincronização seno e co-seno. Além disso, as referências para a malha de controle de corrente do *FAPP* analisadas são baseadas no método de detecção de tensão desenvolvido na seção 4.5 para sistemas trifásicos a quatro fios, com

o mesmo procedimento de projeto para os filtros passa-altas. Ainda, os ganhos K_v e K_{v0} foram assumidos unitários, apenas para a análise desta seção, com o intuito de verificar quais são as máximas referências de correntes de compensação que podem ser geradas pelo método de detecção de tensão, ou seja, pelas equações (4.19) a (4.21) obtém-se que:

$$\dot{i}_{dref} = \tilde{v}_d, \quad (4.42)$$

$$\dot{i}_{qref} = \tilde{v}_q, \quad (4.43)$$

$$\dot{i}_{0ref} = \tilde{v}_0. \quad (4.44)$$

A seguir as quatro condições de operação da rede elétrica serão analisadas considerando resultados de simulação.

4.8.1 Caso a – Tensões de Fase da Rede Equilibradas

Para este caso e com base na utilização das equações referentes aos dois métodos de sincronização citados anteriormente, os sinais de sincronização para o método *MSRF* e *NPSF* foram obtidos, conforme a Figura 4.25 e a Figura 4.26 respectivamente, onde se verifica que para a condição de tensões equilibradas e sem distorções que os sinais de sincronização são semelhantes não apresentando distorções.

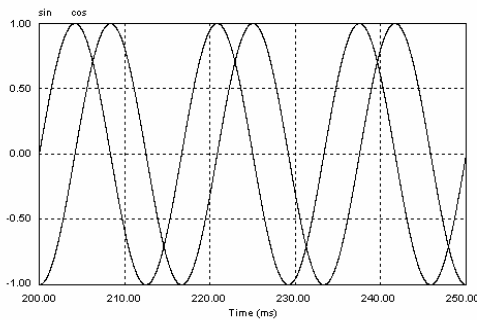


Figura 4. 25 – Sinais de sincronização seno e co-seno obtidos utilizando o método de sincronização *MSRF* a partir de tensões da rede equilibradas.

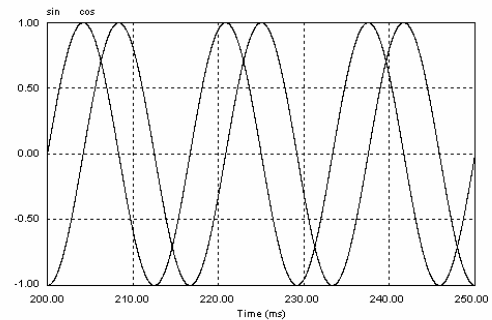


Figura 4. 26 – Sinais de sincronização seno e co-seno obtidos utilizando o método de sincronização *NPSF* a partir de tensões da rede equilibradas.

A partir da obtenção dos sinais de sincronização e aplicação dos mesmos no método de detecção de tensão, os sinais de referência de corrente são representados em coordenadas a , b e c de modo a estabelecer uma relação direta com as máximas correntes de compensação geradas pelo método de detecção de tensão. As tensões da rede para este caso e as referências correntes de compensação geradas pelo método de detecção de tensão são apresentadas nas Figuras 4.27 e 4.28 para ambos os métodos *MSRF* e *NPSF* respectivamente. Verifica-se por estas figuras que, não é necessário gerar correntes de compensação pelo método de detecção para este caso. As Figuras 4.29 e 4.30 apresentam o espectro harmônico referente à tensão da rede e corrente de referência para a fase a em p.u. com a utilização dos métodos *MSRF* e *NPSF* respectivamente.

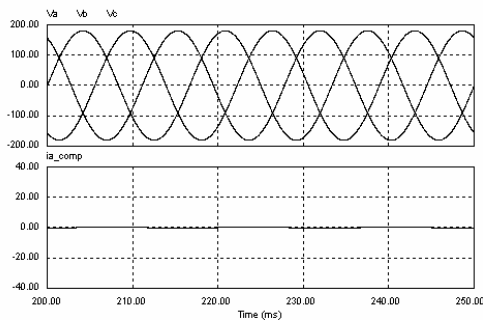


Figura 4. 27 – Tensões de fase da rede equilibradas e corrente de referência da fase a utilizando o método *MSRF*.

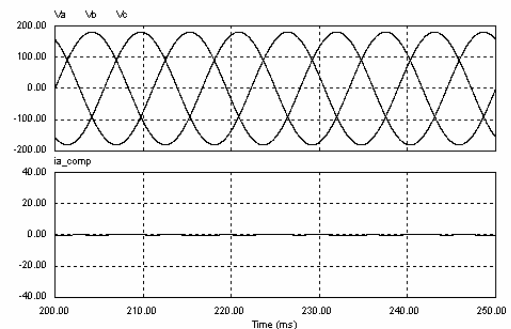


Figura 4. 28 – Tensões de fase da rede equilibradas e corrente de referência da fase a utilizando o método *NPSF*.

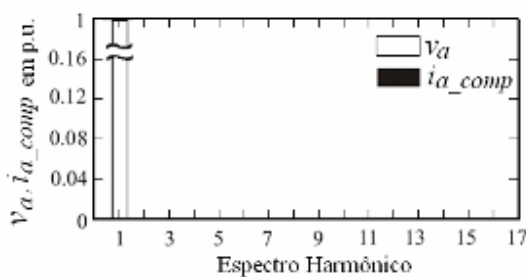


Figura 4. 29 – Espectro harmônico da tensão e corrente de referência da fase a da Figura 4.27 com $THD_v=0,0\%$.

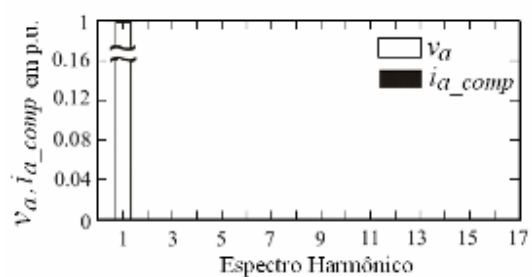


Figura 4. 30 – Espectro harmônico da tensão e corrente de referência da fase a da Figura 4.28 com $THD_v=0,0\%$.

4.8.2 Caso b – Tensões de Fase da Rede com Distorções Harmônicas

Para este caso foi considerada uma THD_v de 15 % nas tensões de fase da rede, tais distorções, são formadas pela 3ª e 5ª harmônicas todas com mesma amplitude. Os sinais de sincronização obtidos pelo método *MSRF* e *NPSF* são apresentados nas Figuras 4.31 e 4.32 respectivamente, onde o primeiro método apresenta distorções nos sinais de sincronização, enquanto que, o segundo método não apresenta distorções significativas.

As Figuras 4.33 e 4.34 apresentam a corrente referência na fase *a*, gerada pelo método de detecção de tensão representadas em coordenadas *a*, *b* e *c* para ambos os métodos *MSRF* e *NPSF* respectivamente. Verifica-se por estas figuras que, as correntes não são as mesmas para ambos os métodos de sincronização empregados.

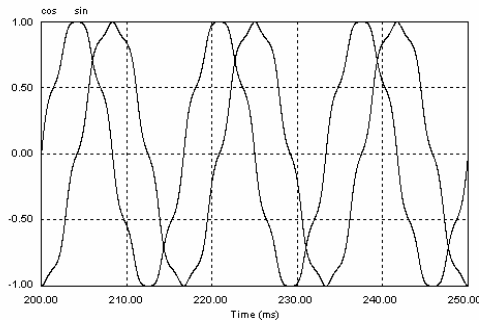


Figura 4. 31 – Sinais de sincronização seno e co-seno obtidos utilizando o método de sincronização *MSRF* com 15 % de distorções harmônicas nas tensões da rede.

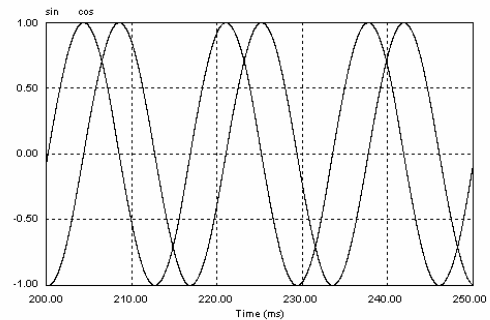


Figura 4. 32 – Sinais de sincronização seno e co-seno obtidos utilizando o método de sincronização *NPSF* com 15 % de distorções harmônicas nas tensões da rede.

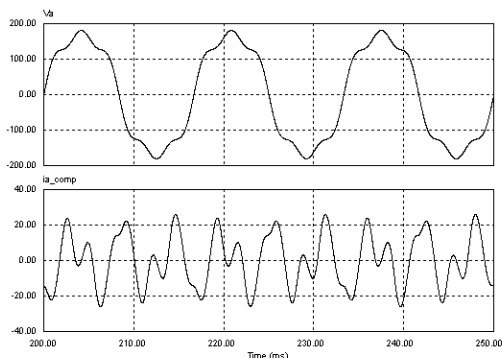


Figura 4. 33 – Tensões de fase da rede com distorções harmônicas e correntes de referência da fase a utilizando o método *MSRF*.

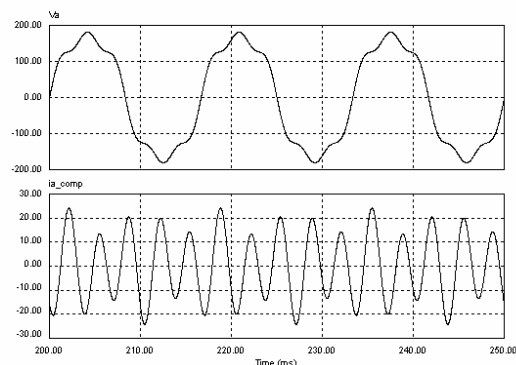


Figura 4. 34 – Tensões de fase da rede com distorções harmônicas e correntes de referência da fase a utilizando o método *NPSF*.

Pela análise do espectro harmônico da tensão da rede e corrente de referência para a fase a em p.u., mostrado nas Figuras 4.35 e Figura 4.36, é possível observar que, uma parcela de corrente fundamental, de 3ª e 5ª harmônicas são geradas por ambos os métodos, porém o método *MSRF* apresenta amplitude menor para a 5ª harmônica a ser compensada, além disso, gera correntes de compensação de 7ª, 11ª e 13ª harmônicas.

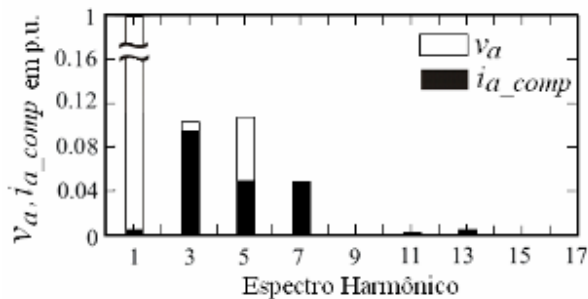


Figura 4. 35 – Espectro harmônico da tensão e corrente de referência da fase a da Figura 4.33.

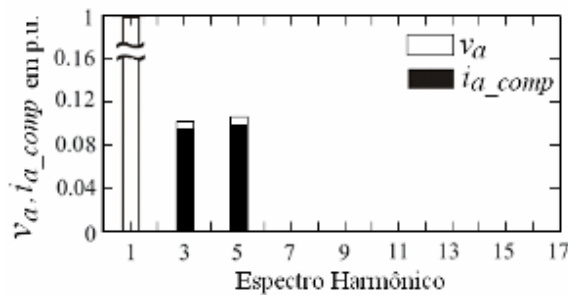


Figura 4. 36 – Espectro harmônico da tensão e corrente de referência da fase a da Figura 4.34.

Este fato pode ocasionar a geração de possíveis correntes de compensação não necessárias pelo *FAPP*, e que poderiam não reduzir significativamente as distorções harmônicas nas tensões da rede no *PCC*, e possivelmente até aumentar estas distorções,

caso possíveis ressonâncias nestas frequências ocorram no sistema. Quanto as correntes de compensação gerada a partir do uso do método de sincronização *NPSF*, estas se aproximam de seus valores nominais, porém, a que se considerar a banda passante do projeto dos filtros passa-altas, que neste caso causaram uma pequena atenuação nas correntes de compensação geradas.

4.8.3 Caso c – Tensões de Fase da Rede Desequilibradas

Para este caso foi considerado um desequilíbrio de 25 % nas tensões de fase da rede, a fim de que seja enfatizada a diferença entre os sinais de sincronização obtidos pelo método *MSRF* e *NPSF*, conforme pode ser verificado na Figura 4.37 e na Figura 4.38 respectivamente. O método *MSRF* apresenta distorções nos sinais de sincronização, enquanto que o método *NPSF* não apresenta distorções.

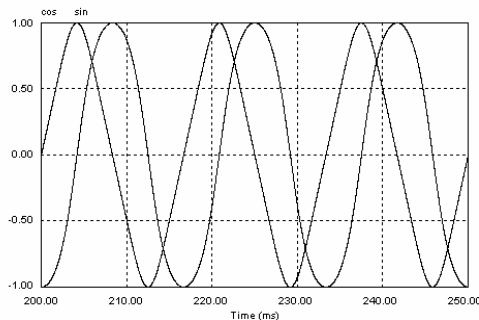


Figura 4. 37 – Sinais de sincronização seno e cosseno obtidos utilizando o método de sincronização *MSRF* com 25 % de desequilíbrio nas tensões da rede.

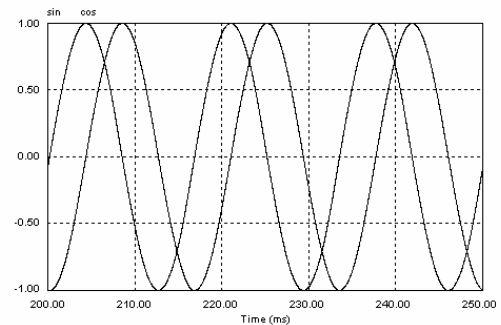


Figura 4. 38 – Sinais de sincronização seno e cosseno obtidos utilizando o método de sincronização *NPSF* com 25 % de desequilíbrio nas tensões da rede.

As Figuras 4.39 e 4.40 apresentam resultados de simulações da corrente de referência na fase *a* gerada pelo método de detecção de tensão representada em coordenadas *a*, *b* e *c* para ambos os métodos *MSRF* e *NPSF* respectivamente. Verifica-se por estas figuras

que, as correntes de referência geradas não são as mesmas para ambos os métodos de sincronização empregados.

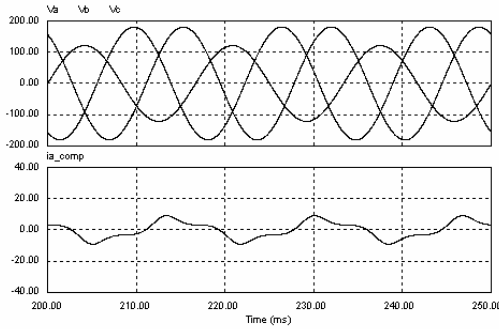


Figura 4. 39 – Tensões de fase da rede desequilibradas e corrente de referência da fase a utilizando o método *MSRF*.

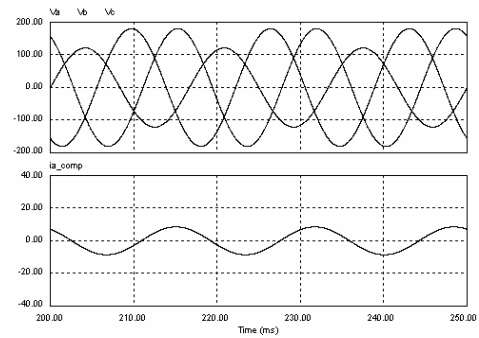


Figura 4. 40 – Tensões de fase da rede desequilibradas e corrente de referência da fase a utilizando o método *NPSF*.

Pela análise do espectro harmônico da tensão da rede e corrente de referência para a fase a em p.u., mostrado nas Figuras 4.41 e 4.42, é possível observar que, uma parcela de corrente fundamental indesejável é gerada por ambos os métodos devido ao desequilíbrio nas tensões e devido a componente de seqüência negativa. Além disso, o método *MSRF*, além disso, gera correntes de compensação de 3ª e 5ª harmônicas, mesmo quando as tensões da rede não apresentam distorções harmônicas. Isto pode ocasionar a geração de possíveis correntes de compensação não necessárias pelo *FAPP*, e que provocariam não uma redução, mas sim um possível aumento de distorções harmônicas nas tensões da rede no *PCC*.

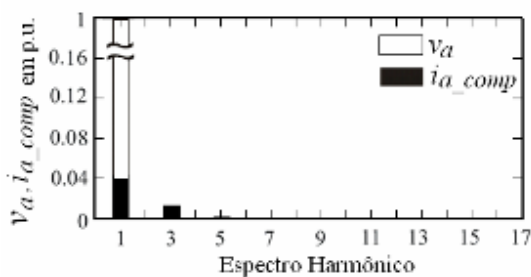


Figura 4. 41 – Espectro harmônico da tensão e corrente de referência da fase a da Figura 4.38.

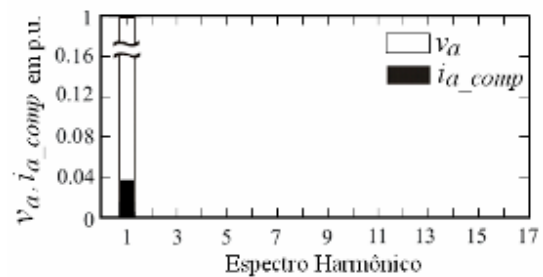


Figura 4. 42 – Espectro harmônico da tensão e corrente de referência da fase a da Figura 4.39.

4.8.4 Caso d – Tensões de Fase da Rede com Desequilíbrio e Distorções Harmônicas

Para este caso foram considerados os dois últimos casos anteriores, onde as tensões da rede apresentam uma taxa de desequilíbrio de 25 % e uma THD_v de 15 % nas tensões de fase da rede. Os sinais de sincronização obtidos pelo método *MSRF* e *NPSF* são apresentados nas Figuras 4.43 e 4.44 respectivamente, onde se pode observar que o primeiro método apresenta distorções consideráveis nos sinais de sincronização, enquanto que, o segundo método não apresenta distorções significativas.

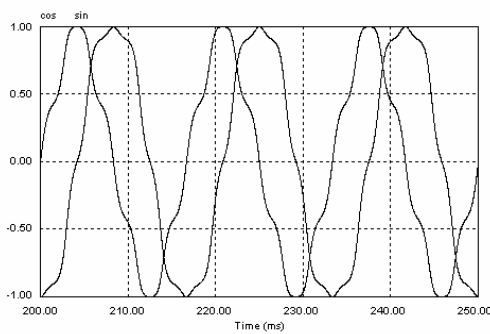


Figura 4. 43 – Sinais de sincronização seno e co-seno obtidos utilizando o método de sincronização *MSRF* com 25 % de desequilíbrio e 15 % de distorções harmônicas nas tensões da rede.

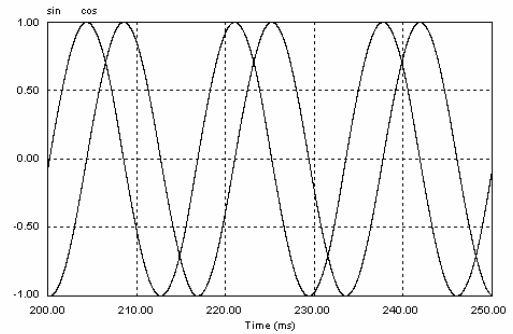


Figura 4. 44 – Sinais de sincronização seno e co-seno obtidos utilizando o método de sincronização *NPSF* com 25 % de desequilíbrio e 15 % de distorções harmônicas nas tensões da rede.

As Figuras 4.45 e 4.46 apresentam a corrente referencial na fase *a* geradas pelo método de detecção de tensão representadas em coordenadas *a*, *b* e *c* para ambos os métodos *MSRF* e *NPSF* respectivamente.

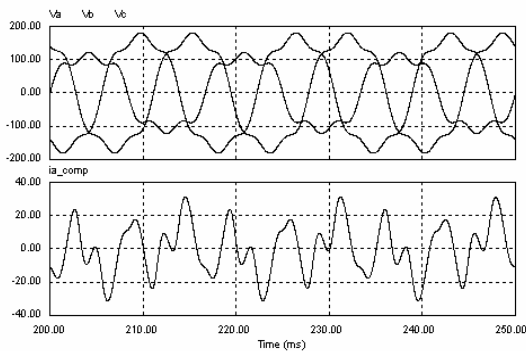


Figura 4. 45 – Tensões de fase da rede com desequilíbrio e distorções harmônicas e correntes de referência da fase a utilizando o método *MSRF*.

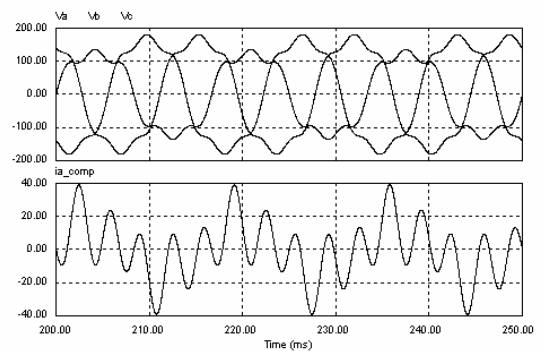


Figura 4. 46 – Tensões de fase da rede com desequilíbrio e distorções harmônicas e correntes de referência da fase a utilizando o método *NPSF*.

Pela análise do espectro harmônico da tensão da rede e corrente de referência para a fase a em p.u. mostrado nas figuras 4.47 e 4.48 é possível observar que, uma parcela de corrente fundamental, de 3^a e 5^a harmônicas são geradas por ambos os métodos, porém o método *MSRF* apresenta amplitude menor para a 5^a harmônica a ser compensada, além disso, gera correntes de compensação de 7^a, 9^a, 11^a e 13^a harmônicas.

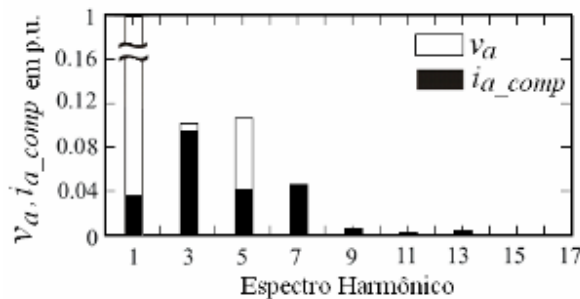


Figura 4. 47 – Espectro harmônico da tensão e corrente de referência da fase a da Figura 4.45.

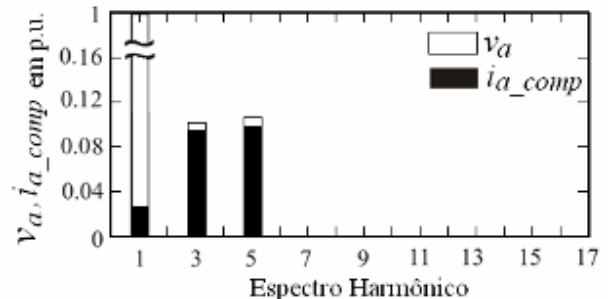


Figura 4. 48 – Espectro harmônico da tensão e corrente de referência da fase a da Figura 4.46.

Isto pode ocasionar a geração de possíveis correntes de compensação pelo *FAPP* não necessárias, e que poderiam não atender as recomendações das normas, e ainda se existirem ressonâncias nestas frequências, é possível que a distorção de tensão ainda

aumento. Quanto as correntes de compensação geradas a partir do uso do método de sincronização *NPSF*, estas se aproximam de seus valores nominais, não sendo exatamente as mesmas devido às mesmas condições apresentadas no Caso C.

4.9 Conclusões

Neste capítulo foi apresentada uma das possíveis aplicações do método de sincronização *NPSF* a sistemas trifásicos a quatro fios, o qual demonstra sua utilização na geração de adequadas referências de corrente para *FAPP*, a partir do uso do método de detecção de tensão. Foram estabelecidos os critérios relevantes para a análise de desempenho do *FAPP* e dos controladores utilizados. Além disso, foi apresentada uma análise detalhada do modelo discreto e normalizado *FAPP* visando sua implementação em DSPs de ponto fixo. Ainda, foram propostos a extensão do método de detecção de tensão e do controlador de corrente *deadbeat* para aplicações em sistemas trifásicos a quatro fios.

Resultados de simulação e experimentais foram obtidos, no intuito de demonstrar o desempenho em termos da compensação de harmônicos de tensão e correntes de neutro com base em um protótipo de um *FAPP* desenvolvido no Capítulo 5.

O protótipo do *FAPP* desenvolvido promove a redução das distorções de tensão no *PCC* a níveis abaixo dos recomendados pela *IEEE Std. 519-1992* e pela nova Resolução da ONS sobre *Padrões de Desempenho da Rede Básica* (Sub-Módulo 2.2), a partir da geração de correntes de compensação que, conseqüentemente, reduzem as distorções de tensão e promovem a redução da corrente de neutro. Este protótipo, como será visto no próximo Capítulo, tem como principais características a flexibilidade de operar em sistemas trifásicos a três e quatro fios e o emprego de um DSP TMS320F2812 para a implementação dos algoritmos de geração de referência, controle e modulação *SV* desenvolvidos.

Uma análise detalhada da aplicabilidade do método de sincronização *NPSF* foi apresentada para diferentes condições nas tensões da rede elétrica. Esta análise mostrou que o método *NPSF* gera correntes de compensação mais adequadas em comparação com o método *MSRF*.

Estes resultados demonstraram que métodos de sincronização que não contemplem desequilíbrios e distorções harmônicas em seus algoritmos podem provocar o aparecimento de componentes harmônicas indesejadas nas correntes de referências geradas pelo método de detecção de tensão. Logo, a escolha de um adequado método de sincronização é um fator que pode ser considerado relevante.

Outra questão importante relacionada ao método de detecção de tensão é que este, além de ser influenciado diretamente pelo método de sincronização utilizado é também dependente da frequência de corte dos filtros passa-altas, visto que, estes podem promover uma maior ou menor atenuação nas componentes harmônicas geradas como referência para o FAPP. Estes filtros passa-altas, por sua vez, são dependentes da frequência da rede, logo, se variações de frequência ocorrem e caso haja necessidade, é possível utilizar o algoritmo de adaptação dos parâmetros dos filtros passa-altas semelhante ao apresentado no Capítulo 2. Como o método de sincronização proposto já contempla este algoritmo, uma maneira simples seria a utilização do mesmo algoritmo, o qual aborde a adaptação dos parâmetros dos filtros passa-altas, apenas com o estabelecimento de *look-up tables* adequados para as frequências de interesse.

Capítulo 5

Implementação dos Protótipos Relativos ao Retificador PWM Trifásico e ao Filtro Ativo de Potência Paralela

5.1 Introdução

Com o intuito de demonstrar o estudo, a análise e resultados de as simulações nos Capítulos 2, 3 e 4 foram implementados dois protótipos. Primeiramente, um protótipo com potência reduzida (4 kVA) relativo ao retificador PWM trifásico, o qual tinha como função básica proporcionar a implementação dos algoritmos referentes às técnicas de controle de corrente proposta na análise comparativa desenvolvida no Anexo B. O segundo protótipo mais genérico, o qual pode funcionar tanto como retificador PWM trifásico a três fios quanto como filtro ativo de potência trifásico a três ou a quatro fios. Este segundo protótipo tem como característica principal a operação em potências mais elevadas que o primeiro, ou seja, 20 kVA.

Neste capítulo será apresentada uma descrição geral dos dois protótipos implementados para operação em sistemas trifásicos a três fios e a quatro fios. Os dois protótipos são formados basicamente por um sistema de sensoriamento de tensões e correntes, um circuito de controle formado principalmente por processadores de sinais digitais (DSP) da Texas Instruments Inc., um conversor PWM trifásico e indutores utilizados como filtro de entrada ou saída. Além disso, capacitâncias são utilizadas nesta

implementação, com o intuito de filtrar as componentes harmônicas de ordem elevada, 10 kHz, provindas da comutação dos interruptores de potência.

Além disso, será abordada a organização do algoritmo desenvolvido no DSP, com análise das principais rotinas e procedimentos realizados, sendo que, os resultados experimentais relativos ao método de sincronização, técnicas de controle de corrente e tensão, e procedimentos de partida já foram apresentados nos Capítulos 2, 3, 4 e Anexo B.

5.2 Descrição do Primeiro Protótipo Relativo ao Retificador PWM Trifásico

O retificador PWM trifásico é formado basicamente por um sistema de sensoriamento de tensões e correntes, um circuito de controle formado principalmente por um DSP TMS320F241 da Texas Instruments Inc., um conversor PWM trifásico de 4 kVA e indutores utilizados como filtro de entrada de 1ª ordem.

O sistema elétrico, do qual é composto este primeiro protótipo é constituído pelas seguintes partes principais, as quais serão descritas posteriormente:

- 5.2.1) Sistema de sensoriamento (ou medição);
- 5.2.2) Circuito de controle;
- 5.2.3) Circuito de potência.

5.2.1 Sistema de Sensoriamento

O sistema de sensoriamento é constituído por sensores, que realizam as aquisições das tensões de linha v_{ab} e v_{bc} da rede, conforme diagrama esquemático da Figura 5.1, correntes de linha (ou fase) de realimentação na entrada do retificador i_a e i_b , conforme diagrama esquemático da Figura 5.2 e tensão no barramento CC conforme Figura 5.3.

O circuito para aquisição das tensões de linha foi implementado com base em dois amplificadores operacionais. O primeiro configurado como amplificador diferencial

inversor, que realiza a medida da tensão com um ganho K_t , selecionado por *jumpers* segundo a tensão definida de projeto, o segundo amplificador, de ganho unitário, inverte o sinal da primeira etapa. Dois medidores são utilizados para as duas tensões de linha a serem medidas. O circuito é formado por amplificadores operacionais OPA 4227 com banda passante de 8 MHz e resistores de $\pm 5\%$ de tolerância. O circuito implementado para aquisição das correntes de realimentação de linha utiliza sensores de efeito Hall LEM LA 100P com corrente nominal de 100 A. Mediante dois amplificadores operacionais realizou-se a adaptação dos valores medidos aos valores de tensão compatível com o conversor analógico-digital do DSP para medição das correntes de realimentação de linha. O circuito para aquisição da tensão do barramento CC, usa um sensor de Efeito Hall LV-25P. Uma resistência entre o sensor de Efeito Hall e a entrada do amplificador operacional é utilizada para limitar a corrente do sensor. A corrente máxima é de 10 mA (segundo catálogo do fabricante). Como a resistência é igual a 47 k Ω e 10W, pode-se medir uma tensão de até 470 V.

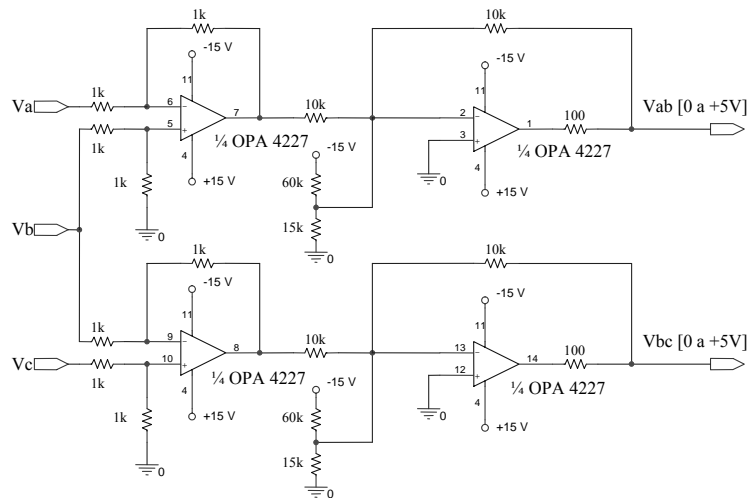


Figura 5. 1 - Circuito de medida das tensões de linha v_{ab} e v_{bc} , utilizando divisor resistivo e amplificadores operacionais.

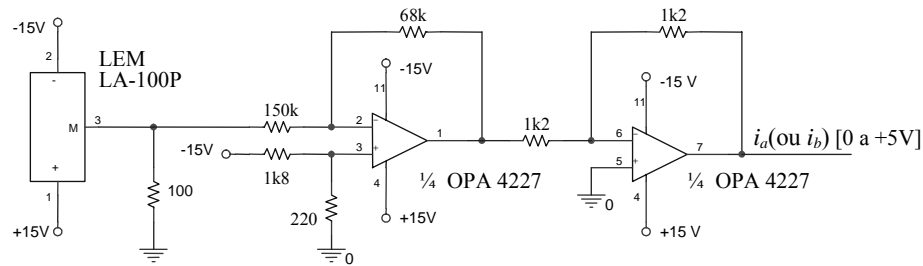


Figura 5. 2 - Circuito de medida das correntes i_a ou i_b , utilizando o sensor de efeito Hall LEM LA-100P e amplificadores operacionais.

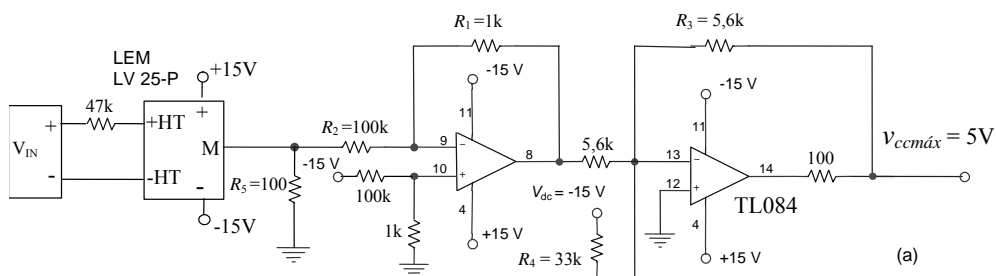


Figura 5. 3 - Circuito de medida da tensão do barramento CC, utilizando sensor de Efeito Hall LV-25P e circuito divisor resistivo e amplificadores operacionais.

A partir das medições realizadas das tensões e correntes de linha pelo sistema de sensoriamento e, convertidas em valores de tensão compatível com o conversor analógico-digital do DSP, estas grandezas foram enviadas ao circuito de controle, o qual será descrito a seguir.

5.2.2 Circuito de Controle

Os sinais analógicos de tensão de linha e correntes de realimentação de entrada do retificador são transmitidos ao circuito de controle, para a realização dos cálculos necessários para as implementações das técnicas de controle de corrente e tensão.

Cada algoritmo desenvolvido para os controladores de corrente, conforme Anexo B, são diferentes e são implementados de forma diferente, porém algumas rotinas utilizadas nestes algoritmos são similares, estas são subdivididas nos seguintes módulos:

- 5.2.2.1) Módulo de inicialização;
- 5.2.2.2) Módulo de calibração;
- 5.2.2.3) Módulo de normalização e adaptação das variáveis;
- 5.2.2.4) Módulo de cálculo da inversa da norma e sinais de sincronização;
- 5.2.2.5) Módulo de Transformação das Grandezas abc para dq ;
- 5.2.2.6) Módulo de cálculo da ação de controle;
- 5.2.2.7) Módulo de Transformação das Ações de Controle dq para $\alpha\beta$
- 5.2.2.8) Modulação *Space Vector* para Conversores Trifásicos a Três Fios

5.2.2.1 Módulo de Inicialização

Depois de um evento de *reset*, o módulo de inicialização realiza as seguintes tarefas:

- Configuração da CPU: Registros de estado, *watchdog*, *clock*, estados de espera de acesso às memórias, pinos de entrada-saída, gerenciador de eventos, conversor analógico-digital;

- Inicialização das variáveis.

Terminado esse processo habilita-se o módulo de calibração.

5.2.2.2 Módulo de Calibração

O objetivo deste módulo é obter o valor CC (de *offset*) de cada uma das variáveis medidas, neste caso, as duas tensões e correntes de linha e a tensão do barramento CC. Com os circuitos de medição energizados, (antes do evento de *reset*). Então, se inicia a aquisição dos valores CC (de *offset*) de cada uma das variáveis em questão. Terminado esse processo, calcula-se a média de cada medição e o resultado armazenado corresponde ao valor CC desejado; o qual será utilizado nos cálculos das variáveis

medidas. Esse procedimento permite o ajuste do *offset* em campo, sem necessidade de realizar ajustes mediante potenciômetros. Uma vez armazenados os valores de *offset*, habilita-se o módulo de normalização e adaptação das variáveis.

5.2.2.3 Módulo de Normalização e Adaptação de Variáveis

Com o objetivo de reduzir a faixa dinâmica das variáveis para a implementação em um DSP, cuja unidade aritmética lógica realiza operações com ponto fixo, as mesmas são normalizadas com relação a um determinado valor base, ou seja:

$$v_n = \frac{v}{V_{base}}, \quad i_n = \frac{i}{I_{base}}. \quad (5.1)$$

O valor base escolhido de tensão foi selecionado de acordo com os valores nominais de pico de fase da tensão da rede ($V_{base}= 180 \text{ V}$). O valor base de corrente foi escolhido baseado no máximo valor de pico de corrente para o caso proposto ($I_{base}=10 \text{ A}$).

A faixa dinâmica das variáveis depende dos valores base utilizados. Esta faixa dinâmica deve ser compatível com o formato escolhido para representar as variáveis em ponto fixo. O formato utilizado na implementação é chamado de Q_k , onde o subíndice “ k ” representa os bits da parte fracionária, e assume valores de 0 a 15, para o DSP utilizado, que opera com palavras de 16 bits.

O número de bits dedicados à parte fracionária afeta a precisão do resultado, já, a parte inteira afeta a faixa dinâmica dos valores representados [27].

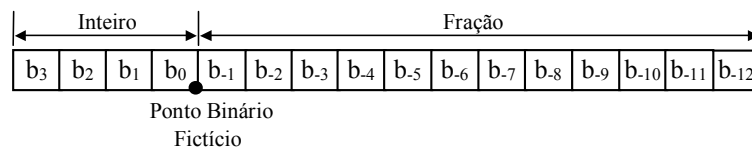


Figura 5. 4 - Representação em ponto fixo de um número fracionário numa palavra de 16 bits, em formato Q_{12} .

Em geral, um número representado por uma palavra de “ n ” bits com um bit de sinal e “ k ” bits da parte fracionária, encontra-se na faixa entre $[-(2^{n-1} - 1)2^{-k}, (2^{n-1} - 1)2^{-k}]$, inclusive, e a precisão deste número é dada por 2^{-k} .

Para representar um número fracionário ou inteiro num formato Q_k determinado, simplesmente deve-se multiplicar o número por 2^k . Logo, o problema de escalonar as variáveis medidas se reduz a encontrar um fator, que será denominado K_Q , de modo a realizar a correspondência entre a representação binária das variáveis (que vem da conversão analógica-digital) e sua representação em ponto fixo Q_k . Esse fator associa-se ao modelo em p.u. e aos ganhos dos módulos de medição.

A representação gráfica na Figura 5.5 mostra os valores de tensão medidos, que entram no circuito de medida, e são multiplicados por um ganho próprio de projeto, K_p , mais um valor CC de *offset*. Com isto, a faixa de variação dos valores medidos torna-se eletricamente compatíveis com a entrada do conversor analógico-digital [0 a +5V]. Por sua vez, os valores na entrada do AD [0 a +5V] correspondem aos valores binários [0 a 1024].

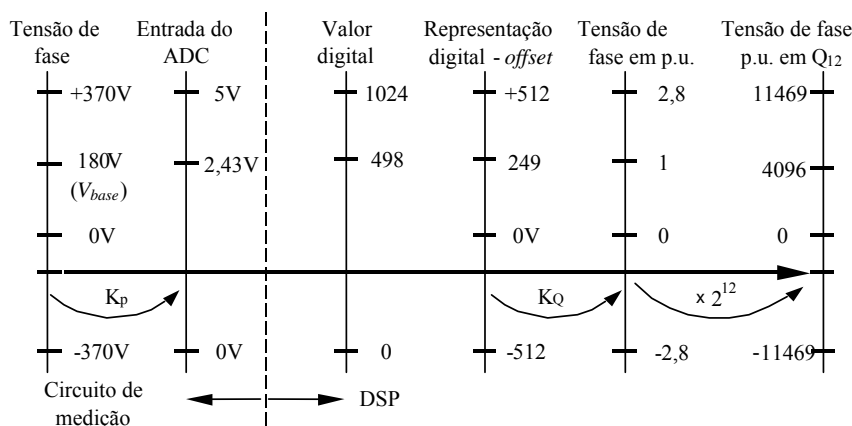


Figura 5. 5 - Representação gráfica das escalas e obtenção do fator K_Q

Uma vez obtidas as variáveis em formato binário, o valor de *offset* adicionado deve ser subtraído, para se obter a faixa de variação da variável, desde o valor mínimo negativo até o valor máximo positivo. Portanto os valores binários correspondentes aos valores na

entrada do AD vão de -512 a $+512$ (no DSP). Então, dada à representação binária da variável em questão, pode-se obter o fator de escala K_Q de tal forma que:

$$v_{abpuQ_{12}} = v_{ab_binário-offset} K_Q. \quad (5.2)$$

Sendo, $v_{abpuQ_{12}}=4096$ e $v_{ab_binário-offset}=249$, então da equação (5.2) tem-se: $K_Q = v_{abpuQ_{12}} / v_{ab_binário-offset} = 16,45$.

O valor de K_Q depende principalmente do valor base escolhido para obter a representação em p.u.. Caso o valor de K_Q esteja fora da faixa dinâmica de Q_{12} , como é o caso, deve-se, portanto escolher um formato apropriado para o ganho K_Q . Para o caso em questão o formato escolhido foi o formato Q_{10} .

Como mencionado anteriormente, é subtraído o *offset* para obterem-se os valores positivos e negativos da variável, e este resultado é armazenado num registro temporário. Este valor é multiplicado pelo fator K_Q para, desta forma obter-se o valor da variável em p.u. e em Q_{12} . Após os valores das tensões e correntes de linha serem obtidos em p.u. e formato Q_{12} , as grandezas de linha de tensão são utilizadas para obtenção dos sinais de sincronização e cálculo da inversa da norma.

5.2.2.4 Módulo de Cálculo da Inversa da Norma das Tensões $\alpha\beta$ e Sinais de Sincronização

Para a obtenção da inversa da norma das tensões da rede em coordenadas $\alpha\beta$, conforme Figura 1.3, utilizada pelo método *MSRF* para obtenção dos sinais de sincronização (seno e co-seno). Este algoritmo calcula diretamente a inversa da norma, a partir de duas malhas de controle.

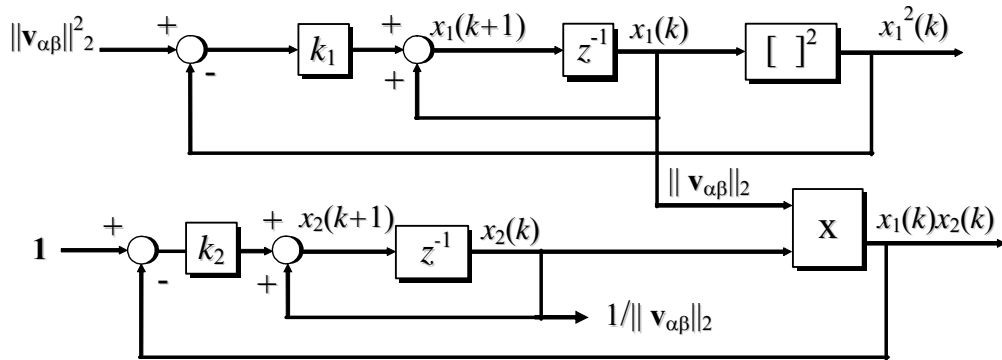


Figura 5. 6 - Diagrama de blocos para o cálculo da inversa da norma Euclidiana das tensões em coordenadas $\alpha\beta$.

Como vantagens este algoritmo apresenta simplicidade estrutural (menos linhas de comando), solicita menos espaço de memória RAM e também dispensar o uso de interpolações, se comparado com outros algoritmos como o apresentado em [27]. Ainda, este algoritmo evita o problema dos cálculos da raiz quadrada e da divisão que o DSP TMS320F241 utilizado não possui. Além disso, este algoritmo pode ser usado para outras aplicações tais como:

- i) a divisão pela soma quadrática das tensões no algoritmo desenvolvido para o cálculo da potência instantânea conforme apresentado em [26];
- ii) para o cálculo da limitação a ação de controle da malha de corrente dos controladores.

Primeiramente é calculado o quadrado da norma Euclidiana das tensões em coordenadas $\alpha\beta$ da equação (1.5), ou seja,

$$\|\mathbf{v}_{\alpha\beta}\|_2^2 = v_\alpha^2 + v_\beta^2. \quad (5.3)$$

Em termos de implementação o quadrado da norma euclidiana é perfeitamente realizável neste DSP, através das operações de elevação ao quadrado (*SQR*) e de soma (*ADD*), devidamente utilizadas com respeito às tensões v_α e v_β e no formato Q_x apropriado.

Conforme o diagrama da Figura 5.6, as expressões matemáticas, na forma de equação de estados, do algoritmo proposto no domínio discreto são dadas por:

$$x_1(k+1) = x_1(k) - k_1 x_1^2(k) + k_1 u_1(k). \quad (5.4)$$

$$x_2(k+1) = x_2(k) - k_2 x_1(k) x_2(k) + k_2. \quad (5.5)$$

onde, $u_1(k) = \|\mathbf{v}_{\alpha\beta}\|_2^2$ e $x_2(k) = 1/\|\mathbf{v}_{\alpha\beta}\|_2$.

O procedimento de projeto para a obtenção dos ganhos k_1 e k_2 , a partir das equações não-lineares (5.4) e (5.5) resulta nos seguintes valores $k_1=0,18$ e $k_2=0,25$.

Após a obtenção da inversa da norma, esta é multiplicada pelas respectivas tensões em coordenadas $\alpha\beta$, obtendo-se os sinais de sincronização seno e co-seno conforme equação (1.4).

A partir dos sinais de sincronização e das tensões e correntes em coordenadas abc estas são transformadas para o sistema de coordenadas dq

5.2.2.5 Módulo de Transformação das Grandezas abc para dq

Este módulo realiza a transformação direta das tensões e correntes de linha em coordenadas abc para tensões e correntes de fase em coordenadas dq , utilizando as seguintes equações:

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sqrt{6/3} \cos(\theta) & \sqrt{6/6} \cos(\theta) + \sqrt{2/2} \sin(\theta) \\ -\sqrt{6/3} \sin(\theta) & -\sqrt{6/6} \sin(\theta) + \sqrt{2/2} \cos(\theta) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{ab} \\ v_{bc} \end{bmatrix}; \quad (5.6)$$

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sqrt{6/2} \cos(\theta) + \sqrt{2/2} \sin(\theta) & \sqrt{2} \sin(\theta) \\ -\sqrt{6/2} \sin(\theta) + \sqrt{2/2} \cos(\theta) & \sqrt{2} \cos(\theta) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \end{bmatrix}. \quad (5.7)$$

Tais grandezas em coordenadas dq serão utilizadas para o cálculo das ações de controle.

5.2.2.6 Módulo de Cálculo das Ações de Controle

O módulo que realiza o cálculo das ações de controle é diferente para cada controlador de corrente, logo aqui serão citadas as equações utilizadas por cada controlador de corrente, conforme Capítulo 3 e Anexo B.

1) Controlador CC_{PI} : para este controlador foram utilizadas as equações (3.17) e (3.18);

2) Controlador CP_{PI} : para este foram usadas as equações (B.7), (B.8) e (B.9);

3) Controlador DSC_{dq} : para este controlador foram utilizadas as equações (B.42), (B.46), (B.49) e (B.50);

4) Controlador DRC_q : para este foram usadas as equações (B.63), (B.74) e (B.78).

5) Controlador com resposta de tempo mínimo (DBT), para este foi utilizado a equação (B.81).

6) Controlador ressonante (RST) para este foi usado a equação (B.82).

A seguir as ações de controle de corrente são transformadas para grandezas $\alpha\beta$ para emprego da modulação apropriada.

5.2.2.7 Módulo de Transformação das Ações de Controle dq para $\alpha\beta$

Neste módulo as ações de controle em eixos síncronos dq da malha de corrente de cada controlador são transformadas para eixos estacionários $\alpha\beta$ utilizando a seguinte equação:

$$\begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \sin(\theta) \\ -\sin(\theta) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix}; \quad (5.8)$$

A partir da obtenção das ações de controle em eixos estacionários $\alpha\beta$, estas são empregadas no módulo relacionado à modulação *Space Vector* para conversores trifásicos a três fios.

5.2.2.8 Modulação Space Vector para Conversores Trifásicos a Três Fios

A modulação *Space Vector* para conversores trifásicos a três fios é uma modulação vetorial desenvolvida para obtenção dos sinais PWM para acionamento dos interruptores de potência, esta modulação é apresentada em detalhes em [27,166]. A partir do envio dos sinais PWM para os interruptores de potência. A seguir será abordado o circuito de potência utilizado.

5.2.3 Circuito de Potência

O circuito de potência é formado por um conversor PWM trifásico de 4 kVA e um filtro de entrada indutivo. O conversor é formado por uma ponte trifásica desenvolvida pela empresa SEMIKRON com 6 IGBT's SKM 75GB 124D de 75A de corrente de coletor e 1.200V de tensão coletor-emissor.

O filtro de entrada é formado por três indutores, com indutâncias de aproximadamente 2,5 mH, dispostos um em cada fase. O banco capacitivo do barramento CC é formado por quatro capacitores em ligação série e paralela com capacitância total de 4700 μ F, arranjos conforme esquema elétrico representado na Figura 5.7.

A fim de realizar uma comparação justa entre todas as técnicas de controle estudadas no Anexo B, estabeleceu-se um conjunto de parâmetros e componentes, os

quais foram utilizados no protótipo do retificador PWM trifásico desenvolvido. Tais parâmetros são apresentados na Tabela 5.1.

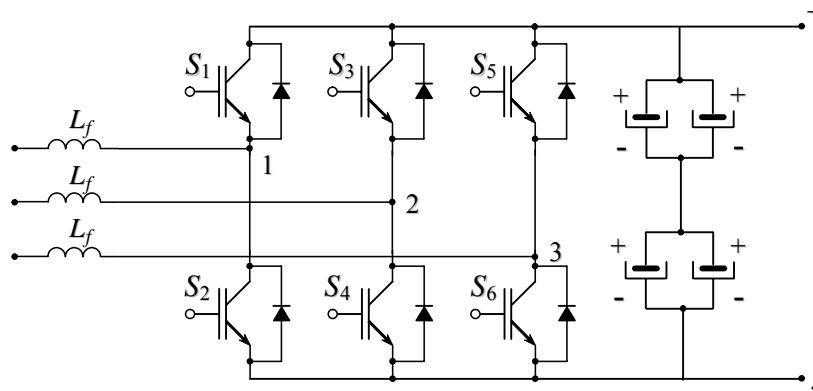


Figura 5. 7 - Diagrama esquemático da ponte trifásica constituída por 6 IGBT's 75GB 124D com $I_C=75A$
 $V_{CE}=1.200V$, filtro de entrada de 2,5 mH e capacitivo de 4700 μF .

Tabela 5. 1- PARÂMETROS DEFINIDOS PARA O DESENVOLVIMENTO DO PROTÓTIPO DO RETIFICADOR PWM TRIFÁSICO.

<i>Parâmetros ou componentes</i>	<i>Grandezas</i>
Indutâncias do filtro de entrada (L_f)	2,5 mH
Frequência de amostragem da malha de corrente	10 kHz
Frequência de amostragem malha de tensão	5 kHz
Frequência de comutação	10 kHz
DSP	TMS320F241
Capacitância Barramento CC	4700 μF
Carga barramento CC	$R=10 \Omega$ (nominal)

5.3 Descrição do Segundo Protótipo

O sistema elétrico desenvolvido para o segundo protótipo é constituído de 5 partes principais:

5.3.1) Sistema de sensoriamento (ou medição);

- 5.3.2) Circuito de interface;
- 5.3.3) Circuito de controle;
- 5.3.4) Circuito de potência;
- 5.3.5) Circuito de partida e proteção.

5.3.1 Sistema de Sensoriamento

O sistema de sensoriamento é constituído por transformadores, que realizam as medições das tensões de fase v_a , v_b e v_c , e das correntes de realimentação na saída do inversor i_{Ra} , i_{Rb} e i_{Rc} . Além destas, o diagrama esquemático para medição da tensão no barramento CC.

O circuito para aquisição das tensões de fase basicamente foi implementado utilizando transformadores de medição, conforme mostrado na Figura 5.8, e um único estágio de amplificadores operacionais, que realizam as medidas das tensões com um ganho K_t , selecionado por *jumpers* segundo a tensão definida para o projeto. O circuito é formado por amplificadores operacionais OPA 2227 com banda passante de 8 MHz e resistores de $\pm 1\%$ de tolerância, conforme a Figura 5.9.

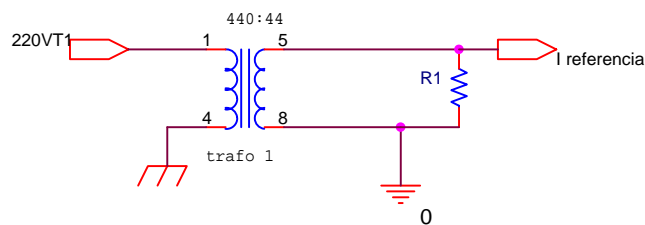


Figura 5. 8 – Diagrama esquemático do transformador de medição 440V/44V.

O circuito implementado para aquisição das correntes de realimentação de fase utiliza sensores de efeito Hall LEM LA 200P com corrente nominal de 200 A. Mediante um único estágio de amplificadores operacionais, onde realizou-se a adaptação dos valores medidos aos valores de tensão compatível com o conversor analógico-digital do DSP para medição das correntes de realimentação de fase.

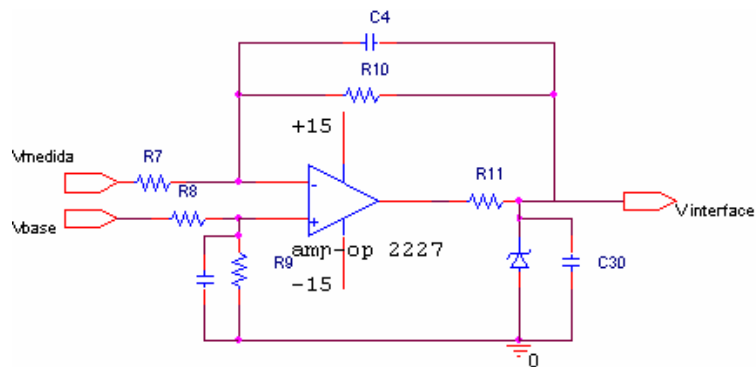


Figura 5. 9 – Estágio que utiliza um único amplificador OPA 2227.

O sensor de corrente LA 200-P tem uma corrente nominal no primário de 200 A com uma razão de conversão de 1:2000 o que resulta em uma corrente nominal no secundário de 100 mA. A partir da passagem da corrente pelo resistor da saída tem-se uma tensão de referência que passa por um divisor resistivo que é utilizado para diferentes escalas como apresentado na Figura 5.10.

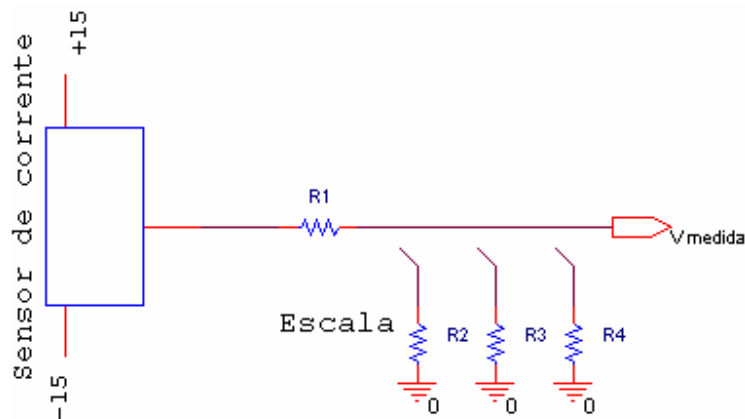


Figura 5. 10 – Sensor de corrente e seleção de escala.

Para a adequação do sinal de saída que é enviado para a interface tem-se um circuito, que utiliza um amplificador operacional, conforme Figura 5. 11, o qual aplica um *offset* de 1,5 V gerado na interface no sinal V_{medida} do circuito da Figura 5.10. Observa-se na

Figura 5.11, a presença de um diodo na saída do circuito para limitar a tensão máxima em 3V, que é próxima a tensão máxima de entrada dos conversores A/D do TMS320F2812.

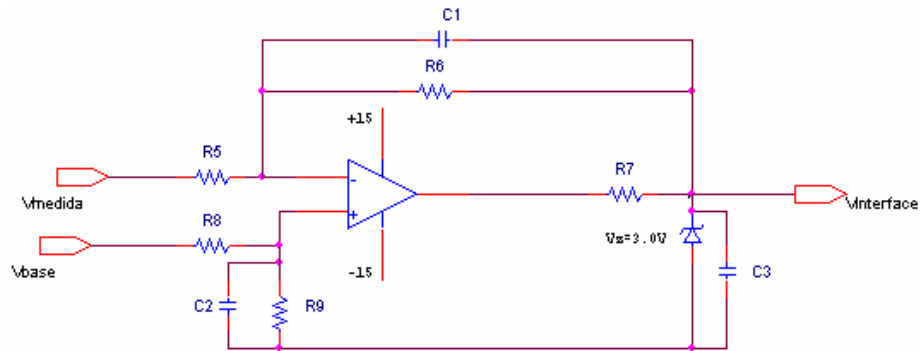


Figura 5. 11 – Aplicação de *offset* no sinal medido.

O circuito para aquisição da tensão do barramento CC, usa um sensor de Efeito Hall LV-25P. Este sensor tem uma corrente nominal no primário de 10 mA dado pela tensão a ser medida e um resistor. No secundário tem-se uma corrente nominal de 25 mA, o que representa uma relação de transformação de 25:10. O resistor R2 na saída do sensor permite a obtenção de uma referência de tensão conforme mostrado na Figura 5.12. Um estágio com dois amplificadores operacionais, semelhante ao apresentado na Figura 5.3, é utilizado para obter uma tensão entre 0 V e 3 V para a entrada do conversor A/D do DSP utilizado. Com a resistência $R_{IN}(dc) = 94 \text{ k}\Omega$ de 10 W, pode-se medir uma tensão de até 940 V.

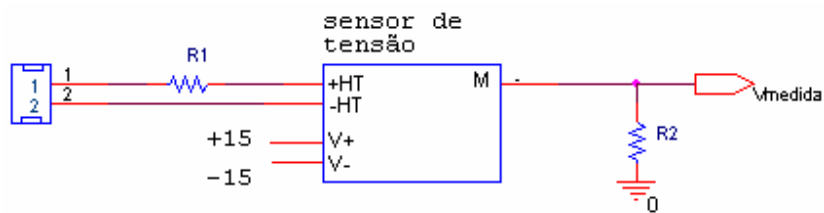


Figura 5. 12 – Sensor da tensão de barramento.

A partir das medições realizadas das tensões e correntes pelo sistema de sensoriamento e, convertidas em valores de tensão compatível com o conversor analógico-digital do DSP (0 V à 3,3 V), estas grandezas foram enviadas ao circuito de controle, o qual será descrito a seguir.

5.3.2 Circuito de Controle

Os sinais analógicos de tensão e correntes de fase, e tensão no barramento CC são transmitidos ao circuito de controle, para a realização dos cálculos necessários para as implementações das técnicas de controle de corrente e tensão.

Nesta seção será descrita a organização do algoritmo implementado no DSP TMS 320F2812, com análise de determinados blocos tratados como módulos (rotinas ou sub-rotinas do programa), os quais merecem uma análise em particular, devido à quantidade de informações presente neste algoritmo.

5.3.2.1 Organização do Algoritmo

O algoritmo de geração dos sinais de corrente de compensação e controle consta de 12 módulos (ou rotinas) principais, os quais foram desenvolvidos em linguagem C++ e Assembly. Estes são compostos por:

- 5.3.2.1.1) Módulo de inicialização;
- 5.3.2.1.2) Módulo de calibração;
- 5.3.2.1.3) Módulo de normalização e adaptação das variáveis;
- 5.3.2.1.4) Módulo de cálculo dos senos e co-senos utilizados na sincronização;
- 5.3.2.1.5) Módulo de transformação das tensões de fase em coordenadas abc para $dq0$;
- 5.3.2.1.6) Módulo de filtragem das tensões de fase (filtros passa-altas);
- 5.3.2.1.7) Módulo do cálculo das correntes de compensação;

5.3.2.1.8) Módulo de transformação das correntes de compensação de coordenadas $dq0$ para $\alpha\beta0$;

5.3.2.1.9) Módulo do cálculo da ação de controle para a malha interna de corrente;

5.3.2.1.10) Módulo do cálculo da limitação das ações de controle da malha de corrente utilizando o método do elipsóide;

5.3.2.1.11) Módulo relativo a modulação *Space Vector* para conversores trifásicos a quatro fios;

5.3.2.1.12) Módulo de cálculo da ação de controle para a malha externa de tensão.

5.3.2.1.1 Módulo de Inicialização

Depois de um evento de reset, o módulo de inicialização realiza as seguintes tarefas para configuração de:

- CPU;
- Registros de estado;
- Estados de espera de acesso às memórias (RAM, Flash);
- Pinos de entrada-saída;
- Gerenciador de eventos e conversor analógico-digital;

Terminado esse processo habilita-se o módulo de calibração.

5.3.2.1.2 Módulo de Calibração

O objetivo deste módulo é obter o valor CC (de *offset*) de cada uma das variáveis medidas, neste caso, as três tensões de fase, tensão do barramento CC e correntes de realimentação. Com os circuitos de medição energizados, (antes do *reset*), se inicia a aquisição dos valores CC (de *offset*) de cada uma das variáveis em questão mais dois

canais de referência com valores conhecidos de 1,5V. Terminado esse processo, calcula-se a média de cada grandeza e o resultado armazenado corresponde ao valor CC desejado, o qual será logo após, utilizado nos cálculos das variáveis medidas. Uma vez armazenados os valores de *offset*, habilita-se o módulo de normalização e adaptação das variáveis.

5.3.2.1.3 Módulo de Normalização e Adaptação de Variáveis

Com o objetivo de reduzir a faixa dinâmica das variáveis para a implementação em um DSP, cuja unidade aritmética lógica realiza operações com ponto fixo, as mesmas são normalizadas com relação a um determinado valor base, ou seja:

$$v_n = \frac{v}{V_{base}}, \quad i_n = \frac{i}{I_{base}}. \quad (5.9)$$

O valor base escolhido de tensão é baseado no valor nominal de pico do barramento CC ($V_{base} = 400 \text{ V}$). O valor base de corrente foi escolhido baseado no máximo valor de pico de corrente para o caso proposto ($I_{base} = 20 \text{ A}$).

A faixa dinâmica das variáveis depende dos valores base utilizados. Esta faixa dinâmica deve ser compatível com o formato escolhido para representar as variáveis em ponto fixo. O formato utilizado na implementação é chamado de Q_k , onde o sub-índice k representa os bits da parte fracionária, e assume valores de 0 a 31, para o DSP utilizado, que opera com palavras de 32 bits. O número de bits dedicados à parte fracionária afeta a precisão do resultado, já, a parte inteira afeta a faixa dinâmica dos valores representados.

5.3.2.1.4 Módulo de Cálculo dos Senos e Co-senos

Para a obtenção dos sinais de sincronização (seno e co-seno), estes se baseiam no método apresentado no Capítulo 2 e Anexo A e utilização das equações (2.13) e (A.8). Este algoritmo calcula diretamente a inversa da norma utilização a biblioteca IQMath do DSP utilizado.

5.3.2.1.5 Módulo de Transformação das Tensões de Fase em Coordenadas abc para dq0

Este módulo realiza a transformação direta das tensões de fase em coordenadas abc para tensões de fase em coordenadas dq0, utilizando a seguinte matriz de equações:

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \\ v_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sqrt{\frac{6}{3}} \cos(\theta) & -\sqrt{\frac{6}{6}} \cos(\theta) + \frac{\sqrt{2}}{2} \sin(\theta) & -\sqrt{\frac{6}{6}} \cos(\theta) - \frac{\sqrt{2}}{2} \sin(\theta) \\ -\sqrt{\frac{6}{3}} \sin(\theta) & \sqrt{\frac{6}{6}} \sin(\theta) + \frac{\sqrt{2}}{2} \cos(\theta) & \sqrt{\frac{6}{6}} \sin(\theta) - \frac{\sqrt{2}}{2} \cos(\theta) \\ \frac{\sqrt{3}}{3} & \frac{\sqrt{3}}{3} & \frac{\sqrt{3}}{3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix}$$

Das grandezas alternadas em coordenadas dq0 serão retiradas as componentes harmônicas das tensões da rede.

5.3.2.1.6 Módulo de Filtragem das Tensões de Fase (filtros passa-altas)

Para filtragem das componentes de baixa ordem das tensões em coordenadas dq0 foram definidos três filtros passa-altas de 2ª ordem (*HPF* e *HPF*₀), um para cada componente. A função desta filtragem é obter somente as componentes harmônicas das tensões da rede, conforme apresentado no Capítulo 4. A partir da equação (4.26) e do software MATLAB[®] foram obtidas as matrizes **G**, **H**, **C**, **D**. A seguir é realizado o cálculo das correntes de compensação.

5.3.2.1.7 Módulo do Cálculo das Correntes de Compensação

O cálculo das correntes de compensação foi realizado a partir da utilização do método de detecção de tensão segundo a Figura 4.4. Este método como já descrito tem como princípio básico, a partir da medida das tensões da rede, transformar estes sinais de tensão para um sistema de coordenadas síncronas $dq0$. Então, filtrando as tensões em eixos síncronos $dq0$ utilizando filtros passa-altas são extraídas somente as componentes alternadas das tensões em $dq0$, as quais nada mais são que as componentes harmônicas das tensões da rede. Logo, a partir das componentes harmônicas em eixos síncronos $dq0$ e multiplicação pelos respectivos ganhos de tensão K_V e K_{V0} , as correntes de compensação são geradas pelas equações (4.19) à (4.21).

5.3.2.1.8 Módulo de Transformação das Correntes de Compensação de Coordenadas $dq0$ para $\alpha\beta0$

A partir da obtenção das correntes de compensação estas são transformadas do sistema de coordenadas síncronas $dq0$ para o sistema de coordenadas estacionárias $\alpha\beta0$, visto que, o controlador de corrente selecionado e a modulação SV operam neste sistema de coordenadas. A seguinte transformação é utilizada:

$$\begin{bmatrix} i_{\alpha ref} \\ i_{\beta ref} \\ i_{0 ref} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) & 0 \\ \sin(\theta) & \cos(\theta) & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{d ref} \\ i_{q ref} \\ i_{0 ref} \end{bmatrix} \quad (5.10)$$

5.3.2.1.9 Módulo do Cálculo da Ação de Controle para a Malha Interna de Corrente

A partir da obtenção das correntes de compensação em coordenadas $\alpha\beta 0$ e das medições realizadas nas tensões da rede procedeu-se o cálculo das ações de controle da malha interna para o controle das correntes de saída do *FAPP*. As equações (4.27) e (4.28) são utilizadas para o cálculo da lei de controle para os eixos α , β e 0.

5.3.2.1.10 Módulo da Limitação das Ações de Controle da Malha de Corrente utilizando o Método do Elipsóide

No intuito de limitar o vetor de ação de controle \mathbf{u}_{cmd} , a fim de que o conversor opere na região linear foi utilizado o método de limitação que utiliza uma elipsóide inscrita no dodecaedro formado pelos possíveis vetores de comutação da modulação *SV* empregada. Esta limitação é apresentada de forma detalhada no Anexo H. Logo, se a seguinte inequação: $\sqrt{\mathbf{u}_{cmd}^T \mathbf{M}_{coef} \mathbf{u}_{cmd}} > 1$ for satisfeita, o vetor \mathbf{u}_{cmd} será limitado, onde:

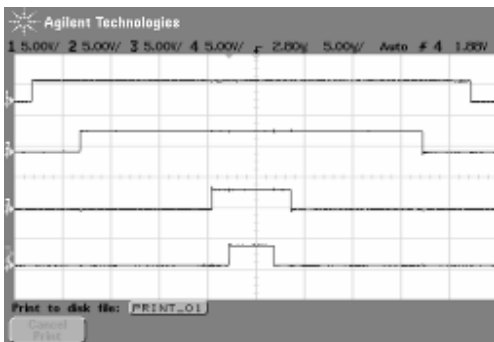
$\mathbf{M}_{coef} = \text{diag}[2 \quad 2 \quad 0,5]$. Portanto, se o comprimento do vetor \mathbf{u}_{cmd} ultrapassa a superfície da elipsóide, é possível obter o vetor limitado, \mathbf{u}_{cmdL} , à superfície da elipsóide e alinhado com o vetor \mathbf{u}_{cmd} , utilizando a seguinte equação,

$$\mathbf{u}_{cmdL} = \mathbf{u}_{cmd} / \sqrt{\mathbf{u}_{cmd}^T \mathbf{M}_{coef} \mathbf{u}_{cmd}} .$$

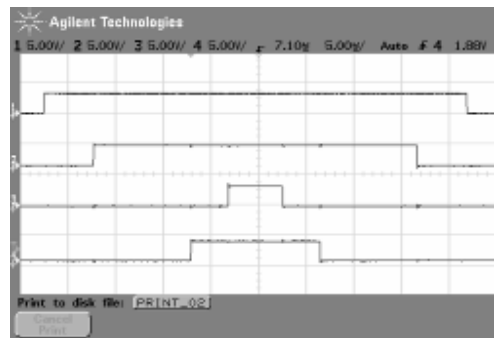
5.3.2.1.11 Modulação Space Vector para Conversores Trifásicos a Quatro Fios

Neste módulo foi desenvolvido o algoritmo para implementação da modulação *Space Vector* para inversores trifásicos a quatro fios, detalhes do desenvolvimento deste algoritmo são apresentados no ANEXO H.

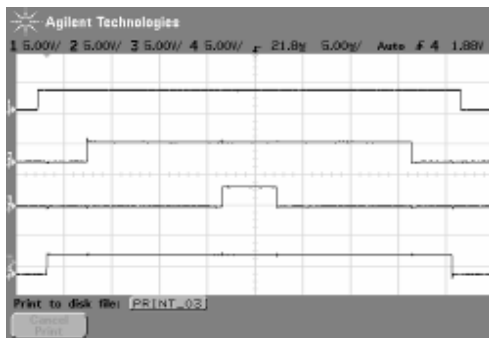
A seguir são apresentados os resultados experimentais relativos a uma seqüência de comutação simétrica escolhida para os 24 (vinte e quatro) tetraedros e a Figura 5.13 mostra os sinais PWM.



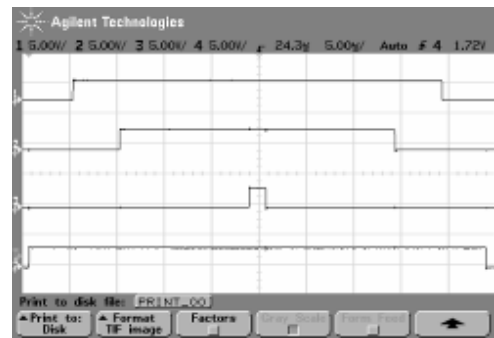
Seqüência de comutação simétrica. Tetraedro 1.



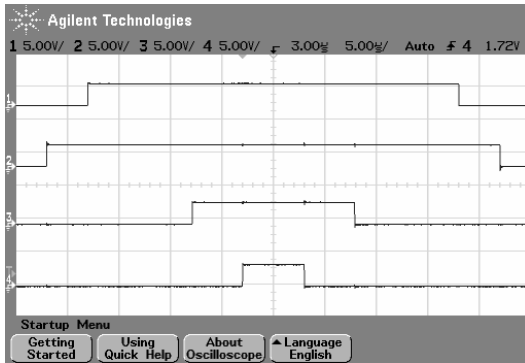
Seqüência de comutação simétrica. Tetraedro 2.



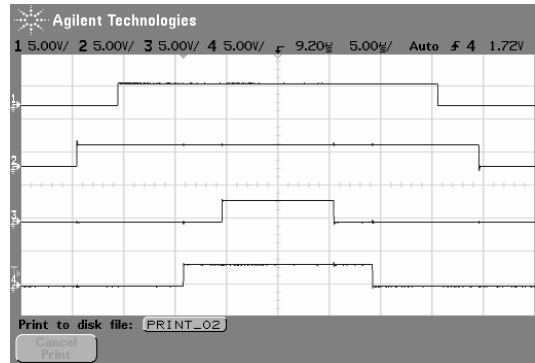
Seqüência de comutação simétrica. Tetraedro 3.



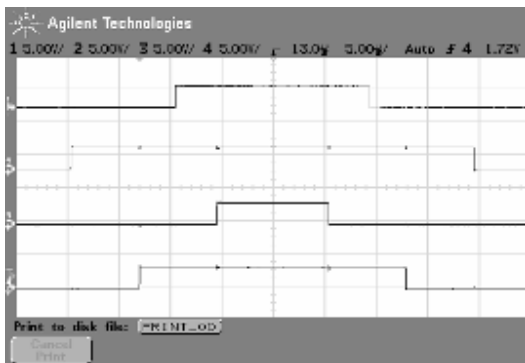
Seqüência de comutação simétrica. Tetraedro 4.



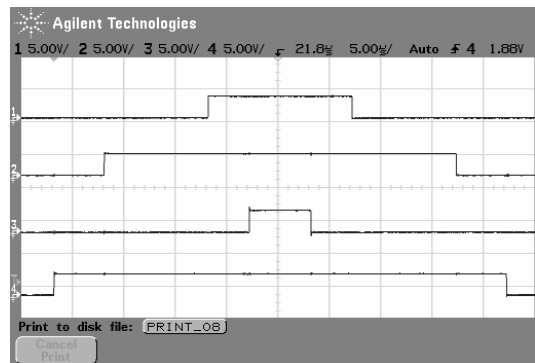
Seqüência de comutação simétrica. Tetraedro 5



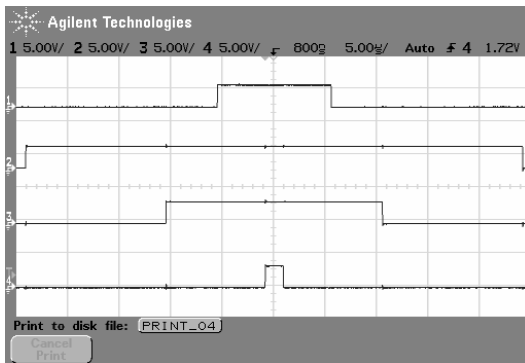
Seqüência de comutação simétrica. Tetraedro 6.



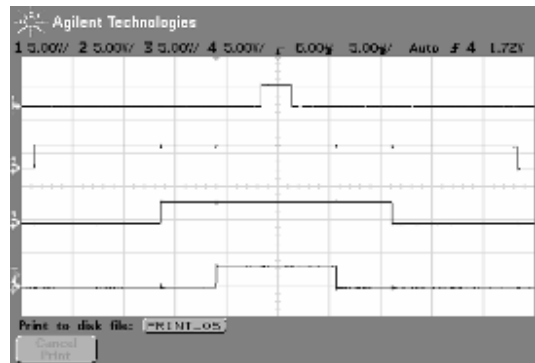
Seqüência de comutação simétrica. Tetraedro 7.



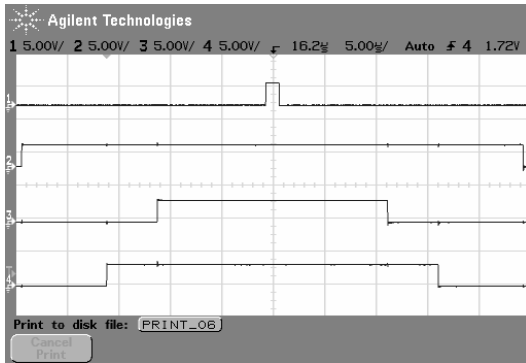
Seqüência de comutação simétrica. Tetraedro 8.



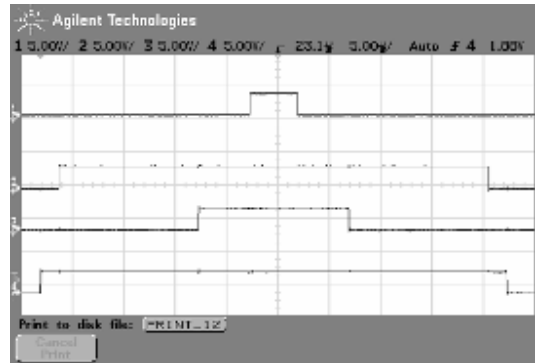
Seqüência de comutação simétrica. Tetraedro 9.



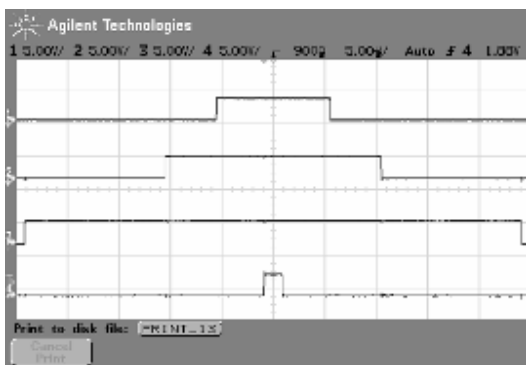
Seqüência de comutação simétrica. Tetraedro 10.



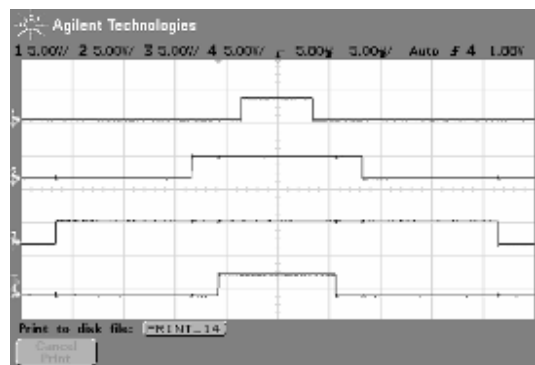
Seqüência de comutação simétrica. Tetraedro 11.



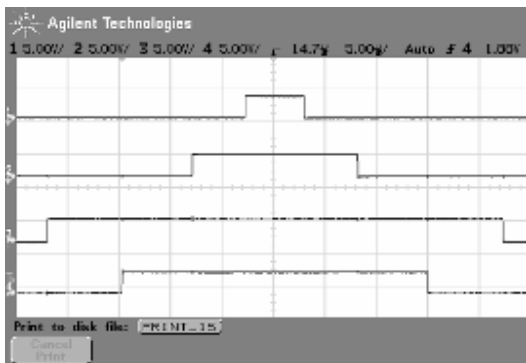
Seqüência de comutação simétrica. Tetraedro 12.



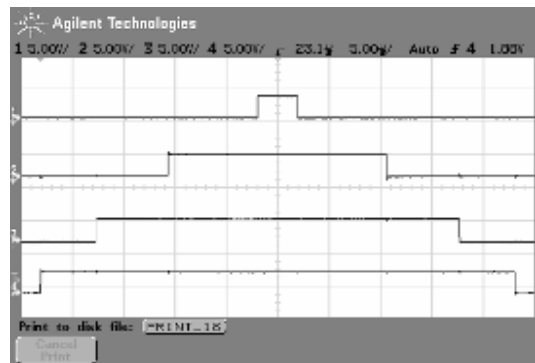
Seqüência de comutação simétrica. Tetraedro 13.



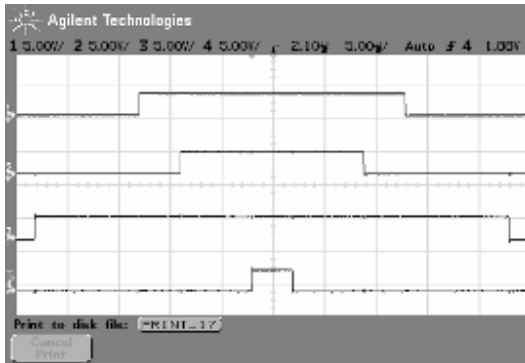
Seqüência de comutação simétrica. Tetraedro 14.



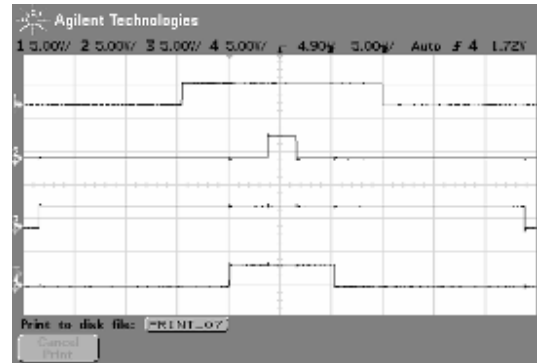
Seqüência de comutação simétrica. Tetraedro 15.



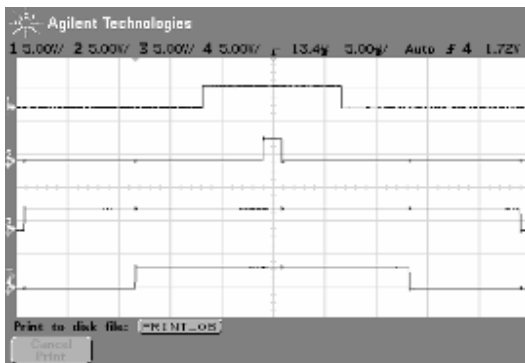
Seqüência de comutação simétrica. Tetraedro 16.



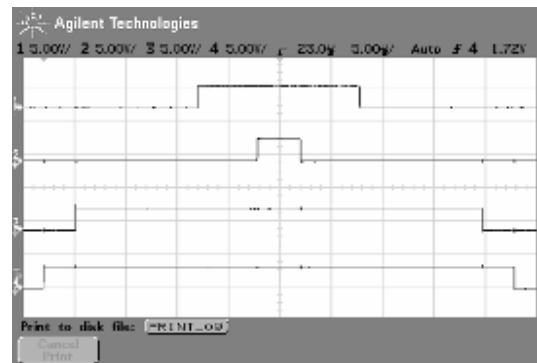
Seqüência de comutação simétrica. Tetraedro 17.



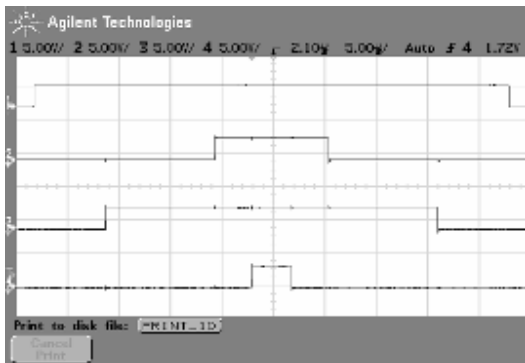
Seqüência de comutação simétrica. Tetraedro 18.



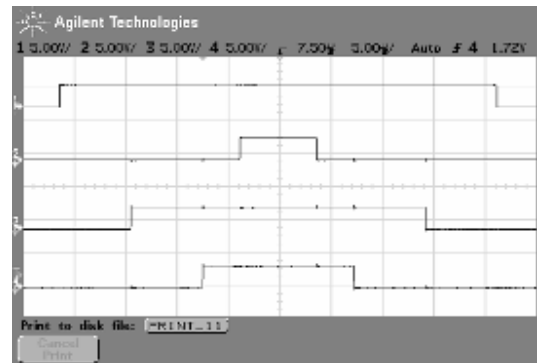
Seqüência de comutação simétrica. Tetraedro 19.



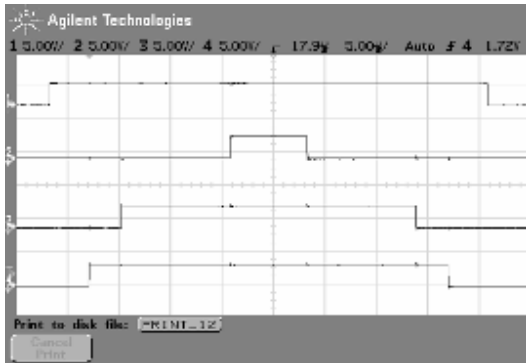
Seqüência de comutação simétrica. Tetraedro 20.



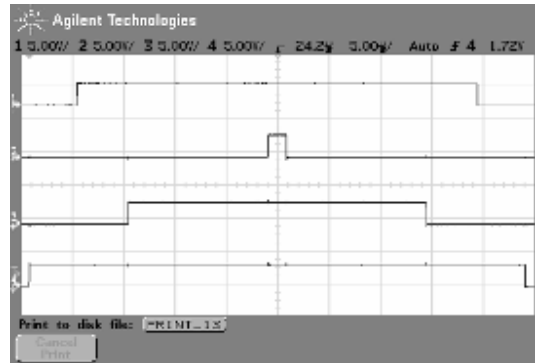
Seqüência de comutação simétrica. Tetraedro 21.



Seqüência de comutação simétrica. Tetraedro 22.



Seqüência de comutação simétrica. Tetraedro 23.



Seqüência de comutação simétrica. Tetraedro 24.

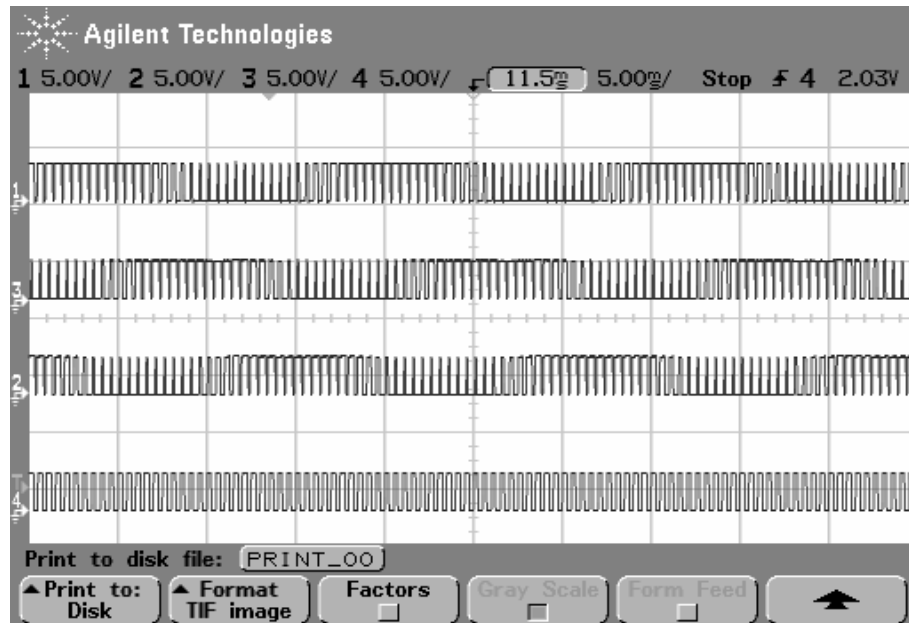


Figura 5. 13 – Sinais PWM para os quatro braços do inversor.

5.3.2.1.12 Módulo de Cálculo da Ação de Controle para a Malha Externa de Tensão

O algoritmo desenvolvido para o cálculo da ação de controle para a malha externa de tensão que, tem a função regular a tensão do barramento CC num valor

desejado e também gerar parte da referência para o eixo d para a malha interna de corrente. Este módulo utiliza-se das equações (4.39) a (4.41). Além disso, este módulo implementa, a partir da equação (3.32), o algoritmo de limitação de ação de controle do servo controlador utilizado tanto para operação do sistema como retificador PWM trifásico como FAPP.

A Figura 5.14 apresenta o fluxograma dos módulos que compõem o algoritmo implementado no DSP TMS 320F2812 da Texas Instrument.

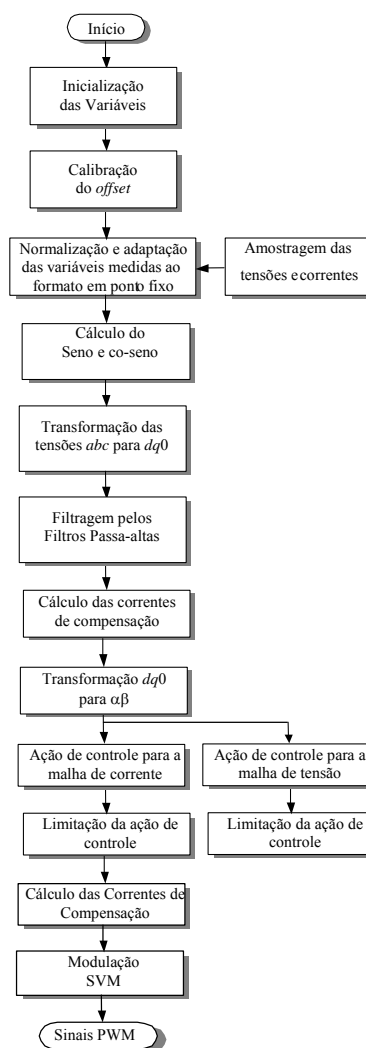


Figura 5. 14 – Fluxograma do algoritmo desenvolvido no DSP TMS 320F2812.

5.3.3 Circuito de Potência

O circuito de potência é formado por um inversor PWM trifásico de 20 kVA, um filtro de saída com quatro indutores e um barramento CC formado por capacitores.

O conversor é formado por uma ponte trifásica com quatro braços desenvolvida pela empresa SEMIKRON com 8 IGBT's SKM 75GB 124D de 75A de corrente de coletor e 1.200V de tensão coletor-emissor.

O filtro de entrada é formado por quatro indutores, com indutâncias de aproximadamente 1,3 mH, dispostos um em cada fase. O banco capacitivo do barramento CC é formado por quatro capacitores em ligação série e paralela com capacitância total de 4.700 μ F, arranjados conforme esquema elétrico representado na Figura 5.15. Adicionalmente, foram colocados capacitores como filtro de saída pra atenuação de ruído na freqüência de comutação do sistema 10 kHz.

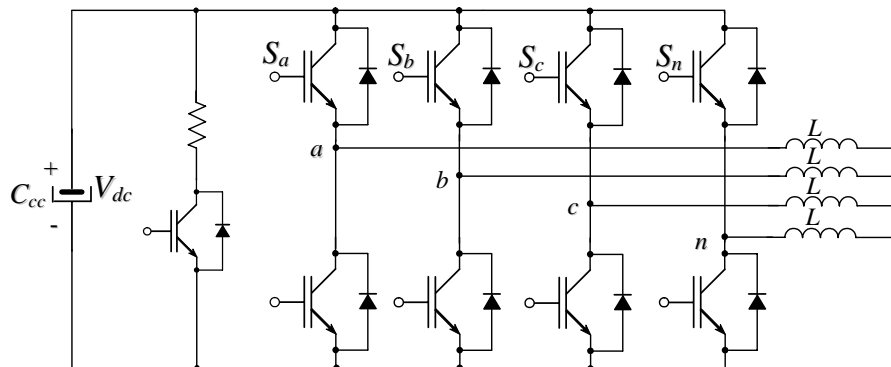


Figura 5. 15 - Diagrama esquemático da ponte trifásica constituída por 8 IGBT's 75GB 124D com $I_c=75A$ $V_{CE}=1.200V$, filtro de entrada de 1,3 mH e capacitivo de 4.700 μ F.

A Tabela 5.2 apresenta os principais parâmetros que foram utilizados neste protótipo e a seguir são descritos os principais componentes utilizados na montagem realizada no Grupo de Eletrônica de Potência e Controle da Universidade Federal de Santa Maria. As figuras 5.16 e 5.17 mostram detalhes da parte frontal e posterior do protótipo desenvolvido.

Tabela 5. 2- PARÂMETROS ESCOLHIDOS PARA O DESENVOLVIMENTO DO PROTÓTIPO DO RETIFICADOR PWM TRIFÁSICO.

<i>Parâmetros ou componentes</i>	<i>Grandezas</i>
Indutâncias do filtro de entrada (L_f)	1,3 mH
Frequência de amostragem da malha de corrente	20 kHz
Frequência de amostragem malha de tensão	2 kHz
Frequência de comutação	10 kHz
DSP	TMS320F2812
Capacitância Barramento CC	4,7 mH
Capacitores para filtro de saída	15 μ F

5.3.3.1 Parte Frontal

Formada basicamente pelos sistemas de medição e controle. As seguintes subpartes desta foram definidas:

- ① Botoneira – chave liga\desliga do sistema desenvolvido;
- ② Fusíveis – proteção para conexão de entrada do sistema desenvolvido com a rede elétrica trifásica a quatro fios (63 A – 500 V);
- ③ Filtro supressor de RF (rádio frequência) trifásico – usado para filtrar ruídos causados por interferência eletromagnética (40 A–500 V);
- ④ Capacitores – três capacitores em configuração estrela para filtragem das tensões de saída do conversor (capacitores de 15 μ F – 380 V);
- ⑤ Sensores de corrente – utilizados para medição das correntes de realimentação do FAP;
- ⑥ Sensores de tensão – utilizados para aquisição das tensões de fase da rede;
- ⑦ Fontes de Alimentação - para alimentação dos sensores (tensão e corrente), placas de interface analógico-digital e *drives* de comando;
- ⑧ Placa de interface analógico-digital - constituída basicamente por processador de sinais digitais (TMS320F2812) que realiza o controle

das tensões e correntes do sistema;

- ⑨ Filtro supressor de RF (rádio frequência) monofásico – usado para filtrar ruídos causados por interferência eletromagnética nas fontes de alimentação das placas de interface (de 1 A – 250 V).
- ⑩ Conjunto de Varistores – usado para proteção contra surtos provenientes da rede (275 V– 10 kA).

5.3.3.2 Parte Posterior

Formada basicamente pelos circuitos de partida e de potência. As seguintes subpartes desta foram definidas:

- ① Rede trifásica a quatro fios – cabos que alimentam o protótipo com as tensões provenientes da rede de distribuição;
- ② Circuitos de Partida – composto basicamente por contadoras, relé temporizador, e disjuntor para conexão do sistema com a rede elétrica trifásica a quatro fios;
- ③ Resistores – utilizados no circuito de partida do sistema (três resistores de 10 Ω – 50 W);
- ④ Indutores – para filtragem das tensões geradas pelo conversor PWM. Estes são compostos por quatro indutores de 1,3 mH cada;
- ⑤ Conversor PWM trifásico a quatro braços – formados basicamente por *drives* de comando SKHI 22A e interruptores de potência SKM 150 GB 124D;
- ⑥ Placa de interface do conversor PWM – recebe os sinais dos *links* de fibra ótica provenientes do DSP e transmite estes sinais ao *drives* de comando do conversor;
- ⑦ Ventilação forçada – utilizada para ventilação dos interruptores de potência e *drives* do conversor PWM;
- ⑧ Gabinete metálico – são utilizados para alocação dos componentes internos do *FAPP* e isolamento deste com o meio externo;
- ⑨ Fontes de Alimentação – utilizada para alimentação da placa de interface do conversor PWM, ventilação forçada e *drives* de comando.

SETUP - (20 kVA; 127 V/220V; 40 A; V_{cc} =400 V/800 V)

Parte Frontal

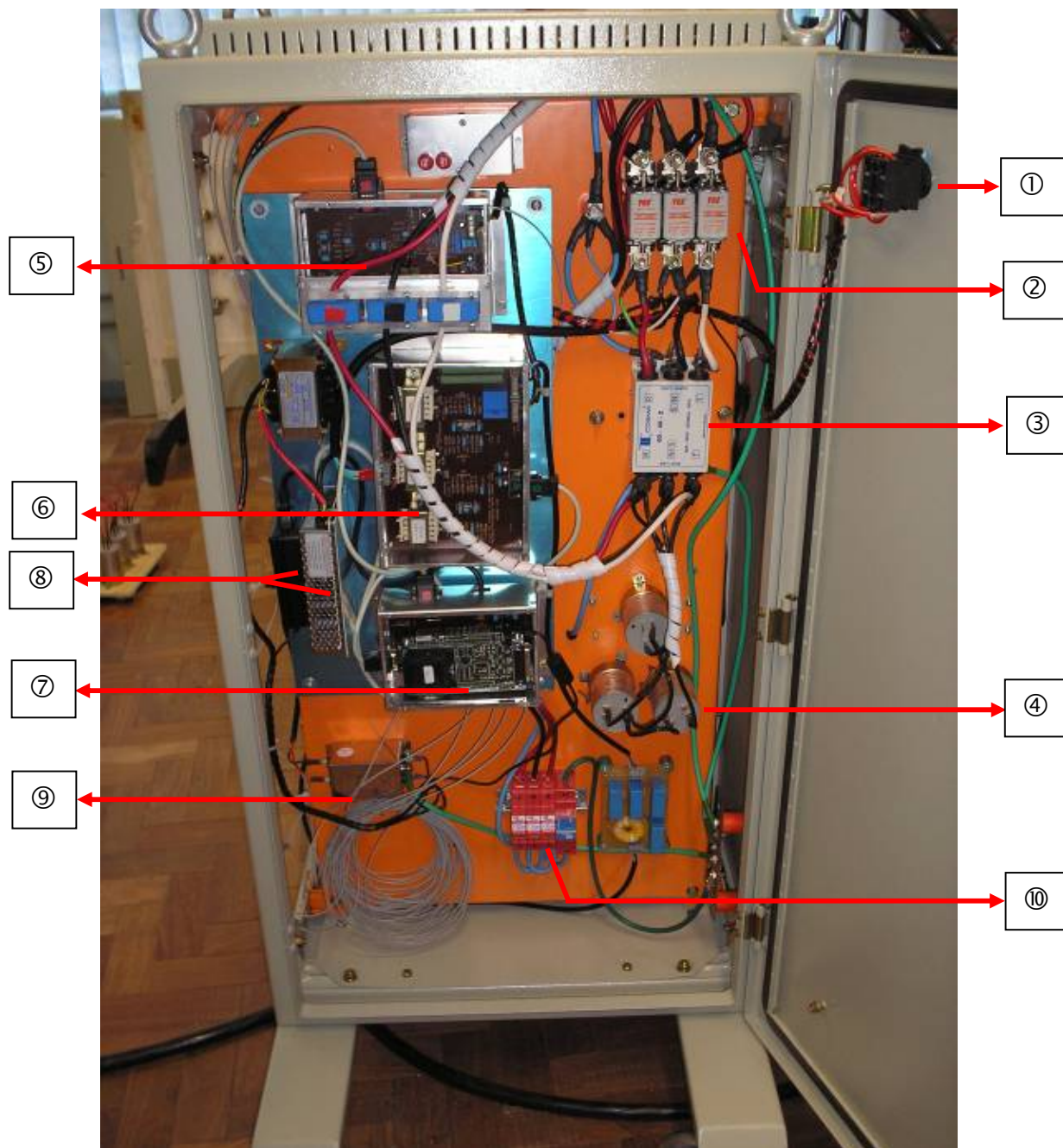


Figura 5. 16 – Parte frontal do protótipo com suas respectivas subpartes.

Parte Posterior

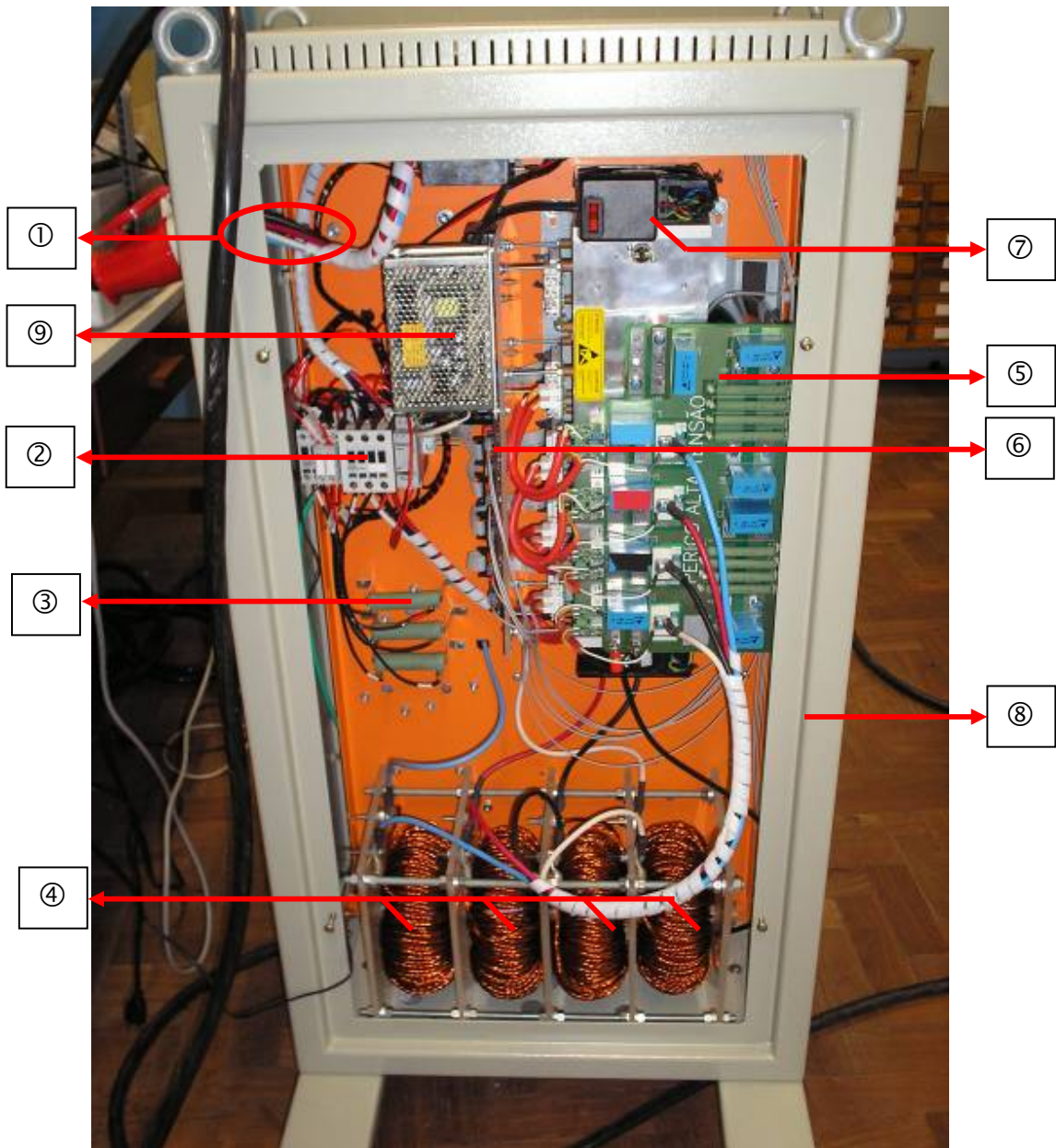


Figura 5. 17 – Parte posterior do protótipo com suas respectivas subpartes.

A seguir serão descritos os procedimentos básicos para testes do circuito de potência do protótipo desenvolvido.

5.3.3.3 Procedimentos para Realização de Testes na Parte de Potência do Protótipo Desenvolvido

Os procedimentos realizados para a verificação do funcionamento da parte de potência do sistema desenvolvido são compostos por cinco etapas básicas:

- i) Procedimento de teste das tensões PWM geradas pelo conversor;
- ii) Procedimento de teste de sincronização do conversor com as tensões da rede;
- iii) Procedimento de teste de curto-circuito na saída do conversor;
- iv) Procedimento de teste do conversor conectado a rede elétrica;
- v) Procedimento de teste do sistema operando como retificador PWM trifásico conectado a rede elétrica;
- vi) Procedimento de teste do sistema operando como *FAPP* conectado a rede elétrica.

5.4 Conclusões

Neste capítulo foram apresentadas as principais sub-partes implementadas nos dois protótipos desenvolvidos. O primeiro operando em potência reduzida 4 kVA funcionando como retificador PWM trifásico e o segundo operando em potência mais elevada, 20 kVA, para funcionamento tanto como retificador PWM como filtro ativo de potência paralelo. Estes foram utilizados para a aplicação do *Método de Referência Síncrona de Seqüência Positiva Normalizada* proposto no Capítulo 2, das técnicas de controle de corrente e da técnica de controle de tensão do barramento CC utilizada.

Foram abordadas as principais partes das implementações relacionadas a retificadores PWM e *FAPP*, constituído basicamente de um circuito de medição das grandezas de tensão e corrente, circuito de controle no qual foram apresentadas uma descrição detalhada dos principais algoritmos implementados nos DSP's TMS320F241 e

TMS320F2812, e, além disso, detalhes do circuito de potência formado basicamente pelo conversores PWM trifásicos a três e a quatro fios.

Resultados experimentais relativos a modulação *SV* desenvolvida foram apresentados com o intuito de demonstrar sua aplicação em conversores trifásicos a quatro braços. Ainda, resultados experimentais apresentados nos Capítulos 2, 3, 4 e Anexo B foram obtidos através dos protótipos apresentados neste capítulo.

Conclusões Gerais

A presente tese tem como principal contribuição o desenvolvimento de um novo método de sincronização em malha aberta aplicado a conversores PWM trifásicos a três ou a quatro fios conectados a sistemas elétricos, que possam apresentar ao mesmo tempo em suas tensões desequilíbrios, harmônicos e variações de frequência.

No Capítulo 1 foi realizada uma revisão bibliográfica, a qual apresentou os principais métodos de sincronização em malha aberta de conversores PWM trifásicos com a rede elétrica, os quais se baseiam na medição das tensões da rede. Algumas das vantagens e desvantagens destes métodos foram citadas, levando em conta as principais características desejáveis, tais como: (i) Simplicidade estrutural; (ii) Rejeição de distorções harmônicas e desequilíbrios presentes nas tensões da rede; (iii) Adaptabilidade a variações de frequência, que possam estar presentes nas tensões da rede. A partir do estudo destes métodos verificou-se que, nenhum atende integralmente as características desejáveis requeridas para um algoritmo de sincronização, conforme pode ser observado no resumo comparativo entre os métodos em malha aberta apresentados na Tabela 1.

Com base nesta revisão, no Capítulo 2, foi proposto o desenvolvimento do método de sincronização de *referência síncrona de seqüência positiva normalizada*, onde os sinais de sincronização obtidos apresentam bom desempenho em termos de distorção harmônica mesmo na presença dos distúrbios nas tensões anteriormente citadas. Resultados de simulação e experimentais foram obtidos, a fim de demonstrar o comportamento em regime permanente e transitório do método proposto e do algoritmo de adaptação de frequência, quando submetido a degraus de frequência, fase, distorções harmônicas e desequilíbrios severos, estando alguns destes distúrbios acima dos recomendados pelas normas internacionais IEC 61000-2-2 e IEC 60034-3.

No Capítulo 3 foi apresentada uma das possíveis aplicações do método de sincronização *NPSF* proposto, o qual demonstra sua utilização na sincronização de retificadores PWM trifásicos a três fios. Foram estabelecidos os critérios relevantes para a definição da técnica de controle de corrente a ser aplicada na implementação do retificador PWM trifásico. A partir da escolha do controlador PI para regulação das correntes de entrada e da utilização de um servo controlador para regulação da tensão do barramento CC. Então, o retificador PWM trifásico foi implementado obtendo-se resultados experimentais com uma boa correspondência com os resultados de simulação. Tais controladores são facilmente implementados em um DSP de ponto fixo, onde foram utilizando dois tipos de tecnologia de DSP para o controle das grandezas de corrente e tensão. Além disso, foi analisado o desempenho dos métodos de sincronização *NPSF* e *MSRF* em termos dos critérios de taxa de desequilíbrio, THD_i e fator de potência com relação as correntes de entrada do retificador. Ficou evidente que dependendo do método de sincronização de malha aberta a ser empregado e dos distúrbios presentes nas tensões da rede é possível obter correntes drenadas por retificadores PWM trifásicos com maiores ou menores distorções. Especificamente, com relação ao método proposto nessa tese, este apresenta melhores resultados se comparado ao método *MSRF*.

No Capítulo 4 foi apresentada uma das possíveis aplicações do método de sincronização *NPSF* aplicado a sistemas trifásicos a quatro fios, o qual demonstra sua utilização na geração de adequadas referências de corrente para FAPP, a partir do uso do método de detecção de tensão. Além disso, foram propostos a extensão do método de detecção de tensão e do controlador de corrente de tempo mínimo para aplicações em sistemas trifásicos a quatro fios. Resultados de simulação e experimentais foram apresentados, com o intuito de demonstrar o desempenho em termos da compensação de harmônicos de tensão e correntes de neutro com base no segundo protótipo desenvolvido no Capítulo 5. Uma análise detalhada da aplicabilidade do método de sincronização *NPSF* foi apresentada para diferentes condições nas tensões da rede elétrica. Esta análise mostrou que o método *NPSF* gera correntes de compensação mais adequadas em comparação com o método *MSRF*. Estes resultados mostraram que métodos de

sincronização que não contemplem desequilíbrios e distorções harmônicas em seus algoritmos podem provocar o aparecimento de componentes harmônicas indesejadas nas correntes de referências geradas pelo método de detecção de tensão. Logo, a escolha de um adequado método de sincronização devido à presença de determinados distúrbios nas tensões da rede elétrica é um fator importante que deve ser considerado.

No Capítulo 5 foram apresentados os protótipos desenvolvidos, sendo o primeiro operando em 4 kVA funcionando como retificador PWM trifásico e o segundo operando em 20 kVA, para funcionamento tanto como retificador PWM como filtro ativo de potência paralelo. Estes foram utilizados para a implementação do método de sincronização *NPSF*, do método de sincronização *MSRF*, das técnicas de controle de corrente comparadas no ANEXO B e da técnica de controle de tensão do barramento CC utilizada. Foram detalhadas as principais partes destes protótipos, constituído basicamente de um circuito de medição das grandezas de tensão e corrente, circuito de controle e circuito de potência. Além disso, foram estabelecidos os procedimentos básicos para teste do filtro ativo de potência paralelo desenvolvido nos laboratórios do Grupo de Eletrônica de Potência e Controle.

Sugestão para Trabalhos Futuros

Como sugestão para trabalhos futuros propõe-se:

- 1) Estudo e análise da viabilidade de aplicação do método de sincronização de referência síncrona normalizada utilizando a seqüência negativa;
- 2) Estudo e análise da utilização do método de sincronização proposto utilizando a seqüência negativa para redução da corrente de compensação na frequência fundamental gerada pelo método de detecção de tensão, em condições de desequilíbrios das tensões da rede;
- 3) Estudo da estabilidade de retificadores PWM trifásicos considerando o método de sincronização proposto, controladores e as características da rede;
- 4) Estudo da estabilidade de filtros ativos de potência paralelos considerando o método de sincronização proposto, controladores e as características da rede;
- 5) Otimização do cálculo dos ganhos K_v e K_{v0} através da utilização de métodos adaptativos para ajuste destes, a fim de melhorar o desempenho do filtro ativo de potência paralelo na compensação de harmônicos de tensão da rede.
- 6) Investigação quanto a utilização de filtros passa-baixas de 1ª, 3ª e demais ordens.
- 7) Estudo e análise da utilização de um método de geração de referências híbrido para filtros ativos que combine o método de detecção de tensão e corrente.

Referências Bibliográficas

- [1] E. J. Currence, J. E. Plizga and H. N. Nelson “Harmonic resonance at a medium-sized industrial plant,” *IEEE Trans. on Industry Applications*, vol. 31, pp. 682-690, Jul./Aug. 1995.
- [2] M. H. J. Bollen, “Fast Assessment methods for voltage sags in distribution systems,” *IEEE Trans. on Industry Applications*, vol. 32, Nov./Dec. 1996, pp. 1414-1423.
- [3] V. Soares and G. D. Marques, “Active power filter control circuit based on the instantaneous active and reactive current i_d - i_q method,” in *Proc. PESC'97*, 1997, pp. 1096-1101.
- [4] G. D. Marques, “A comparison of active power filter control methods in unbalanced and non-sinusoidal conditions,” in *Proc. IECON'98*, 1998, pp. 444-449.
- [5] J. L. Duarte, A. V. Zwam, C. Wijnands and A. Vandenput, “Reference frames fit for controlling PWM rectifiers,” *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, vol. 46, Jun. 1999, pp. 628-630.
- [6] J. Svensson, “Synchronization methods for grid-connected voltage source converters,” *IEE Proc. Generation Transmission and Distribution*, vol. 148, May 2001, pp. 229-235.
- [7] M. Malinowski and M. P. Kasmierkowski, “Direct power control of three-phase PWM rectifier using space vector modulation- simulation study,” in *Proc. ISIE'02*, 2002, pp. 1114-1118.
- [8] S. Hansen, M. Malinowski, F. Blaabjerg and Marian P. Kazmierkowski, “Sensorless control strategies for PWM rectifier,” in *Proc. APEC'00*, 2000, pp. 832-838.

- [9] R. M. Kennel, M. Linke and P. Szczupak, "Sensorless control of 4-quadrant-rectifiers for voltage source inverters (VSI)," in *Proc. PESC'03*, 2003, pp. 1057-1062.
- [10] P. Szczupak and R. Kennel, "Sensorless control of PWM rectifiers by distorted supply voltage," in *Proc. PESC'04*, 2004, pp. 203-206.
- [11] G. Maozhong, L. Hankui, G. Hanjun and X. Dianguo, "Active voltage regulator based on novel synchronization method for unbalance and fluctuation compensation," in *Proc. Conf. IECON'02*, 2002, pp. 1374–1379.
- [12] G.-C. Hsieh and J. C. Hung, "Phase-locked loop techniques – A survey," *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, vol. 43, Dec. 1996, pp. 609-615.
- [13] S.-J. Lee, J.-K. Kang and S.-K. Sul, "A new phase detecting method for power conversion systems considering distorted conditions in power system," in *Proc. IAS '99*, 1999, pp. 2167-2172.
- [14] D. R. Jr. Costa, L. G. B. Rolim and M. Aredes, "Analysis and software implementation of a robust synchronizing circuit PLL circuit," in *Proc. ISIE '03*, 2003, pp. 292- 297.
- [15] S. M. Deckmann, F. P. Marafão and M. S. de Pádua, "Single and three-phase digital PLL structures based on instantaneous power theory," in *Proc. COBEP'03*, 2003, pp. 225-230.
- [16] M. Karimi-Ghartemani and M. R. Iravani, "A method for synchronization of power electronic converters in polluted and variable-frequency environments," *IEEE Trans. on Power Systems*, vol. 19, Aug. 2004, pp. 1263-1270.
- [17] H. Awad, J. Svensson, and M. Bollen, "Phase-locked loop for static series compensator," in *Proc. Conf. EPE'03*, 2003, in CD-ROM.
- [18] E. M. Sasso, G. G. Sotelo, A. A. Ferreira, E. H. Watanabe, M. Aredes, and P. Barbosa, "Investigação dos modelos de circuitos de sincronização trifásicos baseados na teoria de potências real e imaginária instantâneas (p-PLL e q-PLL)," in *Proc. Conf. CBA'02*, 2002, in CD-ROM.

- [19] F. P. Marafão, S. M. Deckmann, J. A. Pomílio, and R. Q. Machado, “A software-based PLL model: analysis and applications,” *in Proc. Conf. CBA’04*, 2004, in CD-ROM.
- [20] L. Harnefors and H. P. Nee, “A general algorithm for speed and position estimation of AC motors,” *IEEE Trans. Industrial Electronics*, vol. 47, 2000, pp. 77–83.
- [21] H.-S. Song and K. Nam, “Instantaneous phase-angle estimation algorithm under unbalanced voltage-sag conditions,” *IEE Proc. Generation Transmission and Distribution*, vol. 147, Nov. 2000, pp. 409-415.
- [22] A. A. Girgis, W. B. Chang and E. B. Makram, “A digital recursive measurement scheme for online tracking of power system harmonics,” *IEEE Trans. on Power Delivery*, vol. 6, Jul. 1991, pp. 1153-1160.
- [23] D. P. Manjure and E. B. Makram, “Impact of unbalance on power system harmonics,” *in Proc. ICHQP’02*, 2002, pp. 328-333.
- [24] C. L. Fortescue, “Method of symmetrical coordinates applied to the solution of polyphase networks,” *Transactions AIEE*, vol. 37, Jun. 1918, pp. 1027-1140.
- [25] C.-C. Chen and Y.-Y. Hsu, “A novel approach to the design of a shunt active filter for an unbalanced three-phase four-wire system under nonsinusoidal conditions,” *IEEE Trans. Power Delivery*, vol. 15, Oct. 2000, pp. 1258-1264.
- [26] R. F. de Camargo, “Contribuição ao Estudo de Filtros Ativos de Potência,” Dissertação de Mestrado, PPGEE, Universidade Federal de Santa Maria, Julho de 2002. <http://www.ufsm.br/gepoc>.
- [27] F. Botterón, Análise, Projeto e implementação de um inversor PWM trifásico para UPS de média potência, Dissertação de Mestrado, Universidade Federal de Santa Maria, Julho 2001.
- [28] M. Cichowlas and M. Kazmierkowski, “Comparison of current control techniques for PWM rectifiers,” *in Proc. ISIE’02*, 2002, pp. 1259-1263.

- [29] K. Dai, P. Liu, J. Xiong and J. Chen, "Comparative study on current control for three-phase SVPWM voltage-source converter in synchronous rotating frame using complex vector method," *in Proc. PESC'03*, 2003, pp. 695-700.
- [30] M. Malinowski, Marian P. Kazmierkowski and Andrzej Trzynadlowski, "A comparative study of control techniques for PWM rectifiers in AC adjustable speed drives," *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 18, Nov. 2003, pp. 1390-1396.
- [31] K. Ogata, *Discrete-Time Control Systems*, Prentice Hall Inc., 2^o Ed., 1995, pp. 114-126
- [32] V. Chuvychin, N. Gurov, S. Rubcov, and V. Strelkovs, "Problems of power system frequency control during emergency condition," *in Proc. Conf. EPE'04*, 2004, in CR-ROM.
- [33] H. K. Khalil, *Nonlinear Systems*, Prentice Hall Inc. 2^a Ed., 1996.
- [34] S. Bhattacharya, T. M. Frank and D. M. Divan and B. Banerjee, "Parallel active filter system implementation and design issues for utility interface of adjustable speed drive systems," *in Proc. IAS'96*, 1996, pp. 1032-1039.
- [35] T. Siebert and A. Troedson and S. Ebner, "AC to DC power conversion now and the future," *IEEE Trans. on Industry Applications*, vol. 38, Jul./Aug. 2002, pp. 934-940.
- [36] M. Malinowski and M. P. Kasmierkowski, "DSP implementation of direct power control with constant switching frequency for three-phase PWM rectifiers," *in Proc. IECON'02*, 2002, pp. 198-203.
- [37] R. F. Camargo, F. Botterón, M. H. Duarte, J. Marques and H. Pinheiro, "Análise e implementação de retificadores PWM trifásicos com resposta deadbeat utilizando desacoplamento por retroação de estados," *in Proc. CBA'04*, 2004, in CD-ROM.

- [38] L. H. F. Bilgin, K. N. Köse, G. Zenginobuz, M. Ermis, E. Nalcaçi, I. Çadirci and H. Köse, "A unity-power-factor buck-type PWM rectifier for medium/high-power DC motor drive applications," *IEEE Trans. on Industry Applications*, vol. 38, Sep./Oct. 2002, pp. 1412-1425.
- [39] C. V. Nicolás, Blázquez, D. Ramírez, M. Lafoz and J. Iglesias, "Guidelines for the design and control of electrical generator systems for new grid connected wind turbine generators," in *Proc. IECON'02*, 2002, pp. 317-322.
- [40] T. Kawabata, T. Miyashita and Y. Yamamoto, "Dead Beat control of three-phase PWM inverter," *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 6, 1991, pp. 62-72.
- [41] M. P. Kasmierkowski, M. A. Dzieniakowski, "Review of current regulation techniques for three-phase PWM inverters," in *Proc. IECON'94*, 1994, pp. 567-575.
- [42] C. T. Rim, N. S. Choi, G. C. Cho and G. H. Cho, "A complete DC and AC analysis of three-phase controlled-current PWM rectifier using circuit D-Q transformation," *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 9, Jul. 1994, pp. 390-396.
- [43] D.-C. Lee, S.K. Sul and M. H. Park, "High performance current regulator for a field-oriented controller induction motor drive," *IEEE Trans. on Industry Applications*, vol. 30, Sep./Oct. 1994, pp. 1247-1257.
- [44] N. R. Zargari and Géza Joós, "Performance investigation of a current-controlled voltage-regulated PWM rectifier in rotating and stationary frames," *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, vol. 42, Aug. 1995, pp. 396-401.
- [45] M. P. Kasmierkowski and L. Malesani, "Current control techniques for three-phase voltage-source PWM converters: A survey," *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, vol. 45, Oct. 1998, pp. 691-703.

- [46] D. N. Zmood, D. G. Holmes and G. H. Bode, "Frequency-domain analysis of three-phase linear current regulators," *IEEE Trans. on Industry Applications*, vol. 37, Mar./Apr. 2001, pp. 601-610.
- [47] M. Cichowlas and M. Kazmierkowski, "Comparison of current control techniques for PWM rectifiers, in *Proc. ISIE'02*, 2002, pp. 1259-1263.
- [48] T.-S. Lee, "Input-output linearization and zero-dynamics control of three-phase AC/DC voltage-source converters," *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 18, Jan. 2003, pp. 11-22.
- [49] K. Zhou and D. Wang, "Digital repetitive controlled three-phase PWM rectifier," *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 18, Jan. 2003, pp. 309-316.
- [50] D. N. Zmood and D. G. Holmes, "Stationary frame current regulation for PWM inverters with zero steady-state error, *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 18, May. 2003, pp. 814-822.
- [51] K. Dai, P. Liu, J. Xiong and J. Chen, "Comparative study on current control for three-phase SVPWM voltage-source converter in synchronous rotating frame using complex vector method," in *Proc. PESC'03*, 2003, pp. 695-700.
- [52] M. Malinowski, Marian P. Kazmierkowski and Andrzej Trzynadlowski, "A comparative study of control techniques for PWM rectifiers in AC adjustable speed drives," *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 18, Nov. 2003, pp. 1390-1396.
- [53] H. Kim and R. D. Lorenz, "Synchronous frame PI current regulators in a virtually translated system," in *Proc. IAS'04*, 2004, in CD-ROM.
- [54] C. T. Rim, N. S. Choi, G. C. Cho and G. H. Cho, "A complete DC and AC analysis of three-phase controlled-current PWM rectifier using circuit D-Q transformation," *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 9, Jul. 1994, pp. 390-396.

- [55] V. Blasko and V. Kaura, "A new mathematical model and control of a three-phase AC-DC voltage source converter," *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 12, Jan. 1997, pp. 116-123.
- [56] H. Kömürçügil and O. Kükrer, "Lyapunov-based control for three-phase PWM AC/DC voltage-source converters," *IEEE Trans. on Power Electronics*," vol. 13, Sep. 1998, pp. 801-813.
- [57] J. R. Espinoza, G. Joós and L. Morán, "Decoupled control of the active and reactive power in three-phase PWM rectifiers based on non-linear control strategies," in *Proc. PESC'99*, 1999, pp. 131-136.
- [58] F. Briz, M. W. Degner and R. D. Lorenz, "Analysis and design of current regulators using complex vectors," *IEEE Trans. on Industry Applications*, vol. 36, May/Jun. 2000, pp. 817-825.
- [59] D.-C. Lee, "Advanced nonlinear control of three-phase PWM rectifiers," *IEE Proc. Electric Power Applications*, vol. 147, Sep. 2000, pp. 316-366.
- [60] D. Borgonovo and I. Barbi, "Analysis modeling and control of three-phase boost AC-DC converters using the park transformation," in *proc. COBEP'01*, 2001, pp. 767-771.
- [61] J. Holtz, "Pulsewidth modulation for electronic power conversion," *proceedings of IEEE* , vol. 82, Aug. 1994, pp. 1194-1214.
- [62] L. Malesani and P. Tomasin, "PWM current control techniques of voltage source converters-A survey," in *Proc. IEEE IECON'93*, 1993, pp. 670-675.
- [63] P. D. Ziogas, "The delta modulation technique in static PWM inverters," *IEEE Trans. Industry Application*, vol. IA-17, Nov. 1982, pp. 199-204.
- [64] L. Zhang and F. Hardan, "Vector controlled VSI-fed AC drive using a predictive space-vector current regulation schemes," in *Proc. IECON'94*, 1994, pp. 61-66.

- [65] Y. Ye, M. Kazerani and V. H. Quintana, "A novel modeling and control method for three-phase PWM converters," in *Proc. PESC'01*, 2001, pp. 102-107.
- [66] R. F. Camargo and H. Pinheiro, "Deadbeat decoupled controller by state feedback for three-phase PWM rectifiers and comparative stability analysis," in *Proc. INDUSCON'04*, 2004, in CD-ROM.
- [67] L. Malesani, P. Mattavelli and S. Buso, "Robust dead-beat current control for PWM rectifiers and active filters," *IEEE Trans. on Industry Applications*, vol. 35, May./Jun. 1999, pp. 613-620.
- [68] P. Enjeti, P. D. Ziogas, J. F. Lindsay and M. H. Rashid, "A novel current controlled PWM inverter for variable speed AC drives," in *Proc. IAS'86*, 1986, pp. 235-243.
- [69] Y. Guo, X. Wang, H. C. Lee, B.-T. Ooi, "Pole-placement control of voltage-regulated PWM rectifiers through real-time multiprocessing," *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, vol. 41, Apr. 1994, pp. 224 – 230.
- [70] Y. Sato, T. Ishizuka, K. Nezu and T. Kataoka, "A new control strategy for voltage-type PWM rectifiers to realize zero steady-state control error in input current," *IEEE Trans. on Industry Applications*, vol. 34, May/Jun. 1998, pp. 480 – 486.
- [71] L. Morán, P. D. Ziogas and G. Joos, "Design aspects of synchronous PWM rectifier-inverter systems under unbalanced input voltage conditions," *IEEE Trans. on Industry Applications*, vol. 28, Nov./Dec. 1992, pp. 1286-1293.
- [72] P. N. Enjeti, S. A. Choudhury, "A new control strategy to improve the performance of a PWM AC to DC converter under unbalanced operating conditions," *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 8, Oct. 1993, pp. 493 – 500.

- [73] P. Rioual, H. Pouliquen and J.-P. Louis, "Regulation of a PWM rectifier in the unbalanced network state using a generalized model," *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 11, May 1996, pp. 495 – 502.
- [74] H.-S. Song and K. Nam, "Dual current control scheme for PWM converter under unbalanced input voltage conditions," *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, vol. 46, Oct. 1999, pp. 953-959.
- [75] F. A. B. Batista, C. H. I. Font R. L. Alves and I. Barbi, "Comparison of control techniques applied to boost-type bidirectional three-phase PWM rectifier," *in proc. INDUSCON'04*, 2004, in CR-ROM.
- [76] Dictionary IEEE Std. 100-1996, Institute of Electrical and Electronics Engineers, 6^o Ed., 1996.
- [77] R. A. M. Braga, Estudo e Implementação de um Filtro Híbrido de Potência com Parte Ativa Série, Dissertação de Mestrado, Pontifícia Universidade Católica do Rio Grande do Sul, Março 2001.
- [78] IEEE Recommended Practice for Monitoring Electric Power Quality, IEEE Std.1159-1995, Institute of Electrical and Electronics Engineers, Inc. 345, New York, USA, Jun. 1995.
- [79] IEEE Recommended Practices and Requirements for Harmonic Control in Electrical Power Systems, IEEE Std.519-1992, Institute of Electrical and Electronics Engineers, Inc. 345, New York, USA, Apr. 1993
- [80] D.-C. Lee, K.-D. Lee and G.-. Lee, "Voltage control of PWM converters using feedback linearization," *in proc. conf. IAS'98*, 1998, pp.1491-1496.
- [81] F. Botterón and H. Pinheiro, "An improved discrete model for three-phase voltage-fed space vector modulated converters," *in proc. IEEE COBEP'03*, 2003, pp. 911-922.
- [82] F. Botterón, Controladores Discretos de Tensão Baseados no Princípio do Modelo Interno Aplicados a Inversores Trifásicos PWM, Tese de Doutorado, Universidade Federal de Santa Maria, Fevereiro 2006.

- [83] H. T. Câmara, Controle Adaptativo Robusto por Modelo de Referência Aplicado a Motores de Indução Trifásicos, Dissertação de Mestrado, Universidade Federal de Santa Maria, Julho 2002.
- [84] R. Blume, Estudo e implementação de uma nova modulação space vector PWM para UPS três braços monofásica on-line, Dissertação de Mestrado, Universidade Federal de Santa Maria, Março 2002.
- [85] A. H. Mitwalli, S. B. Leeb, G. C. Verghese and V. J. Thottuvelil, “An Adaptive Digital Controller for a Unity Power Factor Converter,” *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 11, n° 2, Mar. 1996, pp. 374-382.
- [86] P. L. Falb and W. A. Wolovich, “Decoupling in the design and synthesis of multivariable control systems”, *IEEE Trans. on Automatic Control*, vol. AC-12, Dec. 1967, pp. 651-659.
- [87] C.-T. Chen, Introduction to Linear System Theory, Holt, Rinehart and Winston Inc., 1970, pp. 298-305.
- [88] R. C. Dugan, M. F. McGranaghan and H. Wayne Beaty, *Electrical Power Systems Quality*, 1996, Mc Graw-Hill: New York, pp. 123-187
- [89] C. A. Quinn and N. Mohan, “Active Filtering of Harmonic Currents in Three-Phase, Four-Wire Systems with Three-Phase and Single-Phase Non-Linear Loads,” in *Proc. APEC’92*, 1992, vol. 2, pp. 829-835.
- [90] L. S. Czarnecki, “Effect of minor harmonics on the performance of resonant harmonic filters in distribution systems,” *IEE Proc. Electric Power Applications*, vol. 144, pp. 349-356, Sept. 1997.
- [91] S. M. Deckmann, J. A. Pomilio, E. A. Mertens and L. F. S. Dias, “Uso de filtros passivos em redes de distribuição com cargas não-lineares,” in *proc. CBA’04*, 2004, in CD-ROM.
- [92] M. Aredes and E. H. Watanabe, “New control algorithms for series and shunt three-phase four-wire active power filters,” *IEEE Trans. on Power Delivery*, vol. 10, pp. 1649-1656, Jul. 1995.

- [93] B. Singh, K. Al-Haddad and A. Chandra, "A review of active filters for power quality improvement," *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, vol. 46, pp. 960-971, Oct. 1999.
- [94] H. Akagi, S. Ogasawara and H. Kim, "The theory of instantaneous power in three-phase four-wire systems: A comprehensive approach," in *Proc. IEEE IAS'99*, 1999, pp. 431-439.
- [95] M. Aredes, J. Hafner and K. Heumann, "Three-phase four-wire shunt active filter control strategies," *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 12, pp. 311-318, Mar. 1997.
- [96] K. Haddad, T. Thomas, G. Joós and A. Jaafari, "Dynamic performance of three phase four wire active filter," in *proc. IEEE APESC'97*, 1997, pp. 206-212.
- [97] M. G. Villalva, E. Ruppert, "Four-wire shunt active power filter with adaptive selective current compensation," in *proc. IEEE PESC'05*, 2005, pp. 347-353.
- [98] H. Kawahira, T. Nakamura, S. Nakazawa and M. Nomura "Active power filter," in *Proc. IPEC'83*, 1983, pp. 981-992.
- [99] H. Akagi, "Control strategy and site selection of a shunt active filter for damping of harmonic propagation in power distribution systems," *IEEE Trans. on Power Delivery*, vol. 12, pp. 354-363, Jan. 1997.
- [100] H. Akagi, H. Fujita and K. Wada "A shunt active filter based on voltage detection for harmonic termination of a radial power distribution line," *IEEE Trans. on Industry Applications*, vol. 35, pp. 638-645, May/Jun. 1999.
- [101] Y. Sato, T. Kawase, M. Akiyama and T. Kataoka "A control strategy for general-purpose active filters based on voltage detection," *IEEE Trans. on Industry Applications*, vol. 36, pp. 1405-1412, Sep./Oct. 2000.
- [102] P. Jintakosonwint, H. Fujita and H. Akagi, "Control and performance of a fully-digital-controlled shunt active filter for installation on a power distribution system" *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 17, pp. 132-140, Jan. 2002.

- [103] K. Wada, H. Fujita and Akagi H., “Considerations of a shunt active filter based on voltage detection for installation on a long distribution feeder,” *IEEE Trans. on Industry Applications*, vol. 38, pp. 1123-1130, Jul./Aug. 2002.
- [104] P.-C.Tan, R. E. Morrison and D. G. Holmes, “Voltage form factor control and reactive power compensation in a 25-kV electrified railway system using a shunt active filter based on voltage detection,” *IEEE Trans. on Industry Applications*, vol. 39, pp. 575-581, Mar./Apr. 2003.
- [105] P. T. Cheng and Lee Z.-L. “Distributed active filter systems (DAFS): a new approach to power system harmonics,” in *Proc. IAS '04*, 2004, in CD-ROM.
- [106] Z. H. Yuan and Y. Du “Analytical analysis of shunt active power filters based on voltage detection”, in *proc. IAS'05*, pp. 1241-1245, 2005.
- [107] F. Botteron, R. F. de Camargo, H. L Hey, J. R. Pinheiro, H. A. Grundling, H. Pinheiro, “New limiting algorithms for space vector modulated three-phase four-leg voltage source inverters,” *IEE Proc. Electric Power Applications*, vol. 150, pp. 733 – 742, Nov. 2003.
- [108] R. F. Camargo and H. Pinheiro, “New synchronization method for three-phase four-wire PWM converters under unbalance and harmonics in the grid voltages,” in *Proc. of EUROPES'05*, in CD-ROM, 2005.
- [109] K. Okata, *Discrete-Time Control Systems*, 1995, 2nd ed., Prentice Hall: New Jersey, pp. 408-516.
- [110] F. P. Marafão *Análise e Controle da Energia Elétrica através de Técnicas de Processamento Digital de Sinais*, Tese de Doutorado, Universidade Estadual de Campinas, Dezembro 2004.
- [111] S. Hamasaki and A. Kawamura, “Improvement of current regulation of line-current-detection-type active filter based on deadbeat control,” *IEEE Trans. on Industry Applications*, vol. 39, pp. 536-541, Mar./Apr. 2003.

- [112] S.-J. Park, F.-S. Kang, M. H. Lee, C.-U. Kim, “A new single-phase five-level PWM inverter employing a deadbeat control scheme,” *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 18, pp.831-843, May 2003.
- [113] M. Kojima, K. Hirabayashi, Y. Kawabata, E. C. Ejiogu and T. Kawabata, “Novel vector control system using deadbeat-controlled PWM inverter with output LC filter,” *IEEE Trans. on Industry Applications*, vol. 40, pp. 162-169, Jan./Feb. 2004.
- [114] P. Mattavelli, “An improved deadbeat control for UPS using disturbance observers,” *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, vol. 52, pp. 206– 212, Feb. 2005.
- [115] C. Rech, Análise e implementação de técnicas de controle digital aplicadas a fontes ininterruptas de energia, Dissertação de Mestrado, Universidade Federal de Santa Maria, Março 2001.
- [116] T. J. E. Miller, Reactive Power Control in Electric Systems, 1^a Ed., New York: John Wiley & Sons, 1982, pp. 2-183.
- [117] H. Akagi, Y. Kanazawa, and A. Nabae, “Instantaneous reactive power compensators comprising switching without energy storage components,” *IEEE Trans. on Industry Applications*, vol. IA-20, pp. 625-630, Mai./Jun. 1984.
- [118] F. B. Líbano, J. A. Cobos and J. Uceba, “Simplified control strategy for hybrid active filters,” in *Proc. IEEE PESC’97*, 1997, pp. 1102-1108.
- [119] M. Salo and H. Tuusa, “A new control method for a current-source active power filter,” in *Proc. IEEE CIEP,00*, 2000, pp. 104-108.
- [120] M. Rastogi, N. Mohan and A. Edris, “Hybrid-active filtering of harmonic currents in power systems,” *IEEE Trans on Power Delivery*, vol. 10, pp. 1994-2000, Oct. 1995.
- [121] W. N. Grady, M. J. Samtjy and A. H. Noyola, “Survey of active power line conditioner methodologies,” *IEEE Trans. on Power Delivery*, vol. 5, pp. 1536-1542, Jul. 1990.

- [122] B. Zhang, "The method on a generalized dq_k coordinate transform for current detection of an active power filter and power system," in *Proc. IEEE PESC'99*, 1999, pp. 235-239.
- [123] C. A. Quinn, H. Mohan and H. Mehta, "A four-wire, current-controlled converter provides harmonic neutralization in three-phase, four-wire systems," in *Proc. IEEE APEC'93*, 1993, pp. 841-846.
- [124] R. P. S. Leão and F. L. M. Antunes, "Unbalanced no-linear three phase load modeling using symmetric components," in *Proc. IEEE INDUSCON'00*, 2000, pp. 697-702.
- [125] H. Kim and H. Akagi, "The instantaneous power theory on the rotating $p-q-r$ reference frames," in *Proc. IEEE PEDS'99*, 1999, pp. 422- 427.
- [126] H. Kim, F. Blaabjerg and B. Bak-Jensen, "Spectral analysis of instantaneous powers in single-phase and three-phase systems with use of $p-q-r$ theory," in *Proc. IEEE PESC'01*, 2001, pp. 54-61.
- [127] P. Jintakosonwit, H. Akagi and H. Fujita, "Performance of automatic gain adjustment in shunt active filters for harmonic damping throughout power distribution systems," in *Proc. IEEE PESC'01*, 2001, pp. 437- 443.
- [128] L. Morán, J. Mahomar and J. Dixon, "Filtros activos de potencia para compensar sistemas industriales en media tension," in *Proc. IEEE INDUSCON'00*, 2000, pp. M78-M97.
- [129] Z. Hi, H. Jin and G. Joos, "Control of active filters using digital signal processors," in *Proc. IEEE IECON'95*, 1995, pp. 651-655.
- [130] C. L. Phillips, H. T. Nagle, *Digital Control System Analysis and Design*. 1^o Ed., Prentice Hall, 1995.
- [131] H. Fujita, T. Yamasaki and H. Akagi, "A hybrid active filter for damping of harmonic resonance in industrial power systems," *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 15, pp. 215-222, Mar. 2000.

- [132] F.B. Líbano, D. S. L. Simonetti and J. Uceda, “Frequency characteristics of hybrid filter systems,” *in Proc. IEEE PESC’96*, 1996, pp. 1142-1148.
- [133] F. Z. Peng, H. Akagi and A. Nabae, “A new approach to harmonic compensation in power systems – A combined system of shunt passive and series active filters,” *IEEE Trans. on Industry Applications*, vol. 26, pp. 983-990, Nov./Dec. 1990.
- [134] H. Fujita and H. Akagi, “A practical approach to harmonic compensation in power systems – Series connection of passive and active filters,” *IEEE Trans. on Industry Applications*, vol. 27, pp. 1020-1025, Nov./Dec. 1991.
- [135] F. Z. Peng, H. Akagi and A. Nabae “Compensation characteristic of the combined system of shunt passive and series active filters,” *IEEE Trans. on Industry Applications*, vol. 29, pp. 144-152, Jan./Feb. 1993.
- [136] H. Akagi and H. Fujita, “A new power line conditioner for harmonic compensation in power systems,” *IEEE Trans. on Power Delivery*, vol. 10, pp. 1570-1575, Jul. 1995.
- [137] M. Rastogi, N. Mohan and A. Edris, “Híbrido-active filtering of harmonic currents in power systems,” *IEEE Trans on Power Delivery*, vol. 10, pp. 1994-2000, Oct. 1995.
- [138] A. Campos, G. Joos, P. D. Ziogas and J. F. Linday, “Analysis and design of a series voltage compensator for three-phase unbalanced sources,” *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 39, pp. 159-167, Apr. 1992.
- [139] M. V. Ataíde, Contribuição ao Projeto de Filtros Ativos Monofásicos de Potência, Dissertação de Mestrado, Universidade Estadual de Campinas–SP, Janeiro 1997.
- [140] S. Ramírez, N. Visairo, and M. Oliver, “Harmonic compensation in the AC mains by the use of current and voltage active filters controlled by a passivity-based law,” *in Proc. IEEE CIEP’00*, 2000, pp. 78-92.

- [141] G. Joós and J. R. Espinoza, "Three-phase series var compensation based on a voltage-controlled current source inverter with supplemental modulation index control," *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 14, pp. 587-598, Mai. 1999.
- [142] V. Cárdenas, N. Vázquez and C. Hernández, "Sliding mode control applied to a 3 ϕ shunt active power filter using compensation with instantaneous reactive power theory," in *Proc. IEEE PESC'98*, 1998, pp. 236-241.
- [143] T. Thomas, K. Haddad, G. Joos and A. Jaafari, "Performance evaluation of three phase three and four wire active filters," in *Proc. IEEE IAS'96*, 1996, pp. 1016-1023.
- [144] K. Haddad, G. Jóos and S. Chen, "Control algorithms for series static voltage regulators in faulted distribution system," in *Proc. IEEE PESC'99*, 1999, vol. 39, pp. 418-423.
- [145] A. Nava-Segura and G. Mino-Aguilar, "A novel four-branches-inverter-based-active-filter for harmonic suppression and reactive compensation of an unbalanced 3-phase 4-wires electrical distribution, systems, feeding AC/DC loads," in *Proc. IEEE PESC'00*, 2000, pp. 1155-1160.
- [146] G. Alarcón, C. Núñez, V. Cárdenas and M. Oliver, "Design and implementation of a 3-phase series active filter to compensate voltage disturbances," in *Proc. IEEE CIEP'00*, 2000, pp. 93-98.
- [147] J. R. Espinoza and G. Joós, "A current-source inverter fed induction motor drive system with reduced losses," in *Proc. IEEE IAS'95*, 1995, pp. 45-52.
- [148] H. Akagi, A. Nabae and S. Atoh, "Control strategy of active power filters using multiple voltage-source PWM converters," *IEEE Trans. on Industry Applications*, vol. IA-22, pp. 460-465, Nov./Dec. 1991.
- [149] H. Akagi, Y. Tsukamoto and A. Nabae, "Analysis and design of an active power filter using quad-series voltage source PWM converters," *IEEE Trans. on Industry Applications*, vol. 26, Jan. 93-98.

- [150] H. Akagi, S. Atoh and A. Nabae, "Compensation characteristics of active power filter using multiseried voltage source PWM converters," *in Proc. EEJ*, vol. 106, pp.563-570, Jul. 1986.
- [151] C. F. Wagner and R. D. Evans, "Fundamental Principles," *Symmetrical Components*, 1^a Ed., New York and London: McGraw-Hill, 1933, pp. 1-25.
- [152] W. D. Stevenson JR., "Symmetrical Components," *Elements of Power Systems Analysis*, 2^a Ed., New York: McGraw-Hill, 1962, pp. 272-302.
- [153] S. Saito, R. Devaraj and D. A. Torrey, "The design and implementation of a three-phase active power filter based on sliding mode control," *IEEE Trans. on Industry Applications*, vol. 31, pp. 993-999, Sep./Oct. 1995.
- [154] H. Song and K. Nam, "Dual current control scheme for PWM converter under unbalanced input voltage conditions," *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, vol. 46, pp. 953-959, Oct. 1999.
- [155] P.W. Lehn and M. R. Iravani, "Discrete time modeling and control of the voltage source converter for improved disturbance rejection," *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 14, pp. 1028-1036, Nov. 1999.
- [156] F. Botterón, H. Pinheiro, H. A. Gründling, J. R. Pinheiro and H. L. Hey, "Digital voltage and current controllers for three-phase PWM inverter for UPS applications, *in Proc. IEEE IAS'01*, 2001, pp. 2667-2674.
- [157] A. Campos, G. Joos, P. D. Ziogas and J. F. Linday, "Analysis and design of a series voltage unbalance compensator based on a three-phase VSI operating with unbalanced switching functions," *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 9, pp. 269-274, Mai. 1994.
- [158] B. N. Singh, A. Chandra and K. Al-Haddad, "A new control scheme of series hybrid active filter," *in Proc. PESC'99*, 1999, pp. 249-254.
- [159] T. Furuhashi, S. Okuma, and Y. Uchikawa, "A study on the theory of instantaneous reactive power," *IEEE Trans. Industrial Electronics*, vol. 37, pp. 86-90, Feb. 1990.

- [160] F. R. Garcia, M. Peel and G. Gurlaskie , “Aplicação de equipamentos à base de eletrônica de potência,” *in Proc. III SBQEE’99*, 1999, pp. 230-240.
- [161] S. D. Round and N. Mohan, “Comparison of frequency, time domain neural network controllers for an active power filter,” *in Proc. IEEE IECON’93*, 1993, pp. 1099-1104.
- [162] D. A. Paice, *Power Electronics Converter Harmonics-Multipulse methods for Clean Power*, 2^a Ed., New York: IEEE Press, 1995, pp. 1-120.
- [163] P. Jintakosonwint, H. Fujita, H. Akagi and S. Ogasawara, “Implementation and performance of cooperative control of shunt active filters for harmonic damping throughout a power distribution system” *IEEE Trans. on Industry Applications*, vol. 39, Mar./Apr. 2003, pp. 556-564.
- [164] I. J. Gabe, *Análise de estabilidade da conexão de filtros ativos trifásicos paralelo conectado a rede com o método de detecção de tensão*, Trabalho de Conclusão de Curso, Universidade Federal de Santa Maria, Março 2006.
- [165] S. Buso, L. Malesani and P. Mattavelli, Comparison of current control techniques for active filter applications, *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, vol. 45, Oct. 1998, pp. 722 – 729.
- [166] H. Pinheiro, F. Botterón, C. Rech, L. Schuch, R. F. de Camargo, H. L. Hey, H. A. Gründling, J. R. Pinheiro, “Modulação space vector para inversores alimentados em tensão: uma abordagem unificada,” *Revista Controle & Automação*, vol.16, Jan./Fev. e Março 2005, pp. 13-24.
- [167] M. P. Kazmierkowski and W. Sulkowski, “A novel vector control for transistor PWM inverter-fed induction motor drive”, *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, vol. 38, pp. 41 – 47, Feb. 1991.
- [168] D. M. Brod and D. W. Novotny, “Current control of VSI-PWM Inverters”, *IEEE Trans. On Industry Applications*, vol. IA-21, pp. 562-570, May/Jun. 1985.

- [169] R. Cardoso and H. A. Gründling, “Single and three-phase Kalman filter based synchronization methods”, in *Proc. INDUSCON’06*, 2006, in CD-ROM.
- [170] M. Stefanello and H. A. Gründling, “A DSP-based three-phase four-wire AC power source using robust model reference adaptive control”, in *Proc. INDUSCON’06*, 2006, in CD-ROM.
- [171] Resolução do Operador Nacional do Sistema Elétrico Brasileiro, *Padrões de Desempenho da Rede Básica* (Sub-Módulo 2.2), ONS, Brasil, 2006, <http://www.aneel.org.br>.
- [172] K. J. Åström and B. Wittenmark, *Adaptive Control*, 2^a Ed., Lund Institute of Technology, 1989, pp. 239-249.
- [173] S. Sastry and M. Bolson, *Adaptive Control – Stability, Convergence, and Robustness*, 1^a Ed., Prentice Hall, New Jersey, 1989, pp. 53-61.

Anexo A

Extensão do Método de Referência Síncrona de Seqüência Positiva Normalizada Aplicado a Sistemas Trifásicos a Quatro Fios

O diagrama de blocos do método de sincronização *NPSF* aplicado a sistemas trifásicos a quatro fios incluindo o algoritmo de adaptação de freqüência é apresentado na Figura A 1.

A partir da medição das tensões de fase de um sistema a quatro fios, o vetor de sincronização de seqüência positiva normalizado na freqüência fundamental é obtido.

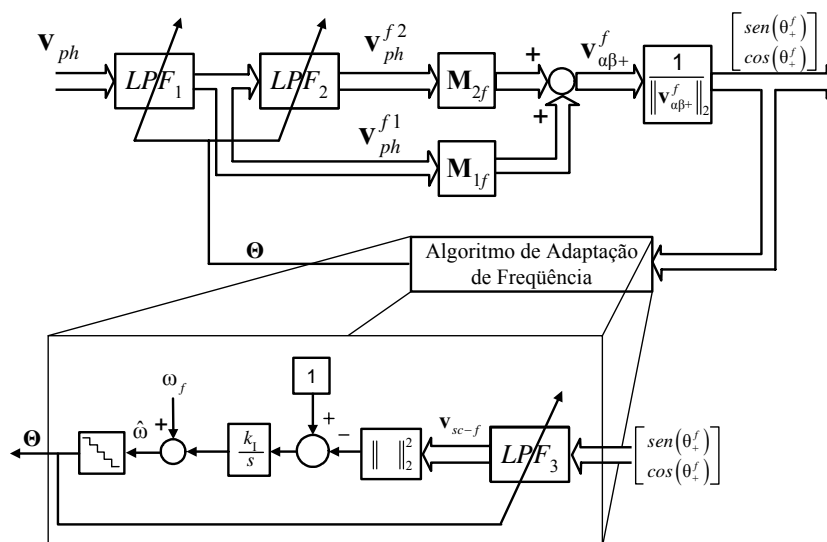


Figura A 1 - Diagrama de blocos do método de sincronização *NPSF* aplicado a sistemas trifásicos a quatro fios incluindo o algoritmo de adaptação de freqüência.

O vetor relativo às tensões de fase na freqüência fundamental, \mathbf{v}_{ph}^f é dado por:

$$\mathbf{v}_{ph}^f = \begin{bmatrix} v_a^f \\ v_b^f \\ v_c^f \end{bmatrix}; \quad (\text{A. 1})$$

sendo que, o sobrescrito f representam a frequência fundamental da rede.

O vetor de seqüência positiva na frequência fundamental, \mathbf{v}_{ph+}^f é obtido com segue:

$$\mathbf{v}_{ph+}^f = \mathbf{T}_{+R} \mathbf{v}_{ph}^f + \mathbf{T}_{+I} S_{90} \left(\mathbf{v}_{ph}^f \right); \quad (\text{A. 2})$$

onde, as matrizes \mathbf{T}_{+R} e \mathbf{T}_{+I} são as mesmas matrizes definidas na equação (2. 4) e o operador $S_{90}(\cdot)$ é o mesmo, o qual produz um deslocamento de fase de 90° na frequência fundamental no domínio do tempo na equação (2. 5).

Um caminho para obter o vetor de sincronização é transformar o vetor de tensões de fase da rede obtido na equação (A. 2) em coordenadas estacionárias abc em um vetor de fase em coordenadas estacionárias $\alpha\beta$. Logo, tem-se:

$$\mathbf{v}_{\alpha\beta+}^f = \mathbf{T}_{\alpha\beta} \mathbf{v}_{ph+}^f \quad (\text{A. 3})$$

onde o vetor $\mathbf{v}_{\alpha\beta+}^f$ e a matriz $\mathbf{T}_{\alpha\beta}$ foram definidos na equação (2. 8).

A fim de simplificar as transformações apresentadas nas equações (A. 2) e (A. 3), estas podem ser combinadas da seguinte forma:

$$\mathbf{v}_{\alpha\beta+}^f = \mathbf{T}_{\alpha\beta} \mathbf{T}_{+_R} \mathbf{v}_{ph}^f + \mathbf{T}_{\alpha\beta} \mathbf{T}_{+_I} S_{90} \left(\mathbf{v}_{ph}^f \right), \quad (\text{A. 4})$$

a equação (A.4) pode ser também simplificada por:

$$\mathbf{v}_{\alpha\beta+}^f = \mathbf{M}_{2f} \left(-\mathbf{v}_{ph}^f \right) + \mathbf{M}_{1f} S_{90} \left(\mathbf{v}_{ph}^f \right), \quad (\text{A. 5})$$

onde, as matrizes \mathbf{M}_{1f} e \mathbf{M}_{2f} transformam as grandezas de fase das tensões em grandezas de fase de seqüência positiva em coordenadas $\alpha\beta$, e, são dadas por:

$$\mathbf{M}_{1f} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 0 & \sqrt{2}/2 & -\sqrt{2}/2 \\ -\sqrt{6}/3 & \sqrt{6}/6 & \sqrt{6}/6 \end{bmatrix}, \mathbf{M}_{2f} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} \sqrt{6}/3 & -\sqrt{6}/6 & -\sqrt{6}/6 \\ 0 & \sqrt{2}/2 & -\sqrt{2}/2 \end{bmatrix}. \quad (\text{A. 6})$$

O vetor $\mathbf{v}_{\alpha\beta+}^f$ é o vetor de fase de seqüência positiva da rede na freqüência fundamental em coordenadas $\alpha\beta$.

O vetor $\mathbf{v}_{\alpha\beta+}^f$ normalizado pode ser obtido dividindo o mesmo por sua norma, isto é,

$$\mathbf{v}_{\alpha\beta+n}^f = \frac{\mathbf{v}_{\alpha\beta+}^f}{\|\mathbf{v}_{\alpha\beta+}^f\|_2}, \quad (\text{A. 7})$$

onde, a norma Euclidiana do vetor é a mesma da equação (2. 13).

As componentes do vetor $\mathbf{v}_{\alpha\beta+n}^f$ dado na equação (A. 7) podem ser entendidos como o seno e co-seno usados para sincronizar e controlar conversores PWM, ou seja,

$$\text{sen}(\theta_+^f) = v_{\beta+n}^f = \frac{v_{\beta+}^f}{\|\mathbf{v}_{\alpha\beta+}^f\|_2}; \quad \text{cos}(\theta_+^f) = v_{\alpha+n}^f = \frac{v_{\alpha+}^f}{\|\mathbf{v}_{\alpha\beta+}^f\|_2}; \quad (\text{A. 8})$$

onde: $\theta_+^f = 2\pi ft$ e f é a freqüência fundamental da rede.

Para obter o vetor $\mathbf{v}_{\alpha\beta+n}^f$ é necessário ainda implementar o operador deslocamento de fase S_{90} , este pode ser obtido da mesma forma como proposto no Capítulo 2, utilizando filtros passa-baixas. Também o algoritmo de adaptação de freqüência proposto no Capítulo 2 pode ser utilizado da mesma maneira.

Anexo B

Análise Comparativa de Técnicas de Controle de Corrente

Vários controladores de corrente são utilizados em retificadores PWM trifásicos como explanado no Capítulo 3. Logo, a fim de restringir o número de controladores a serem estudados estabeleceram-se algumas características ou requerimentos básicos, bem como suas respectivas justificativas:

- 1) Os controladores devem ser projetados considerando a implementação digital dos mesmos. Sendo que a implementação digital apresenta maior flexibilidade, pois os controladores podem ser modificados facilmente através de programação;
- 2) As técnicas de controle de corrente devem ser projetadas em eixos estacionários $\alpha\beta$ ou eixos síncronos dq , as quais permitem o controle do fator de potência e de deslocamento;
- 3) Simplicidade, em termos de esforço computacional, a fim de utilizar algoritmos que possibilitem a implementação em um *DSP* de aritmética de ponto fixo e baixo custo, o que pode ser conveniente para aplicações industriais.

Considerando os requerimentos básicos escolhidos, a estrutura básica do retificador PWM trifásico e dos controladores utilizados é apresentada no diagrama de blocos da Figura B. 1. Com base nesta estrutura, todos os controladores de corrente a serem comparados serão desenvolvidos, bem como o método de sincronização *MSRF* utilizado.

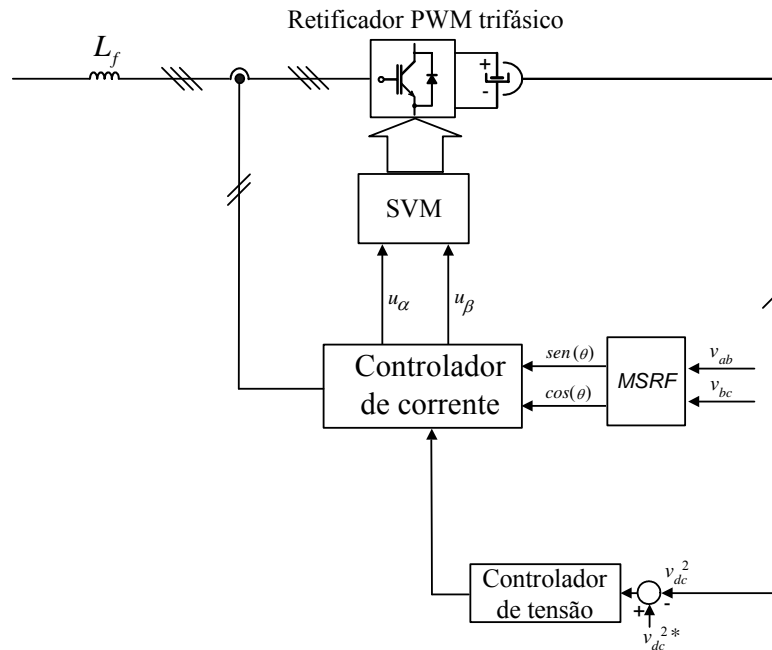


Figura B. 1 – Diagrama esquemático da estrutura básica do retificador PWM trifásico, controladores e método de sincronização utilizado.

Com base nestes requerimentos e na revisão bibliográfica realizada no capítulo 3, seis controladores de corrente foram selecionados, a fim de realizar a comparação entre os mesmos. Com o intuito de dar suporte e validar a análise comparativa realizada, critérios relevantes foram propostos no Capítulo 3, aqui estes serão chamados de critérios de comparação, os quais foram estabelecidos com base em índices recomendados por Normas e outros definidos de modo a verificar o desempenho dos controladores estudados.

Posteriormente, é obtido o modelo discreto para o retificador PWM trifásico e realizado o estudo e projetos dos controladores de corrente escolhidos, considerando condições normais de operação das tensões da rede. São apresentadas as principais características de cada controlador, tais como as equações relacionadas à lei de controle e diagramas esquemáticos. Além disso, é realizada a análise da resposta transitória dos controladores e a obtenção de resultados para realizar a análise do fator de potência e de

deslocamento entre as tensões da rede e as correntes de entrada do retificador PWM para cada controlador.

Critérios de Comparação

O ponto principal em uma análise comparativa é a definição de critérios de comparação, os quais sejam adequados a um determinado propósito ou aplicação, bem como, que estes critérios sejam possíveis de serem quantizados e que, além disso, considerem a operação do retificador PWM trifásico em um sistema elétrico trifásico. Como já comentado estes foram definidos como critérios relevantes no Capítulo 3.

Técnicas de Controle de Corrente Escolhidas para Comparação

Com base nos requerimentos básicos previamente definidos, seis controladores de corrente foram escolhidos para a realização da análise comparativa, os quais são:

- B.1) Controlador de corrente proporcional-integral (CC_{PI});
- B.2) Controlador de potências proporcional-integral (CP_{PI});
- B.3) Desacoplamento por retroação de estados e servo controladores nos eixos d e q (DSC_{dq});
- B.4) Desacoplamento por retroação de estados e servo controlador no eixo q (DRC_q);
- B.5) Controle com resposta de tempo mínimo em eixos estacionários $\alpha\beta$ (DBT);
- B.6) Controlador ressonante em eixos estacionários $\alpha\beta$ (RST).

A Figura 3. 2 apresentou o diagrama esquemático do circuito do retificador PWM trifásico que será analisado, constituído de filtro de entrada de 1ª ordem, rede trifásica e carga. Com base nesta figura, e como o projeto dos seis controladores é realizado, as equações de estado da planta para o sistema de coordenadas síncronas dq é obtida conforme descrito no ANEXO C.

Com base nas equações de estados obtidas no ANEXO C, as quais desprezam as não linearidades do conversor, a dinâmica do capacitor do barramento CC e consideram a indutância do filtro de entrada L_f , então, a equação de estado em eixos síncronos dq do retificador PWM trifásico foi obtida na equação (3.6) do Capítulo 3, a qual foi reescrita na forma matricial na equação (3.7).

A partir da obtenção da equação de estado discreta do retificador PWM trifásico serão descritas integralmente aqui cinco das seis técnicas de controle escolhidas para comparação, visto que, a técnica utilizando controladores PI já foi abordada no Capítulo 3, sendo aqui apenas apresentados os resultados experimentais relativos a implementação em um DSP TMS320F241. Os demais controladores serão analisados em termos de suas equações básicas relacionadas à lei de controle, projeto dos controladores, e resposta do controlador, a partir da aplicação de um degrau na referência, diagramas esquemáticos e resultados experimentais.

B.1 Controlador de Corrente Proporcional-Integral

A descrição deste controlador foi realizada no Capítulo 3, aqui somente os resultados experimentais relativos à sua implementação no primeiro protótipo descrito no Capítulo 5 são apresentados.

B.1.1 Resultados Experimentais

Com base no controlador apresentado, resultados experimentais foram obtidos, a fim de verificar a resposta transitória deste controlador, fator de potência e de deslocamento entre as tensões da rede e correntes de entrada do retificador PWM. O sistema foi apresentado na Figura 3. 7, o controlador de corrente PI e o método de sincronização utilizado aqui foi substituído pelo *MSRF*, devido a simplicidade deste, o que torna possível sua implementação no DSP TMS320F241.

Esta análise é realizada somente considerando a malha de corrente, onde foram definidos, um valor constante para a referência de corrente no eixo d , e um valor nulo (zero) para a referência no eixo q , ou seja, $i_{refd} = cnt$ e $i_{refq} = 0$. Além disso, estabeleceu-se um conjunto de parâmetros, conforme Tabela B.1, relacionados aos parâmetros utilizados para o desenvolvimento do primeiro protótipo do retificador PWM trifásico apresentado no Capítulo 5.

Estes resultados foram obtidos utilizando como base para o controle do sistema o DSP TMS320F241. A Figura B. 2 apresenta as tensões da rede e a corrente de entrada em uma das fases do retificador, onde as tensões apresentam uma $THD_v = 2,5\%$ e $TD_v = 5,8\%$. A Figura B. 3 mostra uma das tensões de fase da rede e as correntes de entrada do retificador PWM, onde as correntes apresentam uma $THD_i = 5,41\%$ e uma $TD_i = 1,52\%$. A Figura B. 4 mostra a aplicação de um degrau na referência na malha interna das correntes de entrada do retificador, onde é observada a resposta transitória deste controlador. A Figura B. 5 apresenta a tensão e corrente em uma das fases do retificador PWM (fase a), onde se observa a operação, do mesmo, com fator de deslocamento próximo ao unitário.

TABELA B. 1- PARÂMETROS DEFINIDOS PARA IMPLEMENTAÇÃO DO RETIFICADOR PWM TRIFÁSICO.

<i>Parâmetros ou componentes</i>	<i>Grandezas</i>
Tensões de fase da rede	110 V <i>rms</i>
Indutâncias do filtro de entrada (L_f)	2,5 mH
Frequência de amostragem da malha de corrente	10 kHz
Frequência de comutação	10 kHz
Método de Sincronização	<i>MSRF</i>
Valor base de tensão	155,5 V
Valor base de corrente	10 A
Carga resistiva	10 Ω

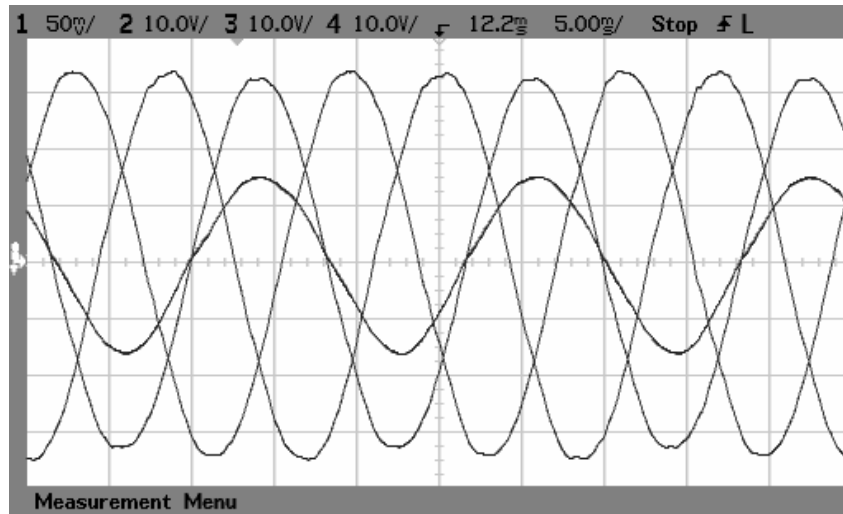


Figura B. 2 – Resultados experimentais. Tensões da rede e corrente de entrada do retificador na fase a . Tensões com $THD_v=2,5\%$ e $TD_v=5,8\%$. Escala Horizontal: 5 ms/div. Escala Vertical das correntes: 5 A/div. Escala Vertical da tensão: 10V/div.

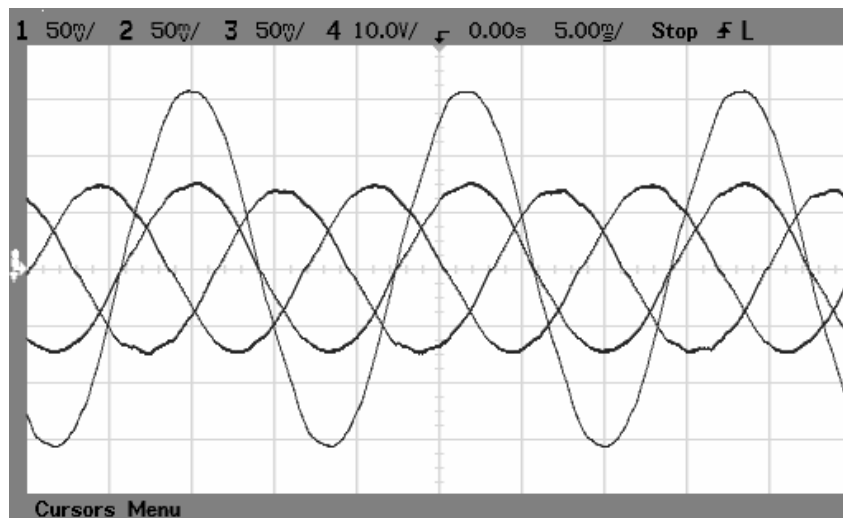


Figura B. 3 – Resultados experimentais. Correntes de entrada do retificador e tensão da rede na fase a . Correntes com $THD_i=5,41\%$ e uma $TD_i=1,52\%$. Escala Horizontal: 5 ms/div. Escala Vertical das correntes: 5 A/div. Escala Vertical da tensão: 10V/div.

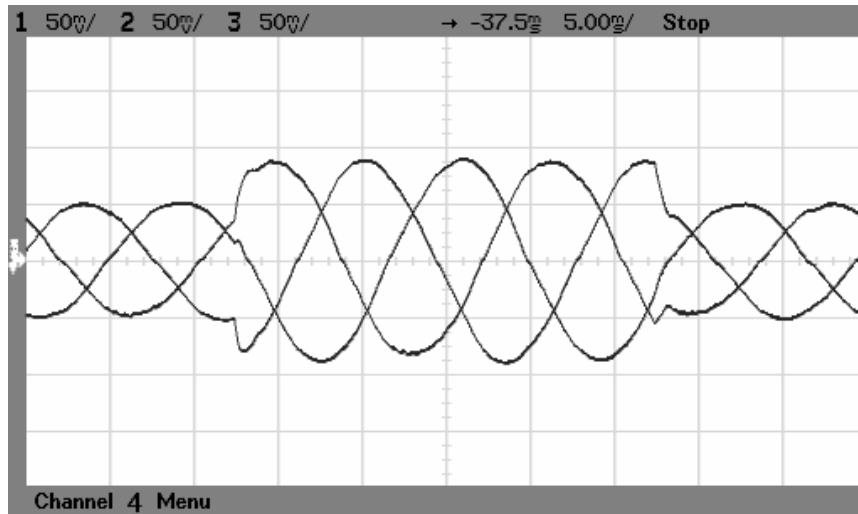


Figura B. 4 – Resultados experimentais. Correntes trifásicas na entrada do retificador com um degrau na referência de corrente de eixo direto, ou seja, i_{refd} variando de 0,5 pu a 0,9 pu. Escala Horizontal: 5 ms/div. Escala Vertical: 5 A/div.

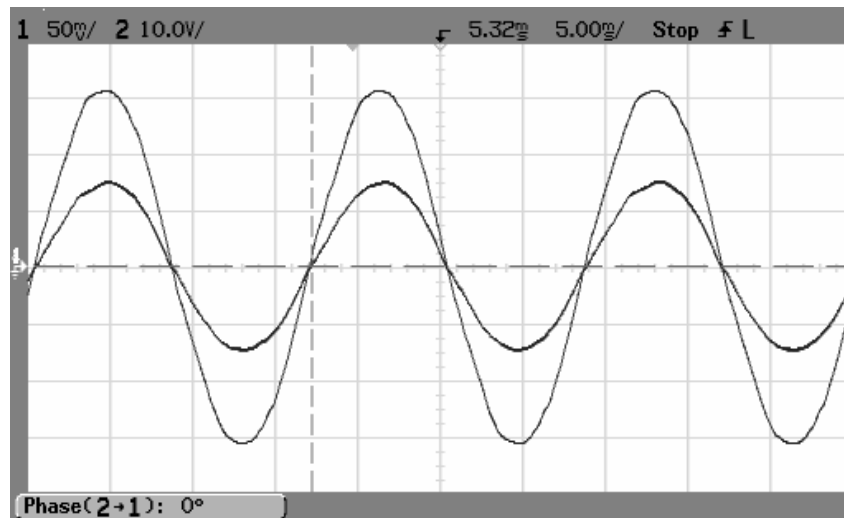


Figura B. 5 – Resultados experimentais. Corrente de entrada do retificador e tensão da rede na fase a . Retificador operando com $FD \cong 1$. Escala Horizontal: 5 ms/div. Escala Vertical das correntes: 5 A/div. Escala Vertical da tensão: 10V/div.

B.2 Controlador de Potências Proporcional-Integral

B.2.1 Introdução

O controlador de potências ativa e reativa é proposto na literatura [7, 36, 59] como uma alternativa a utilização de controladores de corrente aplicados a retificadores PWM trifásicos. Este controlador utiliza controladores proporcionais-integrais, cujas grandezas a serem controladas são as potências instantâneas ativa, P , e reativa, Q . Para o projeto deste controlador o acoplamento entre os eixos d e q é desprezado e um controlador PI é projetado para cada grandeza P e Q a ser controlada.

Este controlador é utilizado com o intuito de controlar diretamente as potências ativa e reativa, garantindo erro nulo em regime permanente devido à presença da rede considerada como distúrbio e a presença de possíveis variações nos parâmetros da planta, porém o acoplamento entre as variáveis não é eliminado.

A seguir este controlador será descrito considerando seu projeto no domínio discreto, bem como o projeto dos ganhos do controlador PI.

B.2.2 Projeto do Controlador de Potências Ativa e Reativa

Este controlador é muito semelhante ao apresentado no Capítulo 3, no que se refere à obtenção da equação de estados discreta obtida em (3.9), bem como na obtenção da equação que representa o comportamento dinâmico do retificador PWM trifásico no domínio discreto dada na equação (3.13) e (3.14).

A diferença entre este controlador e o controlador PI apresentado no Capítulo 3 é que os estados a serem controlados são as potências instantâneas P e Q . A potência ativa P é obtida pelo produto escalar entre o vetor de corrente da planta $\mathbf{i}(k)$ e o vetor de

tensões da rede $\mathbf{w}(k)$ em eixos síncronos dq , e a potência reativa Q é obtida pelo produto vetorial entre estes mesmos vetores, ou seja,

$$P(k) = \mathbf{i}(k) \cdot \mathbf{w}(k) \text{ e } Q(k) = \mathbf{i}(k) \times \mathbf{w}(k). \quad (\text{B. 1})$$

ou ainda,

$$P(k) = v_d(k)i_d(k) + v_q(k)i_q(k). \quad (\text{B. 2})$$

$$Q(k) = v_d(k)i_q(k) - v_q(k)i_d(k). \quad (\text{B. 3})$$

Ainda, considerando que as tensões da rede são equilibradas e sem harmônicos $v_q(k)=0$, logo as equações (B.2) e (B.3) são simplificadas por:

$$P(k) = v_d(k)i_d(k). \quad (\text{B. 4})$$

$$Q(k) = v_d(k)i_q(k). \quad (\text{B. 5})$$

A Figura B. 6 apresenta o diagrama em blocos do controlador em eixos síncronos dq , incluindo as matrizes da planta, da rede e controladores PI para as grandezas $P(k)$ e $Q(k)$.

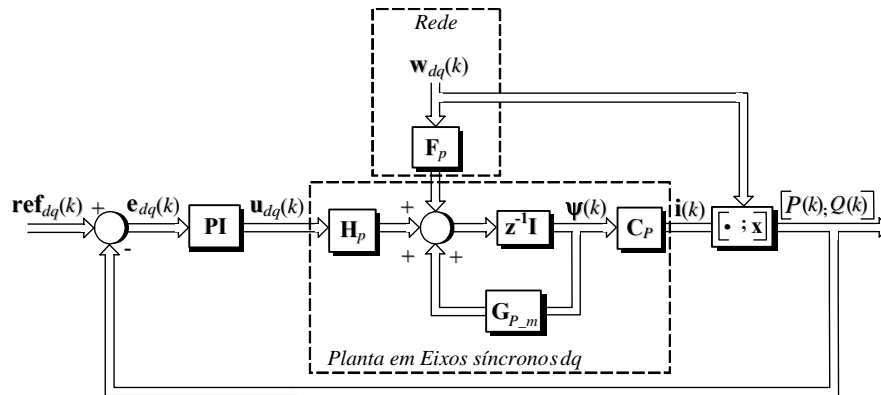


Figura B. 6 – Representação em diagrama de blocos do sistema em eixos síncronos dq com inclusão do controlador de potência PI.

O vetor relacionado às referências do controlador é dado por:

$$\mathbf{ref}_{PQ}(k) = \begin{bmatrix} P_{ref}(k) & Q_{ref}(k) \end{bmatrix}^T. \quad (\text{B. 6})$$

E o vetor de ação de controle considerando o controlador PI é dado por:

$$u_j(k) = u_j(k-1) + K_1 e_j(k) - K_2 e_j(k-1), \quad (\text{B. 7})$$

onde: $K_1 = K_{PZ} + K_{IZ}$, $K_2 = K_{PZ}$ e j representa agora as componentes P ou Q .

O projeto dos ganhos K_{PZ} e K_{IZ} para este controlador é semelhante ao desenvolvido para o controlador anteriormente apresentado, conforme ANEXO G, com os mesmos parâmetros de projeto do controlador anterior, ou seja, $\zeta=0,7$ e $\omega_b= 1.300$ rad/s obtendo-se $K_1=0,00238$ e $K_2=0,00048$.

Os termos $e_P(k)$ e $e_Q(k)$ são obtidos respectivamente por:

$$e_P(k) = P_{ref}(k) - P(k), \quad (\text{B. 8})$$

$$e_Q(k) = Q_{ref}(k) - Q(k), \quad (\text{B. 9})$$

A fim de verificar a presença do acoplamento entre as correntes em eixos síncronos dq obtido, bem como a resposta transitória do controlador PI desprezando o distúrbio da rede, foi realizada uma simulação no domínio discreto, cujos resultados são apresentados na Figura B. 7, onde foi aplicado um degrau na referência de potência ativa.

Com base no controlador apresentado, os mesmos ensaios apresentados para o controlador CC_{PI} no Capítulo 3, foram propostos para obtenção de resultados experimentais. O controlador implementado basicamente é mostrado na Figura B. 8, e considerando a utilização do método de sincronização $MRSF$. Esta análise é realizada somente considerando a malha de corrente, onde se atuará somente nas referências P_{ref} e Q_{ref} . O conjunto de parâmetros utilizado é baseado na descrição apresentada na Tabela B.1.

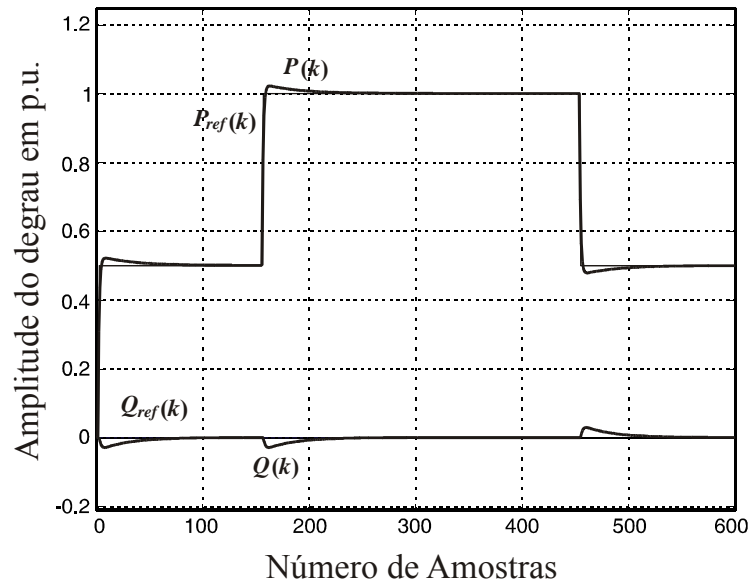


Figura B. 7 – Resultado de simulação do controlador PI para a malha de corrente com aplicação de um degrau em $P_{ref}(k)$.

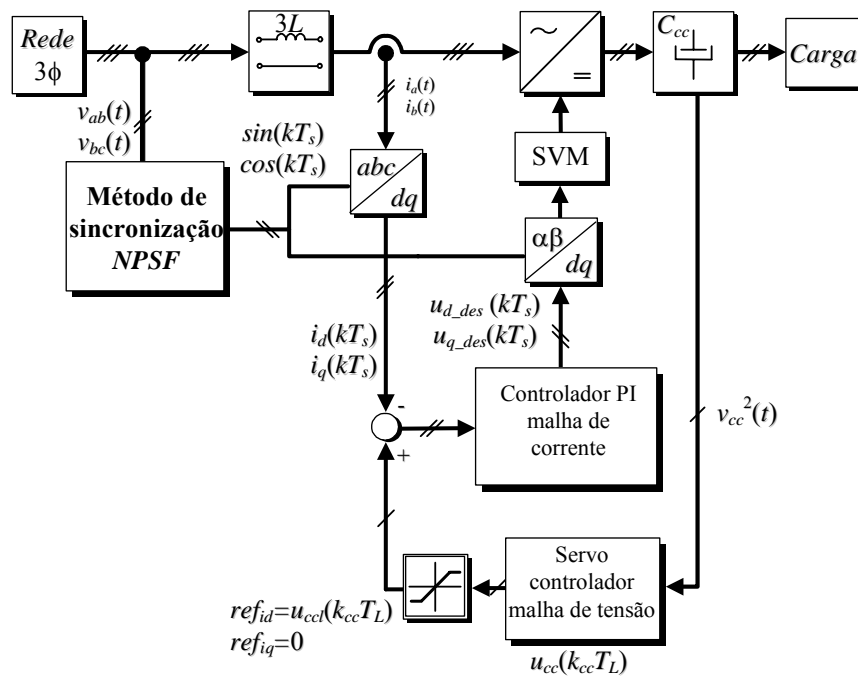


Figura B. 8 – Diagrama esquemático do retificador PWM e controlador de potência PI.

B.2.3 Resultados Experimentais

A Figura B. 9 apresenta as tensões da rede e a corrente de entrada em uma das fases do retificador, onde as tensões apresentam uma $THD_v=2,5\%$ e $TD_v=5,8\%$. A Figura B. 10 mostra uma das tensões de fase da rede e as correntes de entrada do retificador PWM, onde as correntes apresentam uma $THD_i=5,53\%$ e uma $TD_i=1,74\%$. A Figura B. 11 mostra a aplicação de um degrau na referência na malha interna das correntes de entrada do retificador, onde é observada a resposta transitória deste controlador. A Figura B. 12 apresenta a tensão e corrente em uma das fases do retificador PWM (fase a), onde se observa a operação, do mesmo, com fator de deslocamento próximo ao unitário.

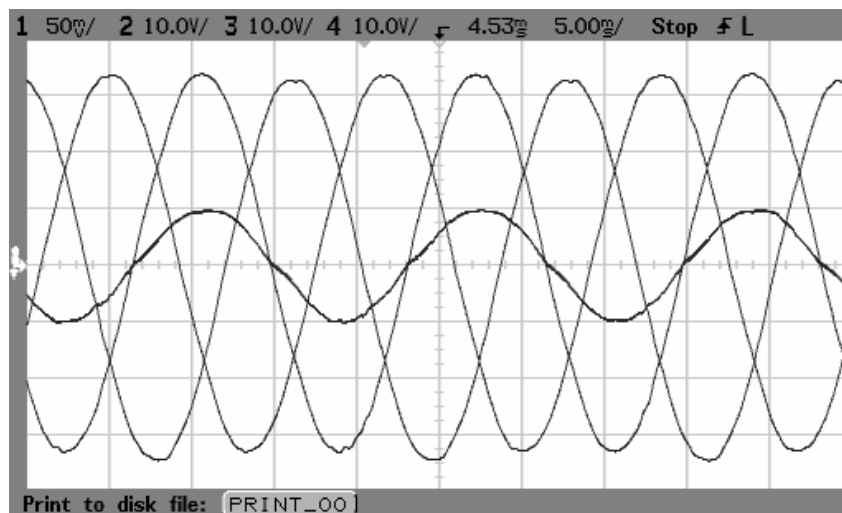


Figura B. 9 – Resultados experimentais. Tensões da rede e corrente de entrada do retificador na fase a . Tensões com $THD_v=2,5\%$ e $TD_v=5,8\%$. Escala Horizontal: 5 ms/div. Escala Vertical das correntes: 5 A/div. Escala Vertical da tensão: 10V/div.

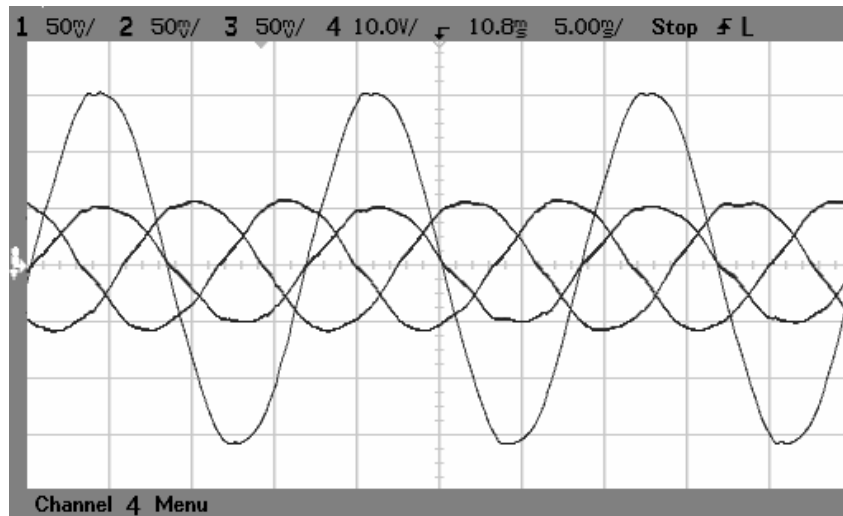


Figura B. 10 – Resultados experimentais. Correntes de entrada do retificador e tensão da rede na fase *a*. Correntes com $THD_i=5,53\%$ e uma $TD_i=1,74\%$. Escala Horizontal: 5 ms/div. Escala Vertical das correntes: 5 A/div. Escala Vertical da tensão: 10V/div.

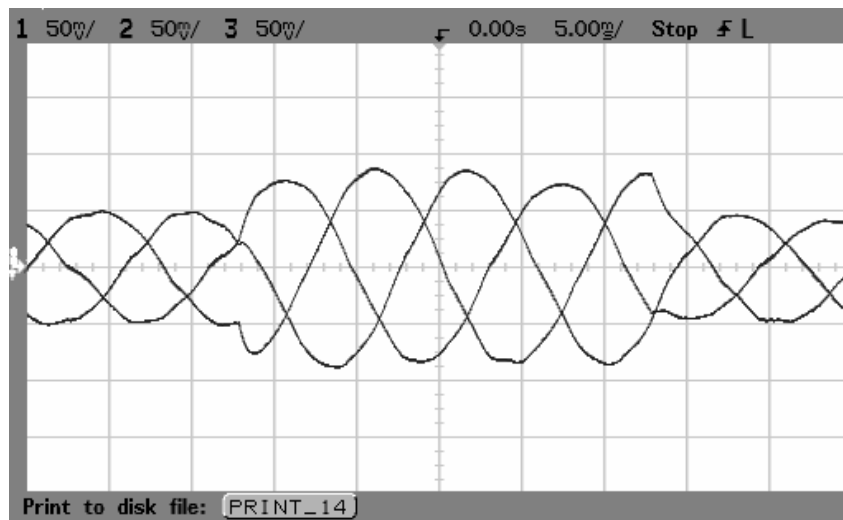


Figura B. 11 – Resultados experimentais. Correntes trifásicas na entrada do retificador com um degrau na referência de corrente de eixo direto, ou seja, P_{ref} variando de 0,5 pu a 0,9 pu. Escala Horizontal: 5 ms/div. Escala Vertical: 5 A/div.

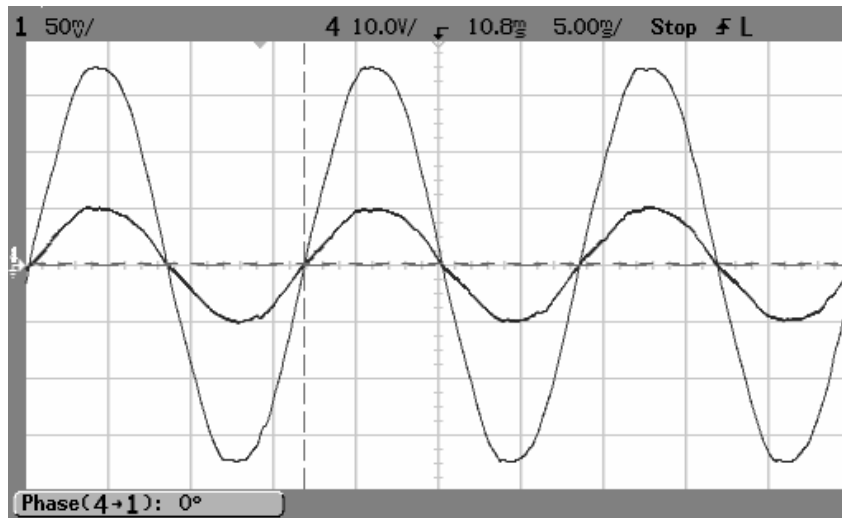


Figura B. 12 – Resultados experimentais. Corrente de entrada do retificador e tensão da rede na fase *a*. Retificador operando com $FD \cong 1$. Escala Horizontal: 5 ms/div. Escala Vertical das correntes: 5 A/div (ponteiros de corrente em 10mV/A). Escala Vertical da tensão: 10V/div.

A seguir será abordado o controlador de desacoplamento por retroação de estados e servo controladores nos eixos *d* e *q*.

B.3 Desacoplamento por Retroação de Estados e Servo Controladores nos eixos d e q

B.3.1. Introdução

Devido ao fenômeno chamado de *acoplamento* ou *interação*, que ocorre em sistemas MIMO, o qual pode trazer um grau de dificuldade adicional no projeto de controladores para estes sistemas, foi proposto em [86] a técnica de desacoplamento por retroação de estados. Esta técnica permite, a partir da obtenção de matrizes, desacoplar sistemas MIMO tornando-os sistemas SISO independentes, desde que sejam atendidas as condições necessárias e suficientes para a realização do desacoplamento. A vantagem

desta técnica é que torna mais simples o projeto e a implementação de controladores para aplicações diversas.

A teoria do desacoplamento por retroação de estados no domínio contínuo, já foi apresentada em [87, 45, 65], porém não foi encontrado na revisão bibliográfica realizada nenhum trabalho, que reporte para sua representação no domínio discreto, considerando o atraso de implementação em tempo real e com aplicação em retificadores PWM trifásicos.

Logo, a seguir será apresentada a teoria do desacoplamento por retroação de estados no domínio discreto, considerando o atraso de implementação em tempo real e com sua utilização em controladores de corrente em eixos síncronos dq aplicados a retificadores PWM trifásicos.

B.3.2 Desacoplamento do Sistema por Retroação de Estados no Domínio Discreto

A partir da equação de estados discreta obtida na equação (3.9), bem como na obtenção da equação que representa o comportamento dinâmico do retificador PWM trifásico no domínio discreto dada na equação (3.13) e (3.14). E ainda, com base na representação por diagrama de blocos da Figura 3. 3, a qual inclui as matrizes da planta e da rede considerada como distúrbio. Inicialmente será obtida a função de transferência entre as correntes de entrada do retificador e a tensão da rede, ou seja,

$$\frac{\mathbf{i}(k)}{\mathbf{u}_{dq}(k)} = \mathbf{G}(z) = \mathbf{C}_p \left(z\mathbf{I} - \mathbf{G}_p \right)^{-1} \mathbf{H}_p, \quad (\text{B. 10})$$

ou ainda, expressando $\mathbf{G}(z)$ na forma matricial, tem-se:

$$\mathbf{G}(z) = \frac{1}{L_f} \frac{V_{base}}{I_{base}} \begin{bmatrix} \frac{-T_s(z-1)}{z^3 - 2z^2 + z + z\omega^2 T_s^2} & \frac{\omega T_s^2}{z^3 - 2z^2 + z + z\omega^2 T_s^2} \\ \frac{-\omega T_s^2}{z^3 - 2z^2 + z + z\omega^2 T_s^2} & \frac{-T_s(z-1)}{z^3 - 2z^2 + z + z\omega^2 T_s^2} \end{bmatrix}. \quad (\text{B. 11})$$

Pode-se observar pela equação (B. 11), que o sistema em questão apresenta um acoplamento entre as componentes de eixos direto e de quadratura, dado pelas componentes da diagonal secundária de $\mathbf{G}(z)$, de modo que, as dinâmicas do sistema no eixo d podem interferir nas dinâmicas do eixo q e vice-versa.

A fim de obter dois sistemas SISO independentes, de forma a simplificar o projeto do controlador para a malha de corrente, a seguir será aplicada a técnica de desacoplamento por retroação de estados, a qual é desenvolvida no domínio discreto. Considerando o sistema MIMO em questão com a função de transferência no plano z , dado pela equação (B. 11), com o objetivo de desacoplar este sistema será utilizado o teorema proposto em [87] para o desacoplamento por retroação de estados no domínio discreto apresentado no ANEXO E.

Logo, aplicando a equação (E.2), e sabendo que as diferenças dos graus dos polinômios do numerador e do denominador da primeira linha de $\mathbf{G}(z)$ é 2, então $d_1=1$, assim,

$$\mathbf{E}_1 = \lim_{z \rightarrow \infty} z^2 \frac{1}{\omega L_f} \frac{V_{base}}{I_{base}} \begin{bmatrix} \frac{-T_s(z-1)}{z^3 - 2z^2 + z + z\omega^2 T_s^2} & \frac{\omega T_s^2}{z^3 - 2z^2 + z + z\omega^2 T_s^2} \end{bmatrix}, \quad (\text{B. 12})$$

Solucionando a equação (B. 12) tem-se:

$$\mathbf{E}_1 = \frac{T_s}{L_f} \frac{V_{base}}{I_{base}} \begin{bmatrix} -1 & 0 \end{bmatrix}. \quad (\text{B. 13})$$

Ainda, aplicando novamente a equação (E.2), e sabendo que as diferenças dos graus dos polinômios do numerador e do denominador da segunda linha de $\mathbf{G}(z)$ é 2, então $d_2=1$, logo,

$$\mathbf{E}_2 = \lim_{z \rightarrow \infty} z^2 \frac{1}{L_f} \frac{V_{base}}{I_{base}} \begin{bmatrix} \frac{-\omega T_s^2}{z^3 - 2z^2 + z + z\omega^2 T_s^2} & \frac{-T_s(z-1)}{z^3 - 2z^2 + z + z\omega^2 T_s^2} \end{bmatrix}, \quad (\text{B. 14})$$

Solucionando a equação (B. 14), obtém-se:

$$\mathbf{E}_2 = \frac{T_s}{L_f} \frac{V_{base}}{I_{base}} \begin{bmatrix} 0 & -1 \end{bmatrix}. \quad (\text{B. 15})$$

Agora, reagrupando \mathbf{E}_1 e \mathbf{E}_2 das equações (B. 13) e (B. 15) respectivamente, conforme a equação (E.1), tem-se:

$$\mathbf{E} = \frac{T_s}{L_f} \frac{V_{base}}{I_{base}} \begin{bmatrix} -1 & 0 \\ 0 & -1 \end{bmatrix}. \quad (\text{B. 16})$$

Uma vez que, $(T_s/L_f) \geq 0$, \mathbf{E} é uma matriz não singular, logo, a condição necessária e suficiente para o emprego da técnica de desacoplamento é atendida. Então o sistema MIMO da equação (B. 11) pode ser desacoplado por retroação de estados.

Assim pela equação (E.6), a matriz \mathbf{N} é dada por:

$$\mathbf{N} = \begin{bmatrix} \mathbf{C}_1 & \mathbf{G}_p^{d_1+1} \\ \mathbf{C}_2 & \mathbf{G}_p^{d_2+1} \end{bmatrix}. \quad (\text{B. 17})$$

onde, para este caso a matriz \mathbf{C}_p e \mathbf{G}_p é dada pela equação (3.14), onde nesta a resistência associada a indutância L_f será desprezada, ou seja,

$$\mathbf{G}_p = \begin{bmatrix} 1 & \omega T_s & -\frac{T_s}{L_f} \frac{V_{base}}{I_{base}} & 0 \\ -\omega T_s & 1 & 0 & -\frac{T_s}{L_f} \frac{V_{base}}{I_{base}} \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}; \quad \mathbf{H}_p = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}; \quad (\text{B. 18})$$

$$\mathbf{F}_p = \frac{T_s}{L_f} \frac{V_{base}}{I_{base}} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}; \quad \mathbf{C}_p = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}.$$

Os subscritos 1 e 2 na equação (B.17) correspondem a primeira e segunda linha da matriz \mathbf{C}_p respectivamente.

Como $d_1 = d_2 = 1$, conforme anteriormente descrito, tem-se que:

$$\mathbf{G}_p^{d_1+1} = \mathbf{G}_p^{d_2+1} = \mathbf{G}_p^2, \quad (\text{B. 19})$$

ou seja,

$$\mathbf{G}_p^2 = \begin{bmatrix} 1 - \omega^2 T_s^2 & 2\omega T_s & -\frac{T_s V_{base}}{L_f I_{base}} & -\frac{\omega T_s^2 V_{base}}{L_f I_{base}} \\ -2\omega T_s & 1 - \omega^2 T_s^2 & \frac{\omega T_s^2 V_{base}}{L_f I_{base}} & -\frac{T_s V_{base}}{L_f I_{base}} \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{B. 20})$$

Logo, a primeira linha da equação (B. 17), é dada por:

$$\mathbf{C}_1 \mathbf{G}_p^2 = \begin{bmatrix} 1 - \omega^2 T_s^2 & 2\omega T_s & -\frac{T_s V_{base}}{L_f I_{base}} & -\frac{\omega T_s^2 V_{base}}{L_f I_{base}} \end{bmatrix} \quad (\text{B. 21})$$

E a segunda linha da equação (B. 17), é obtido como:

$$\mathbf{C}_2 \mathbf{G}_p^2 = \begin{bmatrix} -2\omega T_s & 1 - \omega^2 T_s^2 & \frac{\omega T_s^2 V_{base}}{L_f I_{base}} & -\frac{T_s V_{base}}{L_f I_{base}} \end{bmatrix} \quad (\text{B. 22})$$

Logo, a matriz \mathbf{N} torna-se:

$$\mathbf{N} = \begin{bmatrix} 1 - \omega^2 T_s^2 & 2\omega T_s & -\frac{T_s V_{base}}{L_f I_{base}} & -\frac{\omega T_s^2 V_{base}}{L_f I_{base}} \\ -2\omega T_s & 1 - \omega^2 T_s^2 & \frac{\omega T_s^2 V_{base}}{L_f I_{base}} & -\frac{T_s V_{base}}{L_f I_{base}} \end{bmatrix} \quad (\text{B. 23})$$

A matriz de desacoplamento \mathbf{M}_{des} dada na equação (E.4) é obtida como segue:

$$\mathbf{M}_{des} = \begin{bmatrix} -\frac{T_s V_{base}}{L_f I_{base}} & 0 \\ 0 & -\frac{T_s V_{base}}{L_f I_{base}} \end{bmatrix}^{-1}. \quad (\text{B. 24})$$

Ou ainda, por:

$$\mathbf{M}_{des} = \begin{bmatrix} -\frac{L_f}{T_s} \frac{I_{base}}{V_{base}} & 0 \\ 0 & -\frac{L_f}{T_s} \frac{I_{base}}{V_{base}} \end{bmatrix}. \quad (\text{B. 25})$$

Por fim, a matriz de desacoplamento \mathbf{K}_{des} dada na equação (E.5) é obtida a partir das equações (B. 16) e (B. 23) resultando em:

$$\mathbf{K}_{des} = \begin{bmatrix} \frac{I_{base}}{V_{base}} \frac{T_s}{L_f} (1 - \omega^2 T_s^2) & 2\omega L_f \frac{I_{base}}{V_{base}} & -1 & -\omega T_s \\ -2\omega L_f \frac{I_{base}}{V_{base}} & \frac{I_{base}}{V_{base}} \frac{T_s}{L_f} (1 - \omega^2 T_s^2) & \omega T_s & -1 \end{bmatrix}. \quad (\text{B. 26})$$

A partir da obtenção das matrizes de desacoplamento \mathbf{M}_{des} e \mathbf{K}_{des} , e com a inclusão destas no diagrama em blocos do sistema da Figura B.8 é possível desacoplar o sistema MIMO representado pela função de transferência dada na equação (B. 11) transformando-o em um sistema SISO, como será descrito a seguir. A Figura B. 13 apresenta a representação do sistema em eixos síncronos dq incluindo as matrizes da planta (\mathbf{G}_p , \mathbf{H}_p), de desacoplamento (\mathbf{M}_{des} , \mathbf{K}_{des}) e de distúrbio da rede (\mathbf{F}_p).

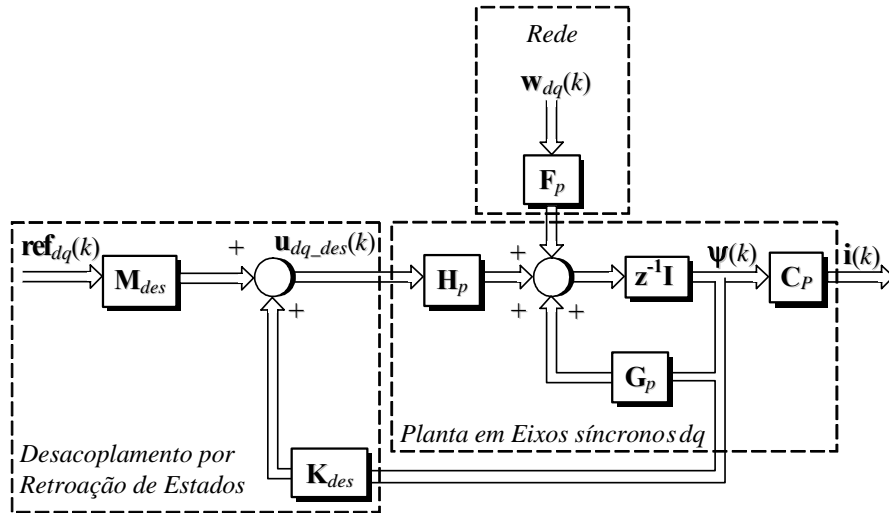


Figura B. 13 – Representação em diagrama de blocos do sistema em eixos síncronos dq incluindo as matrizes de desacoplamento por retroação de estados \mathbf{M}_{des} e \mathbf{K}_{des} .

Logo, a nova equação de estados considerando o desacoplamento do sistema por retroação de estados é dada por:

$$\boldsymbol{\Psi}_{dq}(k+1) = \mathbf{G}_p \boldsymbol{\Psi}_{dq}(k) + \mathbf{H}_p \mathbf{u}_{dq_des}(k) + \mathbf{F}_p \mathbf{w}_{dq}(k), \quad (\text{B. 27})$$

$$\mathbf{u}_{dq_des}(k) = \mathbf{K}_{des} \boldsymbol{\Psi}_{dq}(k) + \mathbf{M}_{des} \mathbf{ref}_{dq}(k), \quad (\text{B. 28})$$

sendo que:

$$\mathbf{ref}_{dq}(k) = \begin{bmatrix} ref_{id}(k) & ref_{iq}(k) \end{bmatrix}^T; \boldsymbol{\Psi}_{dq}(k) = \begin{bmatrix} i_d(k) & i_q(k) & u_{d_des}(k-1) & u_{q_des}(k-1) \end{bmatrix} \quad (\text{B. 29})$$

onde, ref_{id} e ref_{iq} são as referências para as componentes de eixo direto e de quadratura respectivamente.

Agora, a fim de obter o sistema desacoplado resultante da retroação de estado, a seguinte função de transferência é obtida:

$$\mathbf{G}_f(z, \mathbf{K}_{des}, \mathbf{M}_{des}) = \mathbf{C}_p \left(z\mathbf{I} - \mathbf{G}_p - \mathbf{H}_p \mathbf{K}_{des} \right)^{-1} \mathbf{H}_p \mathbf{M}_{des}, \quad (\text{B. 30})$$

e com base nas equações (B.18), (B. 25) e (B. 26) obtém-se que:

$$\mathbf{G}_f(z, \mathbf{K}_{des}, \mathbf{M}_{des}) = \begin{bmatrix} \frac{1}{z^2} & 0 \\ 0 & \frac{1}{z^2} \end{bmatrix}, \quad (\text{B. 31})$$

Nota-se que a equação (B. 31) é a função de transferência considerando a inclusão das matrizes de desacoplamento por retroação de estados, cuja sua representação na forma matricial é uma matriz diagonal. Logo, pode-se tratar o retificador PWM trifásico como sendo dois sistemas SISO independentes. A obtenção de dois sistemas SISO independentes torna mais simples o projeto dos controladores para a malha de corrente para o sistema em questão.

A fim de verificar o desacoplamento das correntes em eixos síncronos dq obtido na equação (B. 31), bem como a resposta transitória do sistema desprezando o distúrbio da rede na Figura B. 13, foi realizada uma simulação no domínio discreto, utilizando o software Matlab[®], cujos resultados são apresentados na Figura B. 14, onde foi aplicado

um degrau na referência de corrente no eixo d , $ref_{id}(k)$ e observa-se o atraso de dois períodos de amostragem.

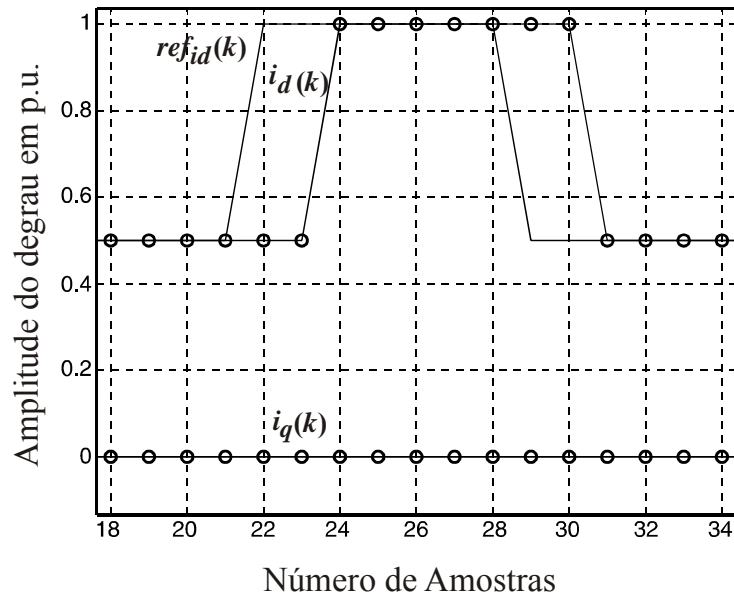


Figura B. 14 – Resultado de simulação do controlador para a malha de corrente com aplicação de um degrau em $ref_{id}(k)$.

Com o objetivo de garantir uma adequada transferência de potência ativa da rede para a carga devido a possíveis erros em regime permanente devido ao distúrbio da rede. Também devido a uma possível diferença entre o valor de indutância nominal, L_n e a utilizada no projeto L_f , é possível que o fator de potência de deslocamento não seja próximo ao unitário. Logo, serão projetados servos controladores de corrente para o eixo d e q , a fim de garantir erro nulo em regime permanente senoidal para o eixo d , e desta forma controlar adequadamente a potência ativa e, da mesma forma, garantir erro nulo em regime permanente senoidal para o eixo q , de modo que o fator de potência seja próximo ao unitário. Como o projeto destes controladores pode ser realizado independentemente, estes serão projetados da mesma maneira, a fim de simplificar a análise realizada. Logo, a seguir será abordado o projeto dos servos controladores.

B.3.3 Projeto dos Servos Controladores para a Regulação das Correntes de Entrada do Retificador PWM Trifásico

Os servos controladores utilizados para a regulação das correntes de entrada em eixos síncronos dq do retificador PWM trifásico são formados por uma retroação de estados e um integrador, conforme apresentado na Figura B. 15.

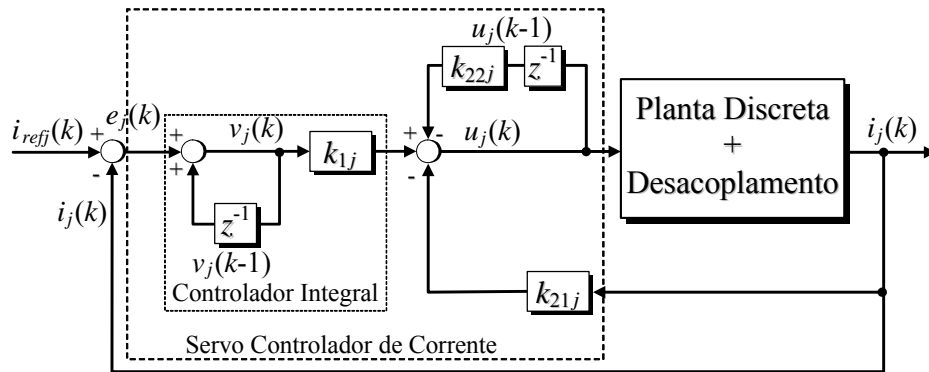


Figura B. 15 – Representação por diagrama de blocos do sistema servo utilizado para controle das correntes de entrada do retificador PWM trifásico em eixos síncronos dq .

Desta forma, definindo a função de transferência entre as correntes do retificador i_j e a ação de controle u_j para a componente de eixo d ou q no domínio z , segundo a equação (B. 31) e tratando estes eixos independentemente, tem-se que:

$$G_j = \frac{i_j(z)}{u_j(z)} = \frac{1}{z^2}. \quad (\text{B. 32})$$

Sendo que os eixos d ou q são representados genericamente pelo subscrito j nas figuras e equações aqui apresentadas.

Logo, a fim de obter as equações dos servos controladores, faz-se necessário definir a equação de estado da função de transferência dada na equação (B. 32). Esta é obtida considerando que:

$$Y(z) = i_j(z) \text{ e } U(z) = u_j(z), \quad (\text{B. 33})$$

e multiplicando a equação (B. 32) por $X(z)/X(z)$, tem-se:

$$\frac{Y(z)}{U(z)} = \frac{1}{z^2} \frac{X(z)}{X(z)}. \quad (\text{B. 34})$$

Assim,

$$Y(z) = X(z); U(z) = z^2 X(z); \quad (\text{B. 35})$$

e, considerando que,

$$X_1(z) = zX(z); \quad (\text{B. 36})$$

tem-se:

$$U(z) = zX_1(z); \quad (\text{B. 37})$$

Agora, convertendo as equações (B. 35), (B. 36) e (B. 37) em equações no domínio discreto, obtém-se que:

$$x_j(k+1) = x_{1j}(k); x_{1j}(k+1) = u_j(k); y_j(k) = x_j(k); \quad (\text{B. 38})$$

Logo, a equação de estados no domínio discreto resultante para a componente de eixo direto ou quadratura torna-se:

$$\mathbf{x}_j(k+1) = \mathbf{G}_j \mathbf{x}_j(k) + \mathbf{H}_j u_j(k); \quad (\text{B. 39})$$

$$y_j(k) = \mathbf{C}_j \mathbf{x}_j(k); \quad (\text{B. 40})$$

onde,

$$\mathbf{G}_j = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}; \mathbf{H}_j = \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix}; \mathbf{C}_j = [1 \quad 0]; \mathbf{x}_j(k) = \begin{bmatrix} x_j(k) \\ x_{1j}(k) \end{bmatrix}; \quad (\text{B. 41})$$

Agora, considerando a equação de estado do integrador para a componente de eixo d ou q dada por:

$$v_j(k) = v_j(k-1) + i_{refj}(k) - y_j(k); \quad (\text{B. 42})$$

onde: $v_j(k)$, $r_j(k)$ e $e_j(k)$ são as variáveis de erro atuante e de comando respectivamente.

Reescrevendo a equação (B. 42), tem-se:

$$v_j(k+1) = v_j(k) + i_{refj}(k+1) - y_j(k+1); \quad (\text{B. 43})$$

Então, a partir das matrizes da equação de estados obtidas conforme as equações (B. 39), (B. 40) e (B. 41) e substituindo na equação (B. 43) obtém-se:

$$v_j(k+1) = v_j(k) + i_{refj}(k+1) - \mathbf{C}_j \left[\mathbf{G}_j \mathbf{x}_j(k) + \mathbf{H}_j u_j(k) \right]; \quad (\text{B. 44})$$

ainda,

$$v_j(k+1) = -\mathbf{C}_j \mathbf{G}_j \mathbf{x}_j(k) + v_j(k) - \mathbf{C}_j \mathbf{H}_j u_j(k) + i_{refj}(k+1); \quad (\text{B. 45})$$

A variável de controle é dada por:

$$u_j(k) = -\begin{bmatrix} k_{21j} & k_{22j} \end{bmatrix} \mathbf{x}_j(k) + k_{1j} v_j(k); \quad (\text{B. 46})$$

onde, os parâmetros de projeto são os ganhos k_{1j} , k_{21j} e k_{22j} , e

$$\mathbf{x}_j(k) = \begin{bmatrix} i_j(k) & u_j(k-1) \end{bmatrix}^T.$$

No ANEXO F é descrito o procedimento de projeto para a obtenção dos ganhos para o controlador de corrente proposto utilizando a abordagem por alocação de pólos.

Logo, para a condição de alocação de pólos escolhida segundo a Figura F.1a. os ganhos para os servos controladores são $k_{1j}=0,024$; $k_{21j}=0,336$ e $k_{22j}=-0,9$. Então, a partir da obtenção das componentes de ações de controle, será agora definido um novo vetor formado pelas ações de controle de eixo direto e quadratura obtidos na equação (B. 46), ou seja,

$$\mathbf{u}_{dq}(k) = \begin{bmatrix} u_d(k) & u_q(k) \end{bmatrix}^T, \quad (\text{B. 47})$$

e reportando-se a Figura B. 13 é possível substituir $\mathbf{ref}_{dq}(k)$ na equação (B. 29), por este novo vetor, o qual é obtido na equação (B. 47), assim:

$$\mathbf{ref}_{dq}(k) = \mathbf{u}_{dq}(k). \quad (\text{B. 48})$$

A fim de obter as ações de controle de eixo direto, $u_{d_des}(k)$, e quadratura, $u_{q_des}(k)$, que são diretamente aplicadas à planta, conforme equação (B. 28), proceder-se-á a substituição das equações (B. 25) e (B. 26) nesta equação. Logo, as equações que representam as componentes das ações de controle desacopladas aplicadas à planta são dadas pelas seguintes expressões:

$$u_{d_des}(k) = [m_{des11} \quad m_{des12}] \mathbf{u}_{dq}(k) + [k_{des11} \quad k_{des12} \quad k_{des13} \quad k_{des14}] \Psi_{dq}(k), \quad (\text{B. 49})$$

$$u_{q_des}(k) = [m_{des21} \quad m_{des22}] \mathbf{u}_{dq}(k) + [k_{des21} \quad k_{des22} \quad k_{des23} \quad k_{des24}] \Psi_{dq}(k), \quad (\text{B. 50})$$

onde:

$$\mathbf{u}_{dq}(k) = [u_d(k) \quad u_q(k)]^T; \quad \Psi_{dq}(k) = [i_d(k) \quad i_q(k) \quad u_{d_des}(k-1) \quad u_{q_des}(k-1)]^T. \quad (\text{B. 51})$$

A Figura B. 16 ilustra em detalhes as matrizes de desacoplamento aplicadas as componentes da ação de controle de eixo direto, $u_d(k)$ e de quadratura $u_q(k)$.

Ainda, de forma a simplificar o diagrama em blocos da Figura B. 16, um diagrama na forma vetorial para o desacoplamento é apresentado na Figura B. 17.

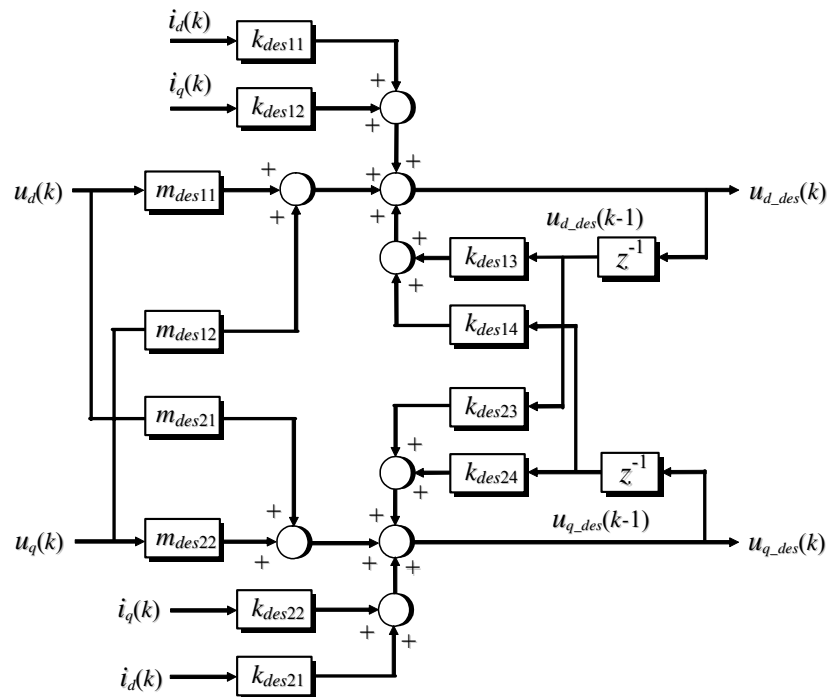


Figura B. 16 – Diagrama de blocos do desacoplamento das componentes das ações de controle de eixo direto e de quadratura.

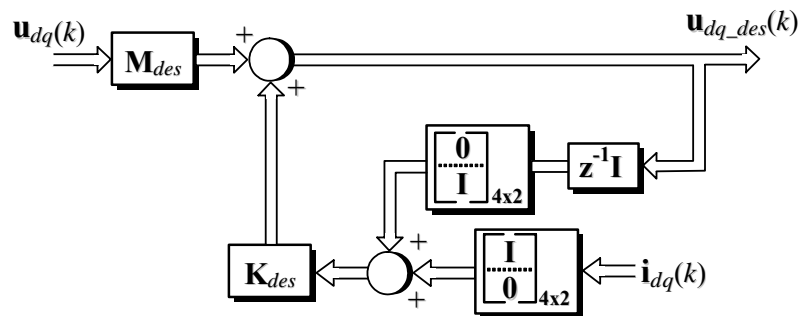


Figura B. 17 – Diagrama de blocos do desacoplamento das componentes das ações de controle de eixo direto e de quadratura.

A fim de verificar novamente o desacoplamento das correntes em eixos síncronos dq obtido na equação (B. 31), bem como a resposta transitória do controlador, agora incluindo a dinâmica relacionada aos servos controladores projetados e desconsiderando o distúrbio da rede, foi realizada uma simulação no domínio discreto, cujos resultados são apresentados na Figura B. 18, onde foi aplicado um degrau na referência de corrente no eixo d e no eixo q , e observa-se a semelhança entre as respostas transitórias para ambos os eixos, bem como o desacoplamento entre os eixos d e q .

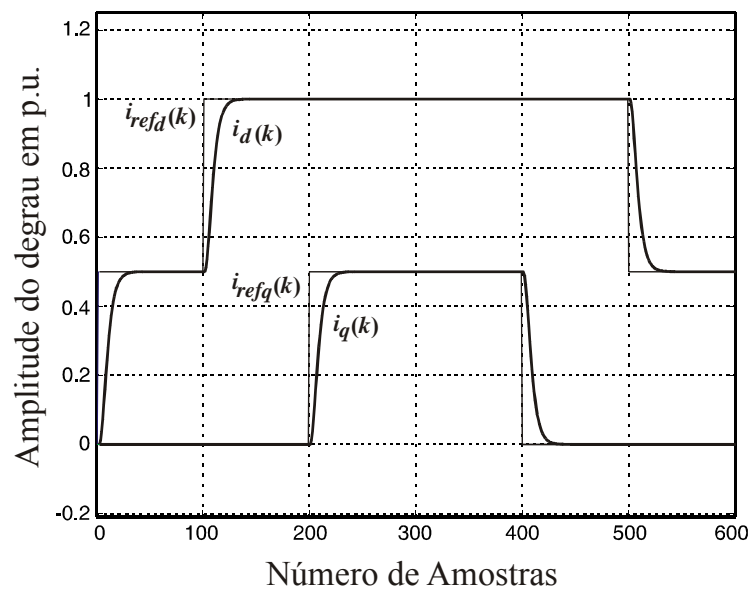


Figura B. 18 – Resultado de simulação do controlador para a malha de corrente com aplicação de um degrau em $ref_{id}(k)$ e $ref_{iq}(k)$ considerando o projeto dos servos controladores nos eixos d e q .

A seguir serão apresentados resultados experimentais para o retificador PWM considerando o controlador proposto.

B.3.4. Resultados Experimentais

A Figura B. 19 apresenta as tensões da rede e a corrente de entrada em uma das fases do retificador, onde as tensões apresentam uma $THD_v=2,5\%$ e $TD_v=5,8\%$. A Figura B. 20 mostra uma das tensões de fase da rede e as correntes de entrada do retificador PWM, onde as correntes apresentam uma $THD_i=5,4\%$ e uma $TD_i=1,53\%$. A Figura B. 21 mostra a aplicação de um degrau na referência na malha interna das correntes de entrada do retificador, onde é observada a resposta transitória deste controlador. A Figura B. 22 apresenta a tensão e corrente em uma das fases do retificador PWM (fase a), onde se observa a operação, do mesmo, com fator de deslocamento próximo ao unitário.

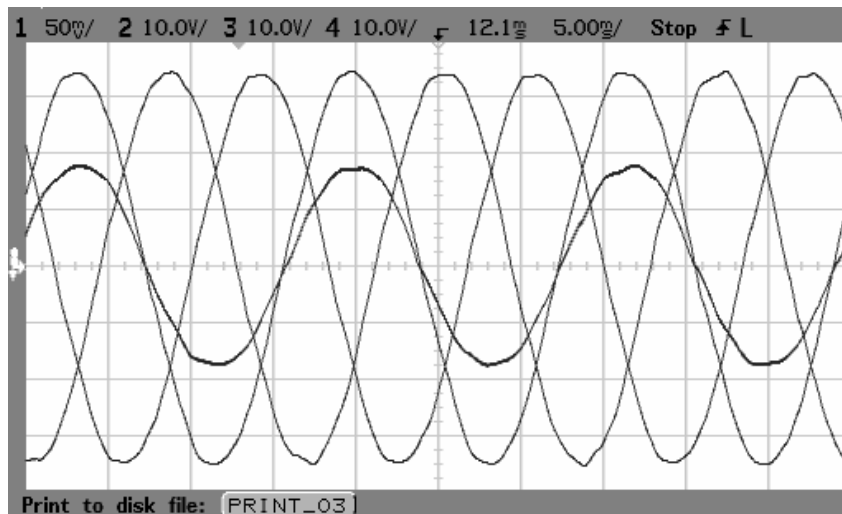


Figura B. 19 – Resultados experimentais. Tensões da rede e corrente de entrada do retificador na fase a . Tensões com $THD_v=2,5\%$ e $TD_v=5,8\%$. Escala Horizontal: 5 ms/div. Escala Vertical das correntes: 5 A/div. Escala Vertical da tensão: 10V/div.

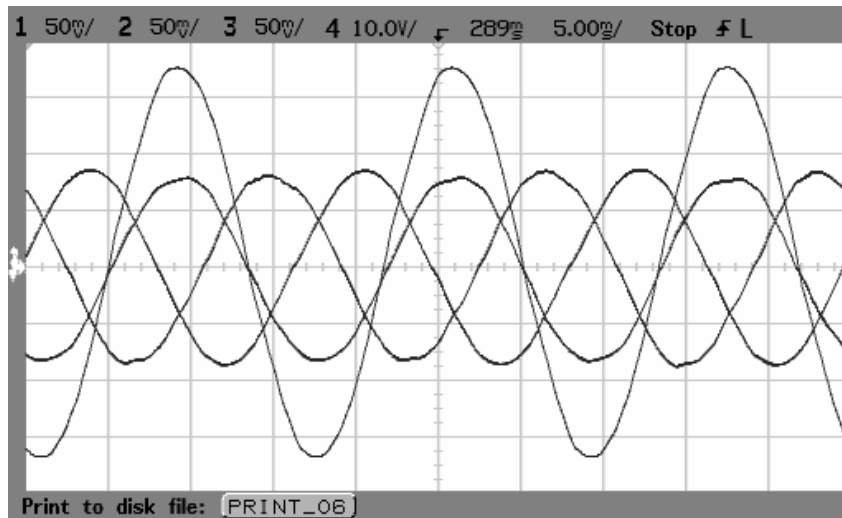


Figura B. 20 – Resultados experimentais. Correntes de entrada do retificador e tensão da rede na fase *a*. Correntes com $THD_i=5,4\%$ e uma $TD_i=1,53\%$. Escala Horizontal: 5 ms/div. Escala Vertical das correntes: 5 A/div. Escala Vertical da tensão: 10V/div.

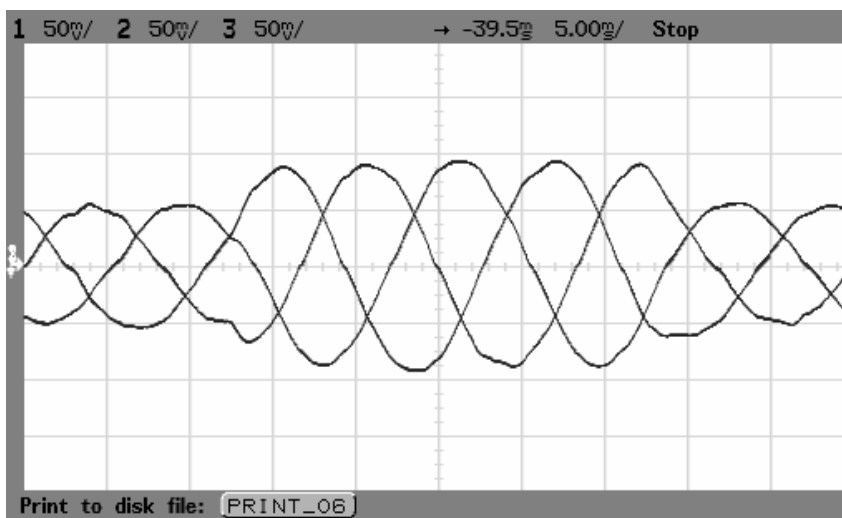


Figura B. 21 – Resultados experimentais. Correntes trifásicas na entrada do retificador com um degrau na referência de corrente de eixo direto, ou seja, i_{refd} variando de 0,5 pu a 0,9 pu. Escala Horizontal: 5 ms/div. Escala Vertical: 5 A/div.

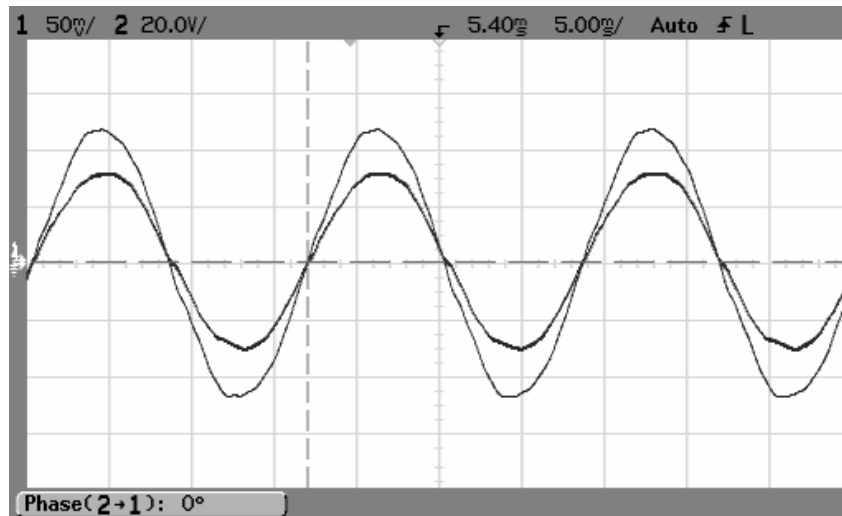


Figura B. 22 – Resultados experimentais. Corrente de entrada do retificador e tensão da rede na fase a . Retificador operando com $FD \cong 1$. Escala Horizontal: 5 ms/div. Escala Vertical das correntes: 5 A/div. Escala Vertical da tensão: 20V/div.

B.4 Desacoplamento por Retroação de Estados e Servo Controlador no eixo q

B.4.1 Introdução

De modo a simplificar o projeto do controlador proposto anteriormente, nesta seção é proposto um novo controlador, o qual também utiliza o método de desacoplamento por retroação de estados no domínio discreto, porém o controle da malha de corrente não necessita de um servo controlador adicional para o eixo d , o que diminui a complexidade do algoritmo. Sendo somente adicionado um servo controlador no eixo q da malha interna de corrente, a fim de garantir fator de potência próximo ao unitário entre as tensões da rede e correntes de entrada do retificador.

Em substituição ao servo controlador no eixo d , será proposta uma realimentação de estados para compensação do distúrbio da rede, a fim de compensar a influência da rede sobre as correntes de entrada do retificador.

B.4.2 Descrição do Projeto do Controlador Proposto para o Controle das Correntes de Entrada do Retificador PWM Trifásico

O projeto do controlador proposto é realizado da mesma forma para o caso do controlador apresentado na seção anterior, no que se refere aos itens B.3.2 e B.3.3. Cabe ressaltar que a obtenção da equação que representa o comportamento dinâmico do retificador PWM trifásico em tempo discreto dada na equação (3.13), bem como a utilização do desacoplamento por retroação de estados e obtenção da função de transferência desacoplada dada na equação (B. 31) é obtida de forma semelhante.

Logo, o controlador aqui proposto será analisado a partir da realimentação de estados para compensação do distúrbio da rede em substituição a utilização de um servo controlador para o eixo d e após é realizado o projeto do servo controlador para o eixo q .

B.4.3 Realimentação de Estados para Compensação do Distúrbio da Rede

Com o objetivo de garantir uma adequada magnitude nas correntes de entrada do retificador PWM trifásico e por sua vez uma adequada transferência de potência ativa da rede para a carga será proposta uma realimentação para compensação da rede considerada como distúrbio na planta em questão.

Esta compensação tem por base a realimentação do vetor de estados da rede multiplicado por uma matriz de ganho, \mathbf{R}_p , conforme mostrado na Figura B. 23.

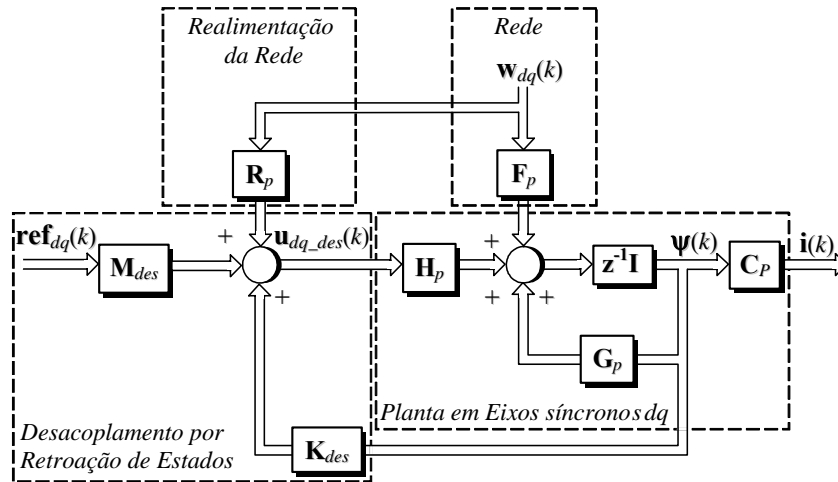


Figura B. 23 – Diagrama em blocos do sistema em eixos síncronos dq incluindo as matrizes de desacoplamento e de compensação do distúrbio da rede.

Tal matriz, \mathbf{R}_p , pode ser obtida redefinindo a equação (B. 28) agregando a esta a parcela referente à realimentação de estados e desprezando a parcela relativa a $\mathbf{ref}_{dq}(k)$, ou seja, $\mathbf{ref}_{dq}(k)=[0 \ 0]^T$, tem-se:

$$\mathbf{u}_{dq_des}(k) = \mathbf{K}_{des} \boldsymbol{\psi}_{dq}(k) + \mathbf{R}_p \mathbf{w}_{dq}(k). \quad (\text{B. 52})$$

Então, substituindo a equação (B. 52) na equação (B. 27), obtém-se a seguinte equação de estados:

$$\boldsymbol{\psi}_{dq}(k+1) = \mathbf{G}_p \boldsymbol{\psi}_{dq}(k) + \mathbf{H}_p [\mathbf{K}_{des} \boldsymbol{\psi}_{dq}(k) + \mathbf{R}_p \mathbf{w}_{dq}(k)] + \mathbf{F}_p \mathbf{w}_{dq}(k), \quad (\text{B. 53})$$

Considerando a hipótese de projeto que em regime permanente as tensões da rede são equilibradas e que, devido a este fato, geralmente, as tensões da rede em eixos síncronos variam lentamente, podendo ser consideradas constantes em um intervalo de amostragem. Então as seguintes aproximações são válidas $\mathbf{w}_{dq}(k+1) \cong \mathbf{w}_{dq}(k) \cong \mathbf{w}_c$ e $\boldsymbol{\psi}_{dq}(k+1) \cong \boldsymbol{\psi}_{dq}(k) \cong \boldsymbol{\psi}_c$, onde \mathbf{w}_c e $\boldsymbol{\psi}_c$ são valores constantes.

Logo, a equação (B. 53) pode ser reescrita como:

$$\boldsymbol{\psi}_c = \mathbf{G}_p \boldsymbol{\psi}_c + \mathbf{H}_p [\mathbf{K}_{des} \boldsymbol{\psi}_c + \mathbf{R}_p \mathbf{w}_c] + \mathbf{F}_p \mathbf{w}_c, \quad (\text{B. 54})$$

onde,

$$\boldsymbol{\psi}_c = \begin{bmatrix} 0 & 0 & u_{d_c} & u_{q_c} \end{bmatrix}^T, \quad \mathbf{w}_c = \begin{bmatrix} w_{c_d} & w_{c_q} \end{bmatrix}^T \quad \text{e} \quad \mathbf{R}_p = \begin{bmatrix} r_{11} & r_{12} \\ r_{21} & r_{22} \end{bmatrix} \quad (\text{B. 55})$$

Ainda, isolando a parcela onde se encontra a matriz \mathbf{R}_p na equação (B. 54), tem-se:

$$\left[\mathbf{I}_c - (\mathbf{G}_p + \mathbf{H}_p \mathbf{K}_{des}) \right] \boldsymbol{\psi}_c - \mathbf{F}_p \mathbf{w}_c = \mathbf{H}_p \mathbf{R}_p \mathbf{w}_c, \quad (\text{B. 56})$$

Agora, fazendo as devidas substituições das matrizes já anteriormente definidas \mathbf{G}_p , \mathbf{H}_p , \mathbf{F}_p , \mathbf{K}_{des} , $\boldsymbol{\psi}_c$ e \mathbf{w}_c , as quais foram obtidas nas equações (B.18), (B. 25) e (B. 26) e substituindo na equação (B. 56) torna-se:

$$\begin{bmatrix} \frac{T_s}{L_f} \frac{V_{base}}{I_{base}} u_{d_c} \\ \frac{V_{base}}{I_{base}} u_{q_c} \\ 2u_{d_c} + \omega T_s u_{q_c} \\ -\omega T_s u_{d_c} + 2u_{q_c} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} \frac{T_s}{L_f} \frac{V_{base}}{I_{base}} w_{d_c} \\ \frac{T_s}{L_f} \frac{V_{base}}{I_{base}} w_{q_c} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ r_{11} w_{d_c} + r_{12} w_{q_c} \\ r_{21} w_{d_c} + r_{22} w_{q_c} \end{bmatrix}, \quad (\text{B. 57})$$

Logo, pode-se simplificar a equação (B. 57), obtendo-se:

$$\begin{bmatrix} \frac{T_s}{L_f} \frac{V_{base}}{I_{base}} (u_{d_c} - w_{d_c}) \\ \frac{T_s}{L_f} \frac{V_{base}}{I_{base}} (u_{q_c} - w_{q_c}) \\ 2u_{d_c} + \omega T_s u_{q_c} \\ -\omega T_s u_{d_c} + 2u_{q_c} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ r_{11} w_{d_c} + r_{12} w_{q_c} \\ r_{21} w_{d_c} + r_{22} w_{q_c} \end{bmatrix}, \quad (\text{B. 58})$$

A equação (B. 58) pode ser reescrita a partir de um conjunto de quatro equações, ou seja,

$$\begin{aligned} \frac{T_s}{L_f} \frac{V_{base}}{I_{base}} (u_{d_c} - w_{d_c}) &= 0 \\ \frac{T_s}{L_f} \frac{V_{base}}{I_{base}} (u_{q_c} - w_{q_c}) &= 0 \\ 2u_{d_c} + \omega T_s u_{q_c} &= r_{11} w_{d_c} + r_{12} w_{q_c} \\ -\omega T_s u_{d_c} + 2u_{q_c} &= r_{21} w_{d_c} + r_{22} w_{q_c} \end{aligned} \quad (\text{B. 59})$$

onde as quatro incógnitas são relacionadas aos coeficientes da matriz \mathbf{R}_p .

Solucionando os dois primeiros conjuntos de equações tem-se que:

$$\begin{aligned} u_{d_c} &= w_{d_c} \\ u_{q_c} &= w_{q_c} \end{aligned}, \quad (\text{B. 60})$$

Ainda, considerando que a rede é equilibrada, $w_{q_c}=0$. Logo, $u_{q_c}=0$. Então, a partir da equação (B. 60) serão solucionados os dois últimos conjuntos de equações em (B. 59), obtendo-se:

$$\begin{aligned} 2w_{d_c} &= r_{11}w_{d_c} ; \\ -\omega T_s w_{d_c} &= r_{21}w_{d_c} ; \\ r_{12} &= 0 ; \\ r_{22} &= 0 . \end{aligned} \quad (\text{B. 61})$$

Logo, a matriz de ganho \mathbf{R}_p é dada por:

$$\mathbf{R}_p = \begin{bmatrix} 2 & 0 \\ -\omega T_s & 0 \end{bmatrix}. \quad (\text{B. 62})$$

A partir da definição de \mathbf{R}_p , é possível definir um novo vetor de ação de controle, o qual inclui a realimentação de estados para a compensação do distúrbio da rede, sendo dado por:

$$\mathbf{u}_{dq_des}(k) = \mathbf{K}_{des} \boldsymbol{\psi}_{dq}(k) + \mathbf{M}_{des} \mathbf{ref}_{dq}(k) + \mathbf{R}_p \mathbf{w}_{dq}(k). \quad (\text{B. 63})$$

A seguir, com o intuito de garantir que o retificador PWM trifásico opere com fator de potência unitário mesmo quando ocorram variações paramétricas na planta, um servo controlador para a malha de corrente no eixo q será proposto.

B.4.4 Projeto do Servo Controlador para o Controle da Corrente de Eixo de Quadratura

O servo controlador utilizado para o controle da corrente de eixo q , é realizado, a fim de garantir fator de potência próximo ao unitário para o controlador proposto, e é

formado por uma retroação de estados e um controle integral, conforme apresentado na Figura B. 24.

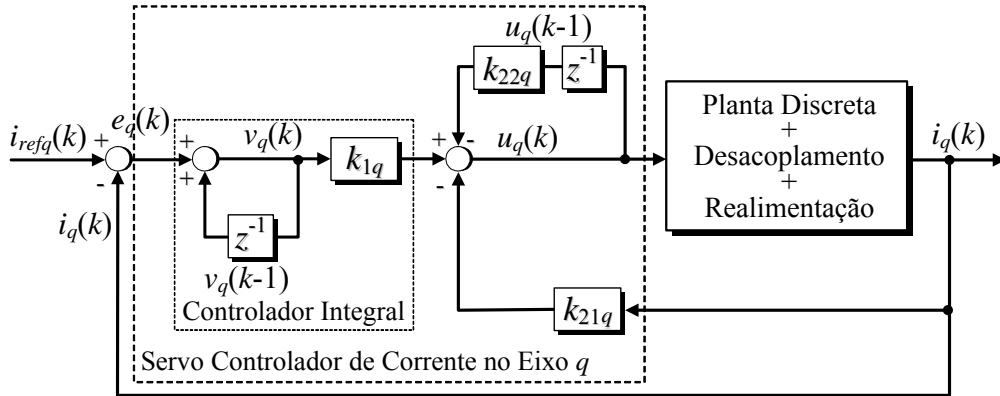


Figura B. 24 – Representação por diagrama de blocos do sistema servo utilizado para controle da corrente de eixo síncrono q .

Desta forma, definindo a função de transferência entre as correntes do retificador i_q e a referência de corrente i_{refq} para a componente de eixo q no domínio z , na equação (B. 31), ou seja,

$$G_q = \frac{i_q(z)}{i_{refq}(z)} = \frac{1}{z^2}. \quad (B. 64)$$

Logo, a fim de obter a equação do servo controlador, faz-se necessário definir a equação de estado da função de transferência dada na equação (B. 64). Esta é obtida considerando que:

$$Y(z) = i_q(z) \text{ e } U(z) = i_{refq}(z), \quad (B. 65)$$

e multiplicando a equação (B.64) por $X(z)/X(z)$, tem-se:

$$\frac{Y(z)}{U(z)} = \frac{1}{z^2} \frac{X(z)}{X(z)}. \quad (B. 66)$$

Assim,

$$Y(z) = X(z) ; U(z) = z^2 X(z); \quad (B. 67)$$

e, considerando que,

$$X_1(z) = zX(z); \quad (\text{B. 68})$$

tem-se:

$$U(z) = zX_1(z); \quad (\text{B. 69})$$

Agora, convertendo as equações (B. 67), (B. 68) e (B. 69) por equações diferença, obtém-se que:

$$x_q(k+1) = x_{1q}(k); \quad x_{1q}(k+1) = u_q(k); \quad y_q(k) = x_q(k); \quad (\text{B. 70})$$

Logo, a equação de estados no domínio discreto resultante para a componente de eixo de quadratura torna-se:

$$\mathbf{x}_q(k+1) = \mathbf{G}_q \mathbf{x}_q(k) + \mathbf{H}_q u_q(k); \quad (\text{B. 71})$$

$$y_q(k) = \mathbf{C}_q \mathbf{x}_q(k); \quad (\text{B. 72})$$

onde,

$$\mathbf{G}_q = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}; \quad \mathbf{H}_q = \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix}; \quad \mathbf{C}_q = [1 \quad 0]; \quad \mathbf{x}_q(k) = \begin{bmatrix} x_q(k) \\ x_{1q}(k) \end{bmatrix}; \quad (\text{B. 73})$$

Agora, considerando a equação de estado do integrador para a componente de eixo q dada por:

$$v_q(k) = v_q(k-1) + i_{refq}(k) - y_q(k); \quad (\text{B. 74})$$

onde: $v_q(k)$, $r_q(k)$ e $e_q(k)$ são as variáveis de erro atuante e de comando respectivamente.

Reescrevendo a equação (B. 74), tem-se:

$$v_q(k+1) = v_q(k) + i_{refq}(k+1) - y_q(k+1); \quad (\text{B. 75})$$

Então, a partir das matrizes da equação de estados obtidas na equação (B. 73) e da equação (B. 75), obtém-se:

$$v_q(k+1) = v_q(k) + i_{refq}(k+1) - \mathbf{C}_q [\mathbf{G}_q \mathbf{x}_q(k) + \mathbf{H}_q u_q(k)]; \quad (\text{B. 76})$$

ainda,

$$v_q(k+1) = -\mathbf{C}_q \mathbf{G}_q \mathbf{x}_q(k) + v_q(k) - \mathbf{C}_q \mathbf{H}_q u_q(k) + i_{refq}(k+1); \quad (\text{B. 77})$$

A variável de controle é dada por:

$$u_q(k) = -\begin{bmatrix} k_{21q} & k_{22q} \end{bmatrix} \mathbf{x}_q(k) + k_{1q} v_q(k); \quad (\text{B. 78})$$

onde, os parâmetros de projeto são os ganhos k_{1q} , k_{21q} e k_{22q} , e $\mathbf{x}_q(k) = \begin{bmatrix} i_q(k) & u_q(k-1) \end{bmatrix}^T$.

O procedimento de projeto para a obtenção dos ganhos para o controlador de corrente proposto utilizando a abordagem de alocação de pólos é o mesmo apresentado para o caso proposto na seção anterior, o qual foi descrito no ANEXO F.

Logo, a partir do projeto do servo controlador e obtenção da componente de ações de controle para o eixo de quadratura conforme equação (B. 78), será agora definido um novo vetor formado pela referência de eixo direto e ação de controle de eixo de quadratura, ou seja,

$$\mathbf{u}_{dq}(k) = \begin{bmatrix} ref_{id}(k) & u_{iq}(k) \end{bmatrix}^T, \quad (\text{B. 79})$$

e reportando-se a Figura B. 13 é possível substituir $\mathbf{ref}_{dq}(k)$ na equação (B. 29), pelo novo vetor dado na equação (B. 79), assim:

$$\mathbf{ref}_{dq}(k) = \mathbf{u}_{dq}(k). \quad (\text{B. 80})$$

A fim de verificar o desacoplamento das correntes em eixos síncronos dq , bem como a resposta transitória do controlador agora incluindo a dinâmica relacionada ao servo controlador no eixo q e desprezando o distúrbio da rede, foi realizada uma simulação no domínio discreto, cujos resultados são apresentados na Figura B. 25, onde foram aplicados um degrau na referência de corrente no eixo d e no eixo q , observa-se por esta figura a diferença na resposta transitória para ambos os eixos. Sendo que para o eixo d a resposta obtida é de tempo mínimo conforme foi mostrado anteriormente na Figura B.14.

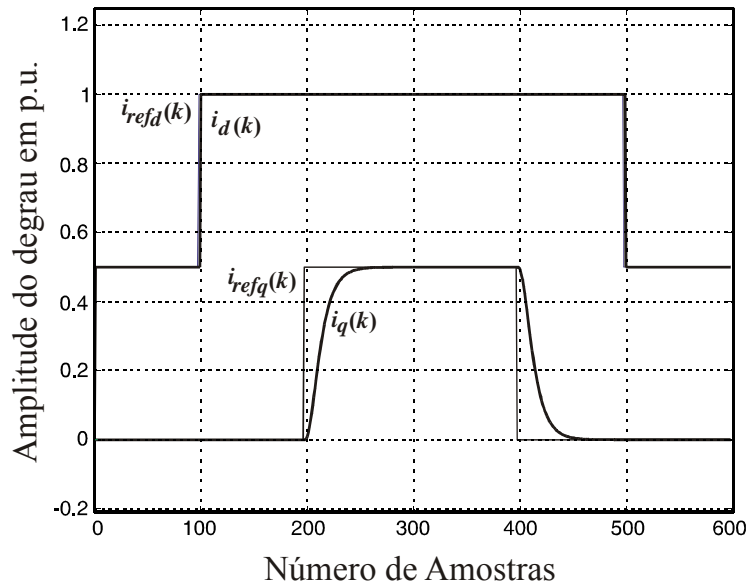


Figura B. 25 – Resultado de simulação do controlador para a malha de corrente com aplicação de um degrau em $i_{refd}(k)$ e $i_{refq}(k)$ considerando o projeto do servo controlador no eixo q .

B.4.4 Resultados Experimentais

A Figura B. 26 apresenta as tensões da rede e a corrente de entrada em uma das fases do retificador, onde as tensões apresentam uma $THD_v=2,5\%$ e $TD_v=5,8\%$. A Figura B. 27 apresenta uma das tensões de fase da rede e as correntes de entrada do retificador PWM, onde as correntes apresentam uma $THD_i=5,82\%$ e uma $TD_i=1,55\%$. A Figura B. 28 mostra a aplicação de um degrau na referência na malha interna das correntes de entrada do retificador, onde é observada a resposta transitória deste controlador. A Figura B. 29 apresenta a tensão e corrente em uma das fases do retificador PWM (fase a), onde se observa a operação, do mesmo, com fator de deslocamento próximo ao unitário.

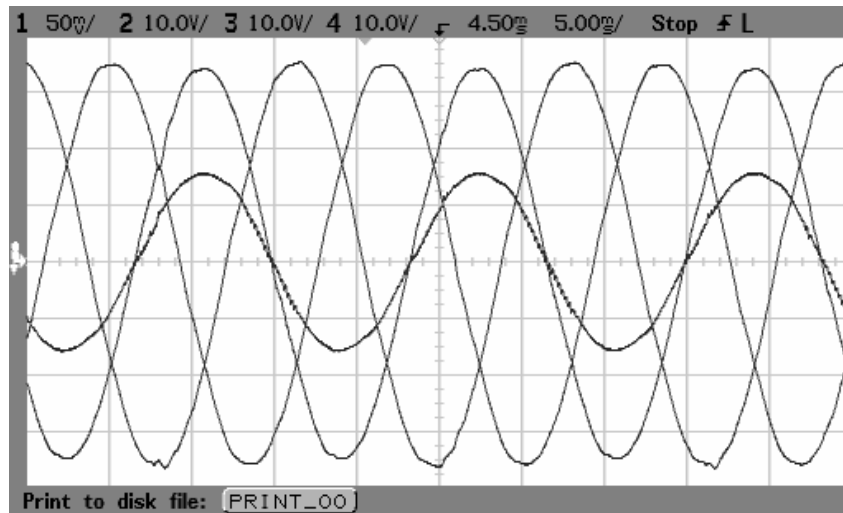


Figura B. 26 – Resultados experimentais. Tensões da rede e corrente de entrada do retificador na fase *a*. Tensões com $THD_v=2,5\%$ e $TD_v=5,8\%$. Escala Horizontal: 5 ms/div. Escala Vertical das correntes: 5 A/div. Escala Vertical da tensão: 10V/div.

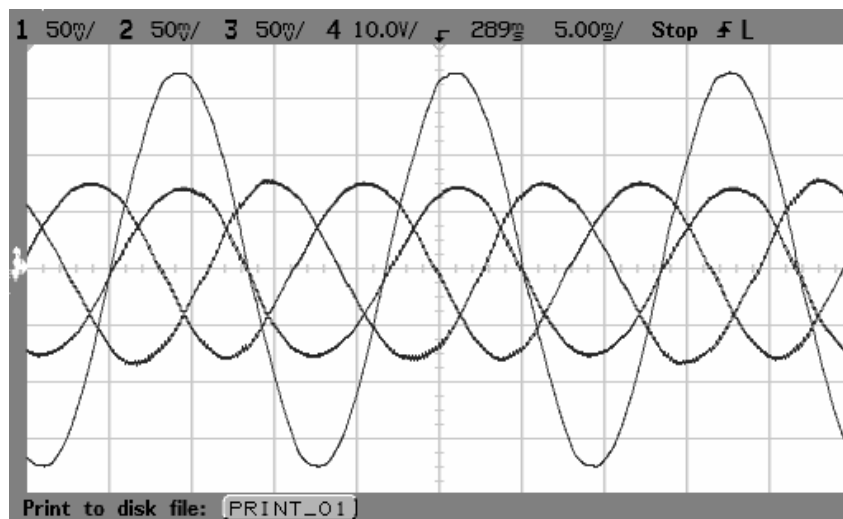


Figura B. 27 – Resultados experimentais. Correntes de entrada do retificador e tensão da rede na fase *a*. Correntes com $THD_i=5,82\%$ e uma $TD_i=1,55\%$. Escala Horizontal: 5 ms/div. Escala Vertical das correntes: 5 A/div. Escala Vertical da tensão: 10V/div.

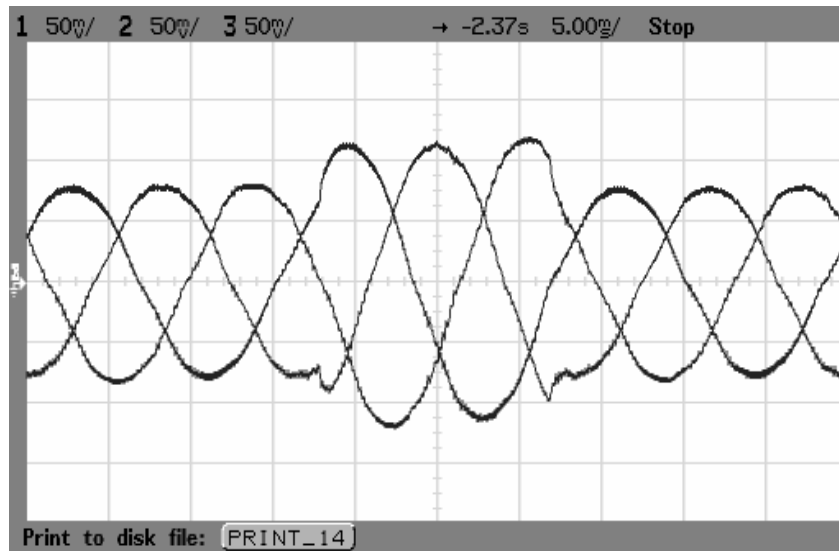


Figura B. 28 – Resultados experimentais. Correntes trifásicas na entrada do retificador com um degrau na referência de corrente de eixo direto, ou seja, i_{refd} variando de 0,7 pu a 1,2 pu. Escala Horizontal: 5 ms/div. Escala Vertical: 5 A/div.

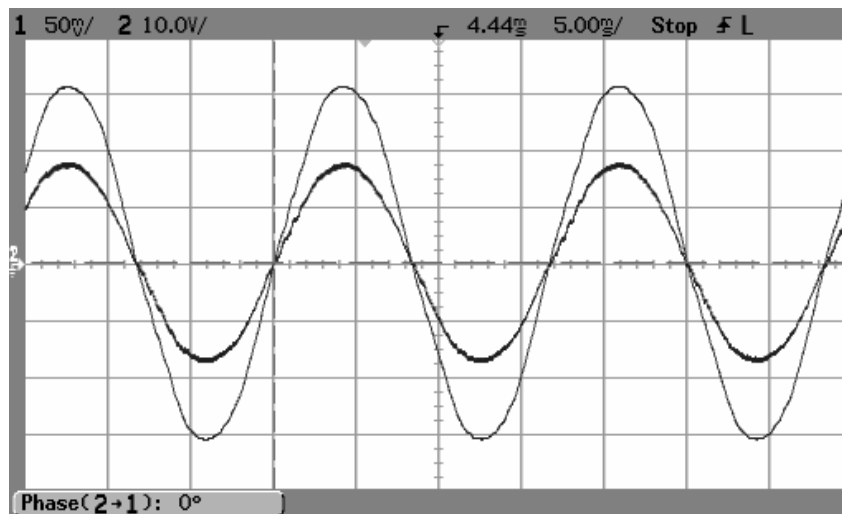


Figura B. 29 – Resultados experimentais. Corrente de entrada do retificador e tensão da rede na fase a . Retificador operando com $FD \cong 1$. Escala Horizontal: 5 ms/div. Escala Vertical das correntes: 5 A/div. Escala Vertical da tensão: 10V/div.

B.5 Controlador de Corrente com Resposta de Tempo Mínimo

B.5.1 Introdução

O controlador com resposta de tempo mínimo foi apresentado com mais detalhes no Capítulo 4. Este se destaca, principalmente, pela sua simplicidade [40], pois as ações de controle encontram-se no sistema de coordenadas $\alpha\beta$, o traz como vantagem o reduzido tempo de execução do algoritmo quando implementado em processadores digitais de sinais. Além disso, por operar eixos estacionários $\alpha\beta$, a partir da modelagem do retificador PWM trifásico realizado no ANEXO C, este sistema encontra-se desacoplado. Entretanto, este pode ter sua margem de estabilidade reduzida caso haja variação ou incertezas nos parâmetros do retificador [67]. Além disso, para a aplicação em retificadores PWM a resposta de tempo mínimo não é uma característica primordial. Devido a uma larga banda passante deste controlador as correntes de entrada do retificador PWM apresentam elevada distorção harmônica quando comparadas às demais técnicas aqui apresentadas. A Figura B.30 apresenta o diagrama de blocos deste controlador, semelhante ao apresentado no Capítulo 4, considerando somente os sistemas de coordenadas $\alpha\beta$.

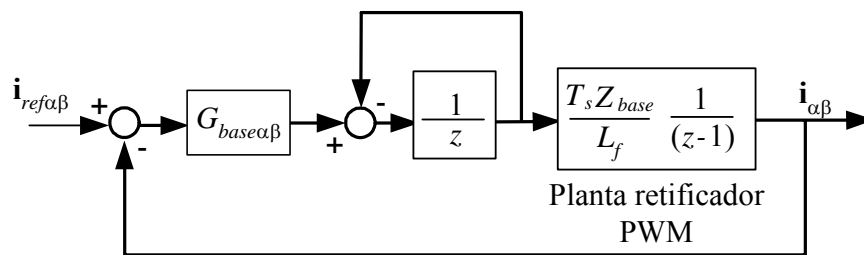


Figura B. 30 – Diagrama de blocos do controlador de tempo mínimo e planta do retificador PWM em coordenadas $\alpha\beta$.

Nesta figura representa-se L_f como a indutância modelada, $G_{base\alpha\beta}=Y_{base}(L_f/T_s)$ e $Y_{base}=I_{base}/V_{base}$ são as condutâncias do sistema em coordenadas $\alpha\beta$ e condutância base respectivamente. A Figura B.31 adiciona uma ação *feedforward* para compensação da

presença da rede, considerada como distúrbio na planta, semelhantemente a obtida para o controlador DRC_q .

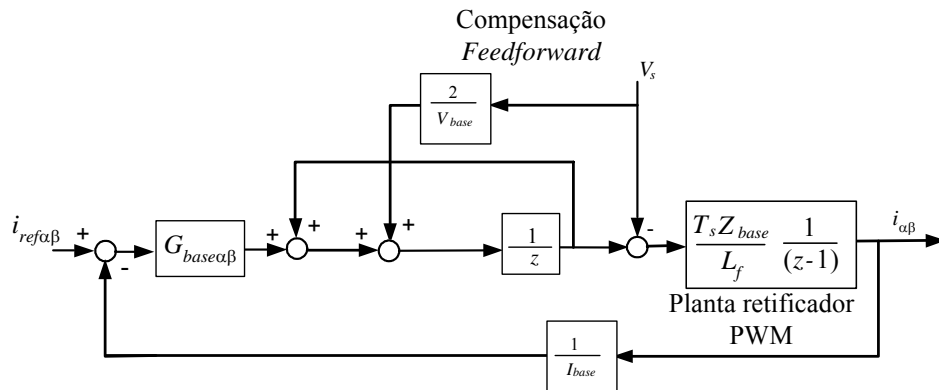


Figura B. 31 – Diagrama de blocos do controlador de tempo mínimo, planta do retificador PWM e compensação *feedforward* em coordenadas $\alpha\beta$.

A equação representativa das ações de controle deste sistema em coordenadas $\alpha\beta$, a partir de [67] e da Figura B.31, é dada por:

$$U_{pwm}(k+1) = G_{base\alpha\beta} [i_{ref}(k) - i(k)] + 2V_s(k) - U_{pwm}(k), \quad (B. 81)$$

B.5.2 Resultados Experimentais

A Figura B.32 apresenta as tensões da rede e a corrente de entrada em uma das fases do retificador, onde as tensões apresentam uma $THD_v = 2,5\%$ e $TD_v = 5,8\%$. A Figura B.33 apresenta uma das tensões de fase da rede e as correntes de entrada do retificador PWM, onde as correntes apresentam uma $THD_i = 6,48\%$ e uma $TD_i = 1,46\%$. A Figura B.34 mostra a aplicação de um degrau na referência na malha interna das correntes de entrada do retificador, onde é observada a resposta transitória deste controlador. A Figura B.35 apresenta a tensão e corrente em uma das fases do retificador PWM (fase *a*), onde se observa a operação, do mesmo, com fator de deslocamento próximo ao unitário.

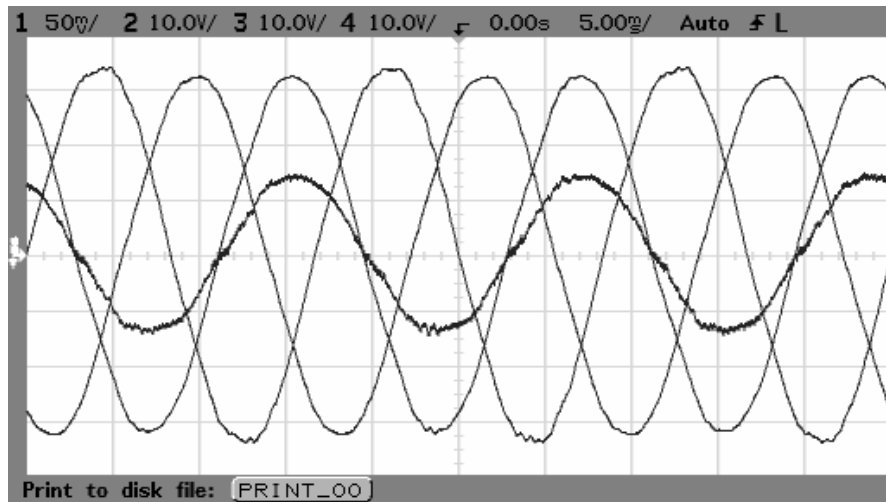


Figura B. 32 – Resultados experimentais. Tensões da rede e corrente de entrada do retificador na fase a . Tensões com $THD_v=2,5\%$ e $TD_v=5,8\%$. Escala Horizontal: 5 ms/div. Escala Vertical das correntes: 5 A/div. Escala Vertical da tensão: 10V/div.

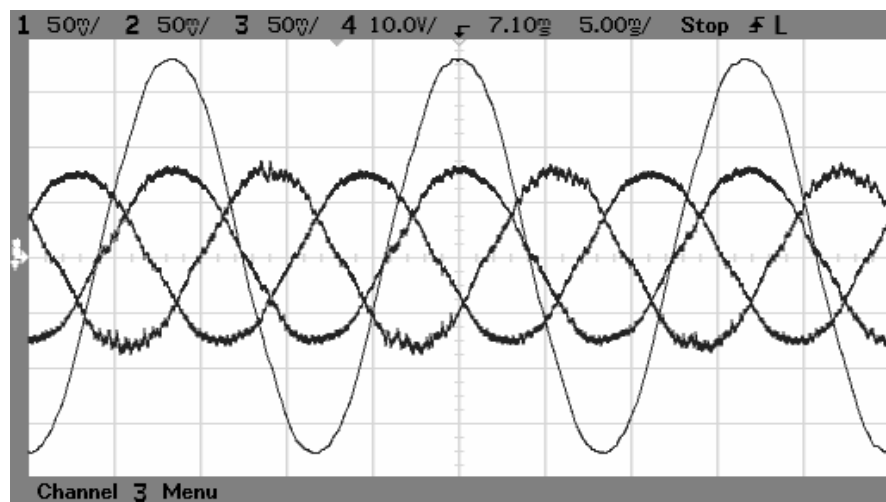


Figura B. 33 – Resultados experimentais. Correntes de entrada do retificador e tensão da rede na fase a . Correntes com $THD_i=6,48\%$ e uma $TD_i=1,46\%$. Escala Horizontal: 5 ms/div. Escala Vertical das correntes: 5 A/div. Escala Vertical da tensão: 10V/div.

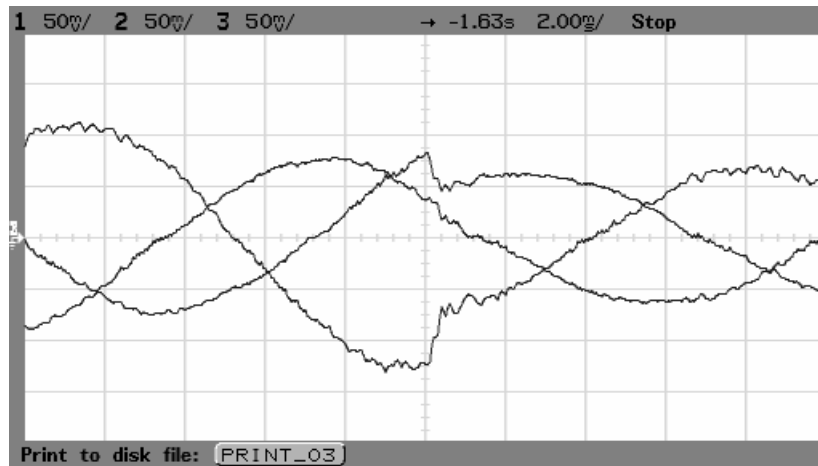


Figura B. 34 – Resultados experimentais. Correntes trifásicas na entrada do retificador com um degrau na referência de corrente de eixo direto, ou seja, i_{refd} variando de 0,7 pu a 1,2 pu. Escala Horizontal: 2 ms/div. Escala Vertical: 5 A/div.

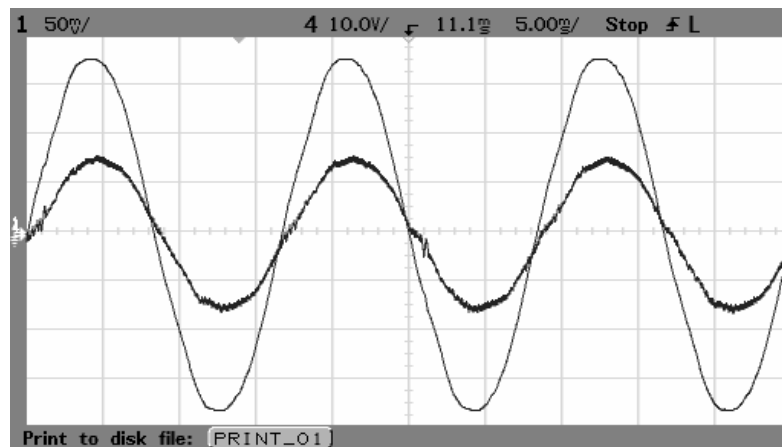


Figura B. 35 – Resultados experimentais. Corrente de entrada do retificador e tensão da rede na fase a . Retificador operando com $FD \cong 1$. Escala Horizontal: 5 ms/div. Escala Vertical das correntes: 5 A/div. Escala Vertical da tensão: 10V/div.

B.6 Controlador de Corrente Ressonante

B.6.1 Introdução

Este controlador destaca-se também por sua simplicidade, assim como o controlador de tempo mínimo previamente definido. Este é fundamentado em um regulador ressonante que assegura erro nulo em regime permanente para referências senoidais e distúrbios, similar a utilização de controladores repetitivos [49]. O controlador ressonante é implementado no sistema de coordenadas $\alpha\beta$, através da utilização de filtros passa-bandas [28, 46] no domínio discreto, como mostrado na Figura B.36. Entretanto, se a frequência da rede variar, este necessita acrescentar em sua implementação um algoritmo de adaptação de frequência, o que incrementará a complexidade do mesmo. Ainda, sua implementação em DSPs de aritmética de ponto fixo em alguns casos pode apresentar *offsets* nos sinais, devido a faixa dinâmica das variáveis [27].

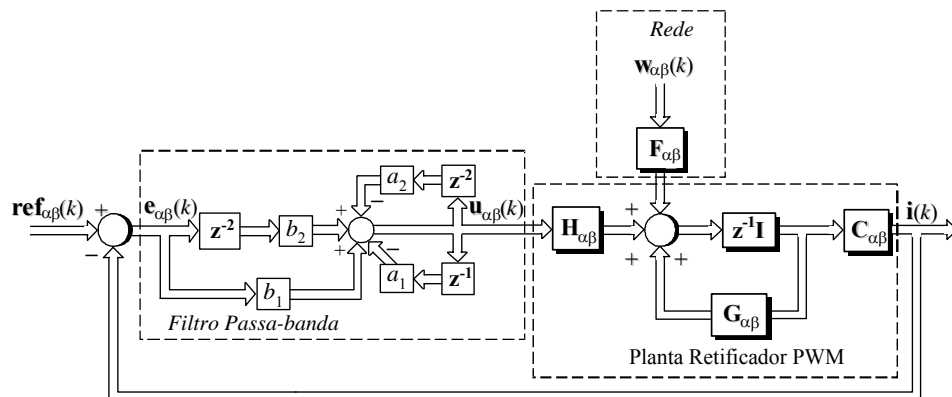


Figura B. 36 – Diagrama de blocos do controlador ressonante e planta do FAPP.

A equação representativa das ações de controle deste sistema em coordenadas $\alpha\beta$, a partir de [46] e Figura B.36, é dada por:

$$\mathbf{u}_{\alpha\beta}(k) = b_1 \mathbf{e}_{\alpha\beta}(k) + b_2 \mathbf{e}_{\alpha\beta}(k-2) - a_1 \mathbf{u}_{\alpha\beta}(k-1) - a_2 \mathbf{u}_{\alpha\beta}(k-2), \quad (\text{B. 82})$$

onde: $\mathbf{e}_{\alpha\beta}(k) = [\text{ref}_{\alpha\beta}(k) - \mathbf{i}_{\alpha\beta}(k)]$ e, b_1 , b_2 , a_1 e a_2 são os coeficientes de projeto dos filtros passa-bandas. O projeto dos coeficientes dos filtros passa-bandas foram baseados no proposto por Ogata [32] e são semelhantes para as coordenadas α e β .

B.6.2 Resultados Experimentais

A Figura B.37 apresenta as tensões da rede e a corrente de entrada em uma das fases do retificador, onde as tensões apresentam uma $THD_v = 2,5\%$ e $TD_v = 5,8\%$. A Figura B.38 apresenta uma das tensões de fase da rede e as correntes de entrada do retificador PWM, onde as correntes apresentam uma $THD_i = 4,2\%$ e uma $TD_i = 1,51\%$. A Figura B.39 mostra a aplicação de um degrau na referência na malha interna das correntes de entrada do retificador, onde é observada a resposta transitória deste controlador. A Figura B.40 apresenta a tensão e corrente em uma das fases do retificador PWM (fase a), onde se observa a operação, do mesmo, com fator de deslocamento próximo ao unitário.

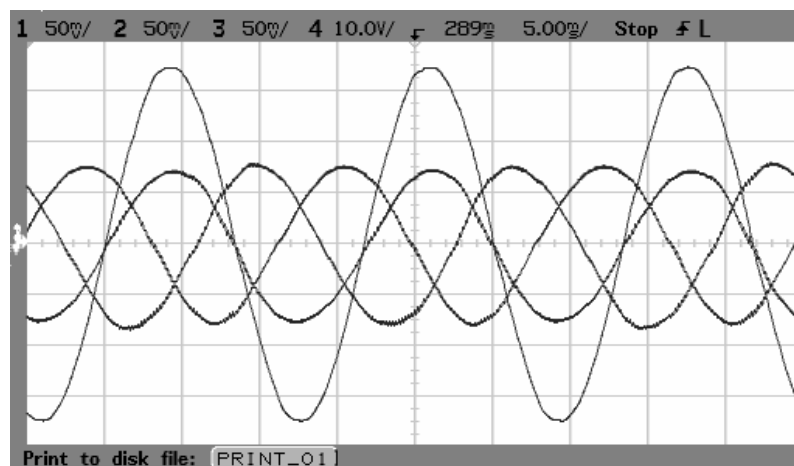


Figura B. 37 – Resultados experimentais. Tensões da rede e corrente de entrada do retificador na fase a . Tensões com $THD_v = 2,5\%$ e $TD_v = 5,8\%$. Escala Horizontal: 5 ms/div. Escala Vertical das correntes: 5 A/div. Escala Vertical da tensão: 10V/div.

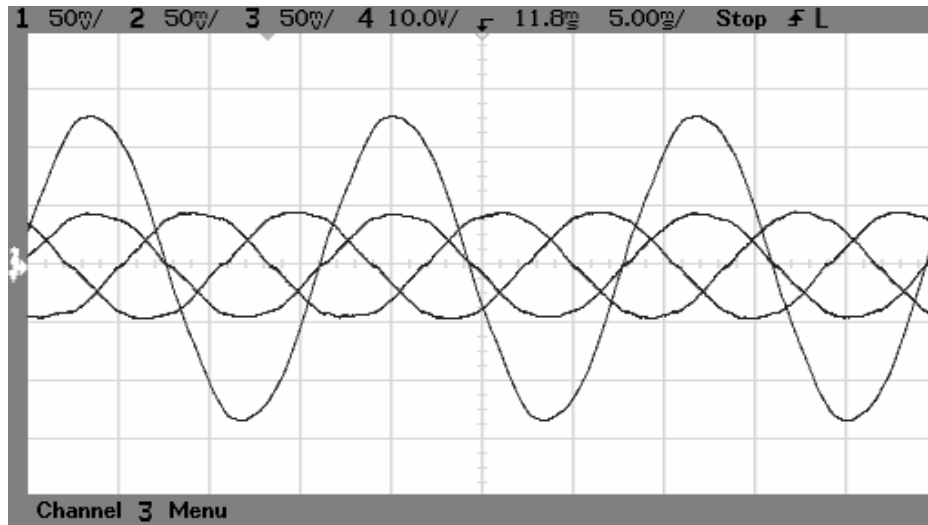


Figura B. 38 – Resultados experimentais. Correntes de entrada do retificador e tensão da rede na fase a . Correntes com $THD_i=4,2\%$ e uma $TD_i=1,92\%$. Escala Horizontal: 5 ms/div. Escala Vertical das correntes: 5 A/div. Escala Vertical da tensão: 10V/div.

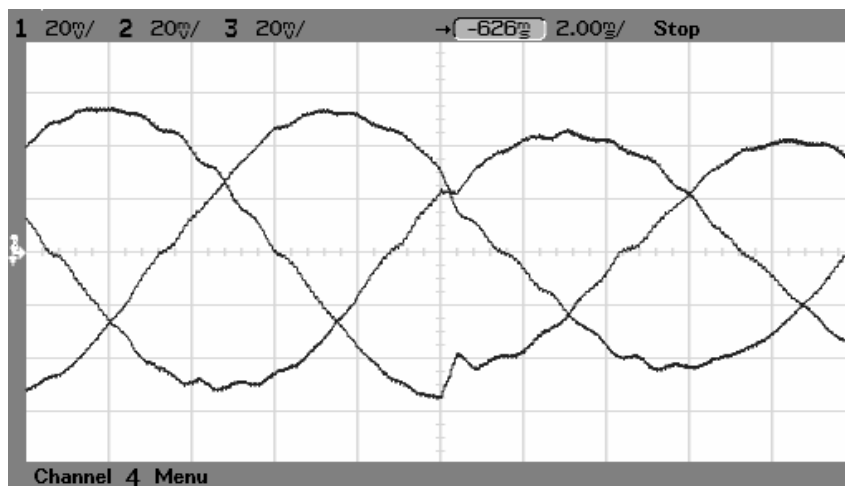


Figura B. 39 – Resultados experimentais. Correntes trifásicas na entrada do retificador com um degrau na referência de corrente de eixo direto, ou seja, i_{refd} variando de 0,7 pu a 1,2 pu. Escala Horizontal: 2 ms/div. Escala Vertical: 5 A/div.

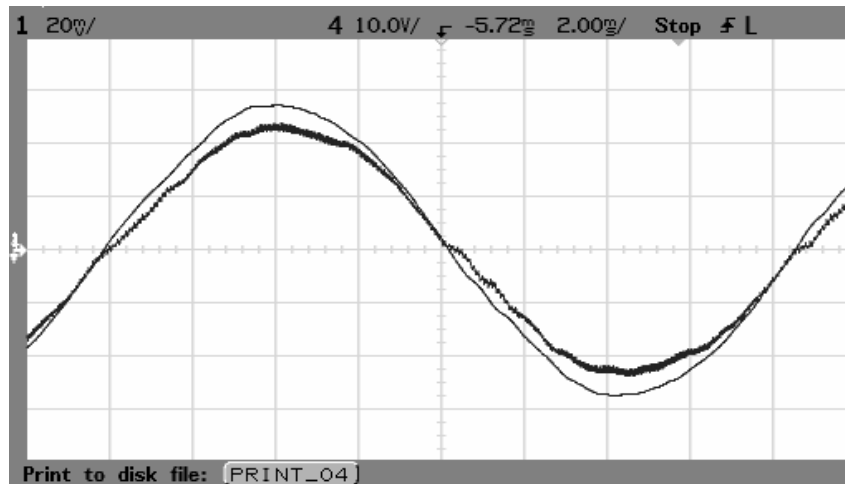


Figura B. 40 – Resultados experimentais. Corrente de entrada do retificador e tensão da rede na fase a . Retificador operando com $FD \cong 1$. Escala Horizontal: 5 ms/div. Escala Vertical das correntes: 2 A/div. Escala Vertical da tensão: 10V/div.

B.7 Análise Comparativa

Esta seção apresenta a análise comparativa entre as seis técnicas de controle de corrente com base nos critérios de comparação estabelecidos no Capítulo 3. Inicialmente, os resultados obtidos neste anexo serão utilizados para os critérios de fator de deslocamento, fator de potência, taxa de desequilíbrio e THD_i nas correntes de entrada do retificador, esforço computacional e valor *rms* do sinal de erro. Além disso, alguns destes critérios serão investigados, considerando a presença de desequilíbrio e distorções harmônicas nas tensões da rede.

B.7.1 Justificativa da Análise Comparativa

A comparativa proposta justifica-se, na medida em que, visa apresentar as vantagens e desvantagens das técnicas de controle de corrente aplicadas em retificadores

PWM trifásicos alimentados em tensão, fundamentando esta comparação pela utilização dos critérios de comparação pré-definidos. Estes critérios avaliam e indicam qual ou quais são as técnicas mais apropriadas para a aplicação em questão e considerando ainda condições adversas nas tensões da rede.

B.8 Análise Comparativa dos Controladores de Corrente

Com base nos critérios de comparação escolhidos e nos resultados experimentais obtidos, tabelas e gráficos foram utilizados a fim de que seja apresentada de forma simples esta análise comparativa. Esta análise utilizou o ambiente do software MatLab[®]. Sob as condições apresentadas nos resultados experimentais deste anexo, onde as tensões da rede apresentam desequilíbrio e distorções e utilizando os critérios de comparação definidos no Capítulo 3, obtiveram-se os valores das grandezas relacionadas aos critérios de FD , FP , TD_i , THD_i , EC e valor rms do sinal de erro conforme Tabela B.2.

Tabela B.2 - Valores obtidos para os critérios de comparação estabelecidos FD , FP , TDC_i , THD_i , EC e valor rms do erro.

Técnicas de Controle	CC_{PI}	CP_{PI}	DSC_{dq}	DRC_q	DBT	RST
Critérios						
FD	0,999	0,999	0,999	0,999	0,998	0,998
FP	0,999	0,999	0,999	0,999	0,981	0,981
TD_i (%)	1,52	1,74	1,53	1,55	1,46	1,52
THD_i (%)	5,14	5,53	5,40	5,82	6,48	4,20
EC em N° de instruções	280	287	288	283	145	120
Valor rms do sinal de erro (%)	1	1	1	1	10	5

*Considerando a implementação das técnicas de controle de corrente no DSP TMS320F241.

Estes valores foram obtidos a partir da análise somente das malhas de corrente para cada respectivo controlador, sendo que as referências para estas malhas foram fixadas em valores constantes.

B.8. Análise Comparativa dos Controladores de Corrente Considerando Desequilíbrio e Harmônicos nas Tensões da Rede

Considerando a presença de desequilíbrio e distorções harmônicas nas tensões da rede a seguir serão apresentados resultados em relação as correntes de entrada do retificador PWM trifásico com a utilização do método de sincronização *MSRF*.

A Figura B. 41 apresenta as curvas relativas aos efeitos do desequilíbrio nas tensões da rede sobre as correntes de entrada do retificador PWM. É possível observar que, à medida que, o desequilíbrio de tensão aumenta o desequilíbrio nas correntes também aumenta, sendo que o controlador CP_{PI} apresenta um desempenho melhor se comparado com os demais controladores, ou seja, com menor desequilíbrio das correntes do retificador PWM. Já o controlador *DBT* apresenta um desempenho ligeiramente pior se comparado com os outros controladores.

A Figura B. 42 apresenta as curvas relativas ao desempenho dos controladores em termos de THD_i na presença de desequilíbrio nas tensões da rede, situação onde o controlador CP_{PI} apresenta o pior desempenho e o *DBT* apresenta o melhor desempenho em termos de THD nas correntes de entrada do retificador PWM se comparado aos demais controladores estudados.

A Figura B. 43 apresenta as curvas relativas ao desempenho dos controladores em termos de THD_i na presença de distorções harmônicas nas tensões da rede. As harmônicas consideradas neste caso são a 5^a, 7^a e 11^a com mesma amplitude. O controlador DSC_{dq} apresenta o melhor desempenho e o controlador *RST* é o que apresenta o pior desempenho.

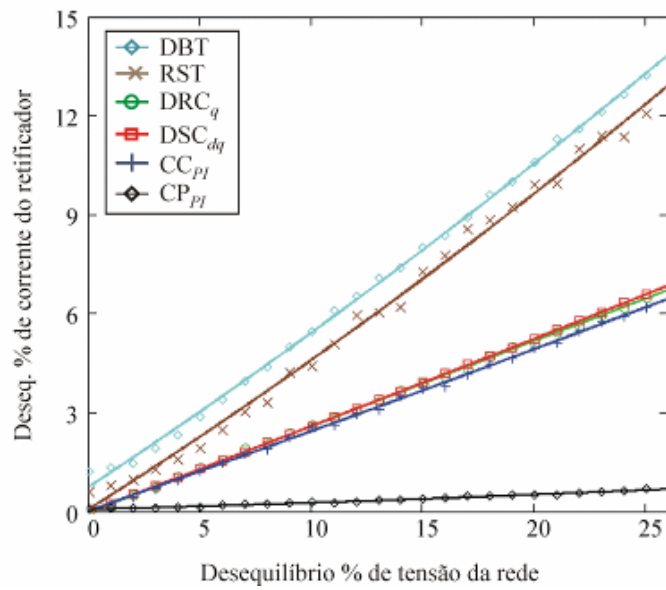


Figura B. 41 – Gráfico que apresenta as curvas relativas ao desequilíbrio percentual nas correntes de entrada do retificador PWM devido à presença de desequilíbrios nas tensões da rede com a utilização método de sincronização *NPSF*.

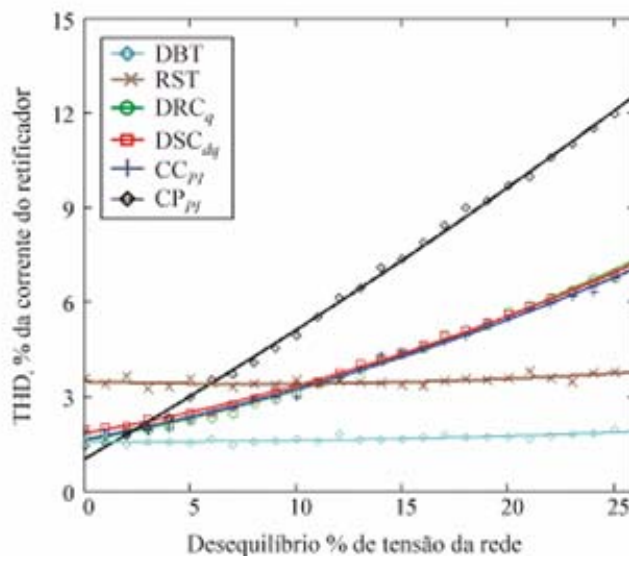


Figura B. 42 – Gráfico que apresenta as curvas relativas à taxa de distorção harmônica total em percentagem nas correntes de entrada do retificador PWM devido à presença de desequilíbrios nas tensões da rede com a utilização método de sincronização *MSRF*.

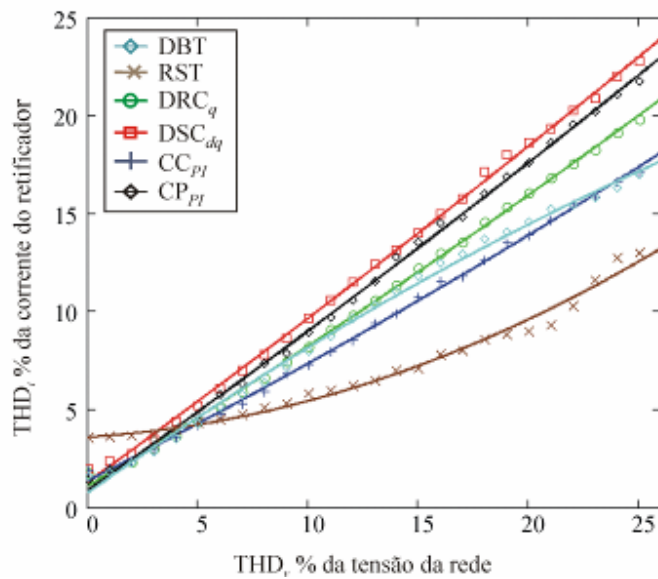


Figura B. 43 – Gráfico que apresenta as curvas relativas à taxa de distorção harmônica total em percentagem nas correntes de entrada do retificador PWM devido à presença de distorções harmônicas nas tensões da rede (5^a, 7^a e 11^a harmônica) com a utilização método de sincronização *MSRF*.

A Tabela B.3 resume a análise comparativa realizada para as seis técnicas de controle de corrente, onde seis índices foram escolhidos para representar qual das técnicas comparadas apresenta o melhor ou o pior desempenho em ordem crescente de pior desempenho. O critério de esforço computacional (número de instruções) foi obtido a partir da implementação das técnicas de controle em um DSP TMS320F241 com aritmética de ponto fixo, cuja implementação foi descrita no Capítulo 5.

TABELA B.3 - ANÁLISE COMPARATIVA PARA AS SEIS TÉCNICAS DE CONTROLE DE CORRENTE APLICADAS A RETIFICADORES PWM TRIFÁSICOS

Critérios	FD	FP	$TDC_f(\%)$	THD_i (%) nas correntes de entrada do retificador PWM sobre		Nº de Instruções	Valor rms do erro do sinal
				Desequilíbrio nas tensões da rede	Distorções harmônicas nas tensões da rede		
CC_{PI}	1º	1º	2º	2º	4º	3º	1º
CP_{PI}	1º	1º	6º	1º	2º	4º	1º
DSC_{dq}	1º	1º	3º	3º	1º	6º	1º
DRC_q	1º	1º	4º	4º	3	5º	1º
DBT	2º	2º	1º	6º	5º	2º	3º
RST	2º	2º	2º	5º	6º	1º	2º

Conclusão

Com base na revisão bibliográfica realizada seis (6) técnicas de controle de corrente foram selecionadas:

- 1) Controlador de corrente proporcional-integral (CC_{PI});
- 2) Controlador de potências proporcional-integral (CP_{PI});
- 3) Desacoplamento por retroação de estados e servo controladores nos eixos d e q (DSC_{dq});
- 4) Desacoplamento por retroação de estados e servo controlador no eixo q (DRC_q);
- 5) Controlador de corrente de tempo mínimo em coordenadas $\alpha\beta$ (DBT);
- 6) Controlador ressonante em coordenadas $\alpha\beta$ (RST);

A partir da escolha destas técnicas foram realizado o estudo das mesmas através da obtenção da equação de estados da planta, projeto dos controladores e a obtenção de resultados de simulação e experimentais apresentados neste capítulo e no Anexo B, os quais abordaram a análise da resposta transitória dos controladores e a obtenção de resultados para comparação dentre as técnicas em termos de fator de deslocamento, fator

de potência, TD , THD nas correntes de entrada do retificador PWM, esforço computacional e valor rms do sinal de erro.

As duas primeiras técnicas estudadas apresentam como vantagens a simplicidade de projeto dos controladores PI e reduzido esforço computacional. Sendo a primeira a mais utilizada na literatura. Como desvantagens estas apresentam acoplamento entre as grandezas nos eixos d e q , o qual pode ser verificado nas respostas transitórias das componentes de eixo direto e quadratura na Figura 3.5. Esta resposta transitória depende, principalmente, do projeto dos controladores PI, podendo apresentar maior ou menor sobre-elevação, dependendo da escolha adequada dos ganhos dos controladores. Logo, no projeto destes controladores deve-se tomar um cuidado adicional, visto que as sobre-elevações podem ser significativas em alguns casos, podendo comprometer o funcionamento do retificador PWM na presença de elevados degraus de carga.

A terceira e quarta técnicas foram desenvolvidas no domínio discreto considerando o atraso da implementação digital e aplicadas a retificadores PWM trifásicos. Estas apresentam como características básicas o desacoplamento entre os eixos d e q do sistema síncrono dq , o qual foi escolhido para o desenvolvimento dos controladores, e com este desacoplamento, pode-se tratar o sistema em estudo como sendo dois sistemas SISO independentes. Tal condição torna mais simples o projeto dos controladores servos utilizados. Os servos controladores foram adicionados de forma a garantir uma adequada transferência de potência ativa do lado CA para o CC do retificador PWM e também garantir que o fator de deslocamento seja próximo ao unitário mesmo na presença de incertezas no circuito. Uma desvantagem destes controladores é que os mesmos podem perder a característica de desacoplamento quando variações nos parâmetros da planta ocorram, ou seja, caso haja variações significativas na indutância L_f , visto que, este parâmetro é utilizado nas matrizes de desacoplamento \mathbf{M}_{des} e \mathbf{K}_{des} , tornando o sistema novamente acoplado. Logo, caso se deseje uma resposta transitória com característica de desacoplamento entre os eixos d e q , mesmo considerando variações paramétricas da planta, faz-se necessário a utilização de técnicas de estimação dos parâmetros da planta, porém a utilização destas técnicas não está no

escopo desta Tese. A quinta e sexta técnicas de controle apresentam como vantagens, reduzido número de instruções, o que permite a diminuição no tempo de implementação e execução das rotinas, menor taxa de desequilíbrio de corrente, porém quanto aos demais critérios de comparação apresentam resultados inferiores às demais técnicas em eixos síncronos.

Resultados experimentais foram obtidos utilizando os dois protótipos implementados conforme descrição realizada no Capítulo 5, os quais comprovam os resultados de simulação obtidos e a necessidade de um algoritmo de limitação para a regulação de tensão em um valor desejado. Tais controladores mostram ser facilmente implementados em um DSP de ponto fixo, onde foram utilizando dois tipos de tecnologia de DSP (TMS320F241 e o TMS320F2812) para o controle das grandezas de corrente e tensão.

Os resultados experimentais mostram as diferenças entre os controladores analisados e as Tabelas 3.1 e 3.2 resumem o estudo comparativo realizado e aponta, qual ou quais são os controladores mais indicados para uma determinada característica desejada, ou seja, qual ou quais são as melhores técnicas, entre as estudadas, considerando um determinado critério de comparação escolhido. Por exemplo, a técnica *DBT* apresenta menor taxa de desequilíbrio de corrente, porém apresenta maior *THD* nas correntes de entrada do retificador PWM trifásico. Cabe ressaltar que a banda passante utilizada nos projetos dos controladores é a mesma, conforme definida no Capítulo 3, Anexo B e nos ANEXOS F e H, logo a diferença encontrada em termos *THD_i* nos controladores não é devido a este parâmetro de projeto. Conclui-se que as diferenças em termos de desequilíbrio e *THD_i* nas correntes de entrada do retificador PWM se devem as diferenças entre os controladores utilizados, as diferenças entre as grandezas consideradas (corrente ou potência) e as possíveis não linearidades presentes destes controladores, que sob a presença de distúrbios na rede assumem valores diferenciados para a análise em questão.

Anexo C

Obtenção das Equações de Estado da Planta em Eixos Estacionário e Síncrono

Neste anexo será apresentado em detalhes o procedimento para obtenção das equações de estado da planta em coordenadas abc , $\alpha\beta 0$ e $dq0$.

Equações de Estados da Planta em Coordenadas Estacionárias abc

Com base na Figura 3. 2 que apresenta o diagrama esquemático do circuito simplificado do retificador PWM trifásico, filtro de entrada L_f (e resistência interna R_f) e rede trifásica, onde a rede é assumida ser equilibrada e sem distorções para o projeto dos controladores. As equações de estados da planta, desprezando as não linearidades do conversor, a dinâmica do capacitor do barramento CC, podem ser obtidas a partir de circuito equivalente representado na Figura C. 1.

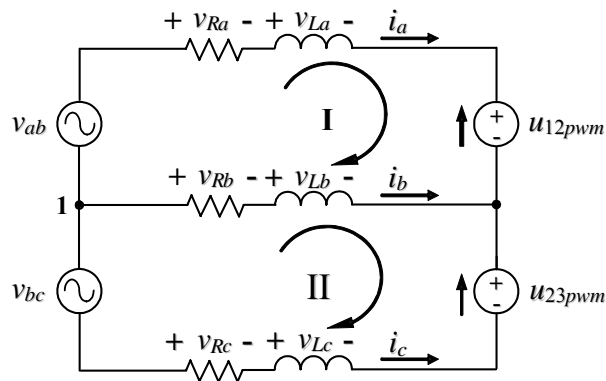


Figura C. 1 – Circuito equivalente da Figura 3. 2 utilizado para obter as equações da planta.

Aplicando as leis de Kirchhoff das tensões nas malhas I e II da Figura C. 1, obtém-se as seguintes equações:

$$u_{12pwm} + v_{La} + v_{Ra} - v_{ab} - v_{Lb} - v_{Rb} = 0, \quad (C. 1)$$

$$u_{23pwm} + v_{Lb} + v_{Rb} - v_{bc} - v_{Lc} - v_{Rc} = 0, \quad (C. 2)$$

Pelas leis de Kirchoff das correntes no nó 1, tem-se:

$$i_a + i_b + i_c = 0, \quad (C. 3)$$

Portanto, pode-se afirmar que:

$$\frac{di_a}{dt} + \frac{di_b}{dt} + \frac{di_c}{dt} = 0, \quad (C. 4)$$

Assumindo que as resistências, R_f , e indutâncias, L_f , e do filtro são idênticas, e sendo a queda de tensão sobre estas definidas por:

$$v_R = R_f i_x ; v_L = L_f \frac{di_x}{dt}, \quad (C. 5)$$

onde x representa o sistema de coordenadas a, b e c .

A queda de tensão nas resistências do filtro, a partir da multiplicação de R_f em cada termo da equação (C. 3), tem-se:

$$v_{Ra} + v_{Rb} + v_{Rc} = 0. \quad (C. 6)$$

Da mesma forma, a queda de tensão nas indutâncias do filtro, multiplicando L_f em cada termo da equação (C.4), obtém-se:

$$v_{La} + v_{Lb} + v_{Lc} = 0. \quad (C. 7)$$

Reescrevendo as equações (C. 1), (C. 2), (C. 6) e (C. 7), na forma matricial, e isolado os termos referentes a queda de tensão nas resistências e indutâncias do filtro tem-se:

$$\begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{Ra} + v_{La} \\ v_{Rb} + v_{Lb} \\ v_{Rc} + v_{Lc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -u_{12pwm} + v_{ab} \\ -u_{23pwm} + v_{bc} \\ 0 \end{bmatrix}. \quad (C. 8)$$

Pré-multiplicado os dois lados da equação (C. 8), pela seguinte matriz,

$$\begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix}^{-1}, \quad (C. 9)$$

obtém-se a seguinte equação na forma matricial:

$$\begin{bmatrix} v_{Ra} + v_{La} \\ v_{Rb} + v_{Lb} \\ v_{Rc} + v_{Lc} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & 1 & 1 \\ -1 & 1 & 1 \\ -1 & -2 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} -u_{12pwm} + v_{ab} \\ -u_{23pwm} + v_{bc} \\ 0 \end{bmatrix}. \quad (C. 10)$$

Isolando-se os termos do lado direito da equação (C. 10), tem-se:

$$\begin{bmatrix} v_{Ra} + v_{La} \\ v_{Rb} + v_{Lb} \\ v_{Rc} + v_{Lc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -2 & -1 \\ 1 & -1 \\ 1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{12pwm} \\ u_{23pwm} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 2 & 1 \\ -1 & 1 \\ -1 & -2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{ab} \\ v_{bc} \end{bmatrix}. \quad (C. 11)$$

Transformando as grandezas de linha para fase nos termos do lado direito da equação (C. 11), através da matriz de transformação de linha para fase dada na equação abaixo:

$$\mathbf{T}_{fase_linha} = \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \end{bmatrix}, \quad (C. 12)$$

tem-se:

$$\begin{bmatrix} v_{Ra} + v_{La} \\ v_{Rb} + v_{Lb} \\ v_{Rc} + v_{Lc} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} -2 & 1 & 1 \\ 1 & -2 & 1 \\ 1 & 1 & -2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{1pwm} \\ u_{2pwm} \\ u_{3pwm} \end{bmatrix} + \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix}, \quad (C. 13)$$

Isolando os termos v_{Lx} da equação (C. 13) e obtendo as correntes i_a , i_b e i_c e suas derivadas a partir da equação (C. 5), obtém-se:

$$\begin{bmatrix} \frac{di_a}{dt} \\ \frac{di_b}{dt} \\ \frac{di_c}{dt} \end{bmatrix} = \frac{R_f}{L_f} \begin{bmatrix} -1 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 0 \\ 0 & 0 & -1 \end{bmatrix} + \frac{1}{3L_f} \begin{bmatrix} -2 & 1 & 1 \\ 1 & -2 & 1 \\ 1 & 1 & -2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{1pwm} \\ u_{2pwm} \\ u_{3pwm} \end{bmatrix} + \frac{1}{3L_f} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix}, \quad (C. 14)$$

Então, a representação por espaço de estados em coordenadas estacionárias abc é dada por:

$$\dot{\mathbf{x}}(t) = \mathbf{A}_{abc} \mathbf{x}(t) + \mathbf{B}_{abc} \mathbf{u}(t) + \mathbf{F}_{abc} \mathbf{w}(t), \quad (C. 15)$$

onde:

$$\mathbf{x} = \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix}; \quad \mathbf{u} = \begin{bmatrix} u_{1pwm} \\ u_{2pwm} \\ u_{3pwm} \end{bmatrix}; \quad \mathbf{w} = \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix}; \quad (C. 16)$$

$$\mathbf{A}_{abc} = \frac{R_f}{L_f} \begin{bmatrix} -1 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 0 \\ 0 & 0 & -1 \end{bmatrix}; \quad \mathbf{B}_{abc} = \frac{1}{3L_f} \begin{bmatrix} -2 & 1 & 1 \\ 1 & -2 & 1 \\ 1 & 1 & -2 \end{bmatrix}; \quad \mathbf{F}_{abc} = \frac{1}{3L_f} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix}. \quad (C. 17)$$

C.1 Normalização das Variáveis do Circuito

Visando limitar a faixa dinâmica das variáveis para uma implementação discreta em um DSP de ponto fixo, utilizou-se uma transformação linear que normaliza as variáveis do circuito, a qual é aplicada na equação (C. 15). Escolhendo os valores base (P_{base}, V_{base}), as variáveis normalizadas de tensão e corrente podem ser definidas como: $v_n = v/V_{base}, i_n = i/I_{base}$, onde: $I_{base} = P_{base}/V_{base}$.

Agora, definindo esta transformação linear, dada pela matriz \mathbf{T}_n ,

$$\mathbf{T}_n = \begin{bmatrix} 1/I_{base} & 0 & 0 \\ 0 & 1/I_{base} & 0 \\ 0 & 0 & 1/I_{base} \end{bmatrix}, \quad (\text{C. 18})$$

os vetores de estado, entrada e distúrbio tornam-se:

$$\mathbf{x}_n(t) = \mathbf{T}_n \mathbf{x}(t); \mathbf{u}(t) = V_{base} \mathbf{u}_n(t); \mathbf{w}(t) = V_{base} \mathbf{w}_n(t), \quad (\text{C. 19})$$

Como resultado, a equação de estado (C. 15) pode ser reescrita da seguinte forma,

$$\dot{\mathbf{x}}_n(t) = \mathbf{T}_n \mathbf{A}_{abc} \mathbf{T}_n^{-1} \mathbf{x}_n(t) + \mathbf{T}_n \mathbf{B}_{abc} V_{base} \mathbf{u}_n(t) + \mathbf{T}_n \mathbf{F}_{abc} V_{base} \mathbf{w}_n(t), \quad (\text{C. 20})$$

onde;

$$\mathbf{A}_n = \mathbf{T}_n \mathbf{A}_{abc} \mathbf{T}_n^{-1}; \mathbf{B}_n = \mathbf{T}_n \mathbf{B}_{abc} V_{base}; \mathbf{F}_n = \mathbf{T}_n \mathbf{F}_{abc} V_{base}, \quad (\text{C. 21})$$

Logo, a equação (C. 20) na forma compacta para a representação por espaço de estado em coordenadas estacionárias normalizadas é dada por:

$$\dot{\mathbf{x}}_n(t) = \mathbf{A}_n \mathbf{x}_n(t) + \mathbf{B}_n \mathbf{u}_n(t) + \mathbf{F}_n \mathbf{w}_n(t), \quad (\text{C. 22})$$

onde:

$$\mathbf{x}_n = \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix}; \mathbf{u}_n = \begin{bmatrix} u_{1pwm} \\ u_{2pwm} \\ u_{3pwm} \end{bmatrix}; \mathbf{w}_n = \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix}. \quad (\text{C. 23})$$

$$\mathbf{A}_n = \frac{R_f}{L_f} \begin{bmatrix} -1 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 0 \\ 0 & 0 & -1 \end{bmatrix}; \mathbf{B}_n = \frac{1}{3L_f} \frac{V_{base}}{I_{base}} \begin{bmatrix} -2 & 1 & 1 \\ 1 & -2 & 1 \\ 1 & 1 & -2 \end{bmatrix}; \mathbf{F}_n = \frac{1}{3L_f} \frac{V_{base}}{I_{base}} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix}. \quad (\text{C. 24})$$

C.2 Equação de Estados da Planta em Coordenadas $\alpha\beta 0$

A transformação do sistema trifásico de coordenadas estacionárias abc em um sistema de coordenadas estacionárias $\alpha\beta 0$ pode ser obtida através da seguinte matriz de transformação,

$$\mathbf{T}_{\alpha\beta 0} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \\ 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix}, \quad (\text{C. 25})$$

Logo, tem-se:

$$\mathbf{x}_{\alpha\beta 0_n}(t) = \mathbf{T}_{\alpha\beta 0} \mathbf{x}_n(t); \quad \mathbf{u}_{\alpha\beta 0_n}(t) = \mathbf{T}_{\alpha\beta 0} \mathbf{u}_n(t); \quad \mathbf{w}_{\alpha\beta 0_n}(t) = \mathbf{T}_{\alpha\beta 0} \mathbf{w}_n(t). \quad (\text{C. 26})$$

Isolando os termos obtém-se:

$$\mathbf{x}_n(t) = \mathbf{T}_{\alpha\beta 0}^{-1} \mathbf{x}_{\alpha\beta 0_n}(t); \quad \mathbf{u}_n(t) = \mathbf{T}_{\alpha\beta 0}^{-1} \mathbf{u}_{\alpha\beta 0_n}(t); \quad \mathbf{w}_n(t) = \mathbf{T}_{\alpha\beta 0}^{-1} \mathbf{w}_{\alpha\beta 0_n}(t). \quad (\text{C. 27})$$

Aplicando as equações (C. 27) na equação (C. 22), e desconsiderando a matriz \mathbf{A}_n , que é nula, obtém-se:

$$\mathbf{T}_{\alpha\beta 0}^{-1} \dot{\mathbf{x}}_{\alpha\beta 0_n}(t) = \mathbf{A}_n \mathbf{T}_{\alpha\beta 0}^{-1} \mathbf{x}_{\alpha\beta 0_n}(t) \mathbf{B}_n \mathbf{T}_{\alpha\beta 0}^{-1} \mathbf{u}_{\alpha\beta 0_n}(t) + \mathbf{F}_n \mathbf{T}_{\alpha\beta 0}^{-1} \mathbf{w}_{\alpha\beta 0_n}(t), \quad (\text{C. 28})$$

Pré-multiplicando os dois lados da equação (C. 28) pela matriz $\mathbf{T}_{\alpha\beta 0}$, tem-se:

$$\dot{\mathbf{x}}_{\alpha\beta 0_n}(t) = \mathbf{T}_{\alpha\beta 0} \mathbf{A}_n \mathbf{T}_{\alpha\beta 0}^{-1} \mathbf{x}_{\alpha\beta 0_n}(t) + \mathbf{T}_{\alpha\beta 0} \mathbf{B}_n \mathbf{T}_{\alpha\beta 0}^{-1} \mathbf{u}_{\alpha\beta 0_n}(t) + \mathbf{T}_{\alpha\beta 0} \mathbf{F}_n \mathbf{T}_{\alpha\beta 0}^{-1} \mathbf{w}_{\alpha\beta 0_n}(t), \quad (\text{C. 29})$$

onde:

$$\mathbf{A}_{\alpha\beta 0_n} = \mathbf{T}_{\alpha\beta 0} \mathbf{A}_n \mathbf{T}_{\alpha\beta 0}^{-1}; \quad \mathbf{B}_{\alpha\beta 0_n} = \mathbf{T}_{\alpha\beta 0} \mathbf{B}_n \mathbf{T}_{\alpha\beta 0}^{-1}; \quad \mathbf{F}_{\alpha\beta 0_n} = \mathbf{T}_{\alpha\beta 0} \mathbf{F}_n \mathbf{T}_{\alpha\beta 0}^{-1}. \quad (\text{C. 30})$$

Como resultado da equação (C. 29), a representação por espaço de estado em coordenadas estacionárias $\alpha\beta 0$ normalizadas, é dada por:

$$\dot{\mathbf{x}}_{\alpha\beta 0_n}(t) = \mathbf{A}_{\alpha\beta 0} \mathbf{x}_{\alpha\beta 0_n}(t) + \mathbf{B}_{\alpha\beta 0} \mathbf{u}_{\alpha\beta 0_n}(t) + \mathbf{F}_{\alpha\beta 0} \mathbf{w}_{\alpha\beta 0_n}(t), \quad (\text{C. 31})$$

onde:

$$\mathbf{x}_{\alpha\beta 0_n} = \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ 0 \end{bmatrix}; \quad \mathbf{u}_{\alpha\beta 0_n} = \begin{bmatrix} u_{\alpha p w m} \\ u_{\beta p w m} \\ u_{0 p w m} \end{bmatrix}; \quad \mathbf{w}_{\alpha\beta 0_n} = \begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \\ v_0 \end{bmatrix}. \quad (\text{C. 32})$$

$$\mathbf{A}_{\alpha\beta 0_n} = \frac{R_f}{L_f} \begin{bmatrix} -1 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 0 \\ 0 & 0 & -1 \end{bmatrix}; \quad \mathbf{B}_{\alpha\beta 0_n} = \frac{V_{base}}{I_{base} L_f} \begin{bmatrix} -1 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}; \quad \mathbf{F}_{\alpha\beta 0_n} = \frac{V_{base}}{I_{base} L_f} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}. \quad (\text{C. 33})$$

C.3 Equação de Estados da Planta em Coordenadas $dq0$

A transformação do sistema trifásico de coordenadas $\alpha\beta 0$ em um sistema de coordenadas síncronas $dq0$ é realizada através da seguinte matriz de transformação,

$$\mathbf{T}_{dq0} = \begin{bmatrix} \cos(\omega t) & \text{sen}(\omega t) & 0 \\ -\text{sen}(\omega t) & \cos(\omega t) & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}, \quad (\text{C. 34})$$

Logo, tem-se:

$$\mathbf{x}_{dq0_n}(t) = \mathbf{T}_{dq0} \mathbf{x}_{\alpha\beta 0_n}(t); \quad \mathbf{u}_{dq0_n}(t) = \mathbf{T}_{dq0} \mathbf{u}_{\alpha\beta 0_n}(t); \quad \mathbf{w}_{dq0_n}(t) = \mathbf{T}_{dq0} \mathbf{w}_{\alpha\beta 0_n}(t), \quad (\text{C. 35})$$

Isolando os termos, obtém-se:

$$\mathbf{x}_{\alpha\beta 0_n}(t) = \mathbf{T}_{dq0}^{-1} \mathbf{x}_{dq0_n}(t); \quad \mathbf{u}_{\alpha\beta 0_n}(t) = \mathbf{T}_{dq0}^{-1} \mathbf{u}_{dq0_n}(t); \quad \mathbf{w}_{\alpha\beta 0_n}(t) = \mathbf{T}_{dq0}^{-1} \mathbf{w}_{dq0_n}(t), \quad (\text{C. 36})$$

Aplicando as equações de (C. 36) na equação (C. 31), obtém-se:

$$\left(\mathbf{T}_{dq0}^{-1} \dot{\mathbf{x}}_{dq0_n}(t) \right) = \mathbf{A}_{\alpha\beta 0_n} \mathbf{T}_{dq0}^{-1} \mathbf{x}_{dq0_n}(t) + \mathbf{B}_{\alpha\beta 0_n} \mathbf{T}_{dq0}^{-1} \mathbf{u}_{dq0_n}(t) + \mathbf{F}_{\alpha\beta 0_n} \mathbf{T}_{dq0}^{-1} \mathbf{w}_{dq0_n}(t), \quad (\text{C. 37})$$

Expandindo a parcela da direita na equação (C. 37) em termos de sua derivada parcial, tem-se:

$$\dot{\mathbf{T}}_{dq0}^{-1} \mathbf{x}_{dq0_n}(t) + \mathbf{T}_{dq0}^{-1} \dot{\mathbf{x}}_{dq0_n}(t) = \mathbf{A}_{\alpha\beta 0_n} \mathbf{T}_{dq0}^{-1} \mathbf{x}_{dq0_n}(t) + \mathbf{B}_{\alpha\beta 0_n} \mathbf{T}_{dq0}^{-1} \mathbf{u}_{dq0_n}(t) + \mathbf{F}_{\alpha\beta 0_n} \mathbf{T}_{dq0}^{-1} \mathbf{w}_{dq0_n}(t). \quad (\text{C. 38})$$

Isolando o termo $\dot{\mathbf{x}}_{dq0_n}(t)$ da parcela da esquerda na equação (C. 38), obtém-se:

$$\dot{\mathbf{x}}_{dq0_n}(t) = \left[-\dot{\mathbf{T}}_{dq0}^{-1} \mathbf{T}_{dq0} + \mathbf{A}_{\alpha\beta 0_n} \mathbf{T}_{dq0}^{-1} \right] \mathbf{x}_{dq0_n}(t) + \mathbf{B}_{\alpha\beta 0_n} \mathbf{T}_{dq0}^{-1} \mathbf{u}_{dq0_n}(t) + \mathbf{F}_{\alpha\beta 0_n} \mathbf{T}_{dq0}^{-1} \mathbf{w}_{dq0_n}(t) \quad (\text{C. 39})$$

onde:

$$\mathbf{A}_{dq0_n} = -\dot{\mathbf{T}}_{dq0}^{-1} \mathbf{T}_{dq0} + \mathbf{A}_{\alpha\beta 0_n} \mathbf{T}_{dq0}^{-1}; \quad \mathbf{B}_{dq0_n} = \mathbf{B}_{\alpha\beta 0_n} \mathbf{T}_{dq0}^{-1}; \quad \mathbf{F}_{dq0_n} = \mathbf{F}_{\alpha\beta 0_n} \mathbf{T}_{dq0}^{-1}. \quad (\text{C. 40})$$

Como resultado, da equação (C. 39), encontra-se:

$$\dot{\mathbf{x}}_{dq0_n}(t) = \mathbf{A}_{dq0_n} \mathbf{x}_{dq0_n}(t) + \mathbf{B}_{dq0_n} \mathbf{u}_{dq0_n}(t) + \mathbf{F}_{dq0_n} \mathbf{w}_{dq0_n}(t). \quad (\text{C. 41})$$

onde:

$$\mathbf{x}_{dq0_n} = \begin{bmatrix} x_d \\ x_q \\ 0 \end{bmatrix}; \mathbf{u}_{dq0_n} = \begin{bmatrix} u_{dpwm} \\ u_{qpwm} \\ u_{0pwm} \end{bmatrix}; \mathbf{w}_{dq0_n} = \begin{bmatrix} v_d \\ v_q \\ v_0 \end{bmatrix}. \quad (\text{C. 42})$$

$$\mathbf{A}_{dq0_n} = \begin{bmatrix} -\frac{R_f}{L_f} & \omega & 0 \\ -\omega & -\frac{R_f}{L_f} & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{R_f}{L_f} \end{bmatrix}; \mathbf{B}_{dq0_n} = \frac{V_{base}}{I_{base}L_f} \begin{bmatrix} -1 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}; \mathbf{F}_{dq0_n} = \frac{V_{base}}{I_{base}L_f} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}. \quad (\text{C. 43})$$

Como as componentes das variáveis de estado da componente zero são nulas, estas serão desprezadas no prosseguimento desta análise, logo as matrizes de estado da equação (C. 42) e as matrizes da equação (C. 43), torna-se:

$$\mathbf{x}_{dq_n} = \begin{bmatrix} x_d \\ x_q \end{bmatrix}; \mathbf{u}_{dq_n} = \begin{bmatrix} v_{dpwm} \\ v_{qpwm} \end{bmatrix}; \mathbf{w}_{dq_n} = \begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix}; \quad (\text{C. 44})$$

$$\mathbf{A}_{dq_n} = \begin{bmatrix} -\frac{R_f}{L_f} & \omega \\ -\omega & -\frac{R_f}{L_f} \end{bmatrix}; \mathbf{B}_{dq_n} = \frac{V_{base}}{I_{base}L_f} \begin{bmatrix} -1 & 0 \\ 0 & -1 \end{bmatrix}; \mathbf{F}_{dq_n} = \frac{V_{base}}{I_{base}L_f} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}. \quad (\text{C. 45})$$

Então, a representação por espaço de estado em coordenadas girantes $dq0$ normalizadas é dada por:

$$\dot{\mathbf{x}}_{dq_n}(t) = \mathbf{A}_{dq_n}\mathbf{x}_{dq_n}(t) + \mathbf{B}_{dq_n}\mathbf{u}_{dq_n}(t) + \mathbf{F}_{dq_n}\mathbf{w}_{dq_n}(t). \quad (\text{C. 46})$$

Anexo D

Modelagem no Domínio Discreto em Eixos Síncronos considerando a Resistência Interna R_f

Com o objetivo de determinar a equação de estado no domínio discreto, será solucionada a equação diferença entrada-estado apresentada na equação (3.8), com a inclusão da resistência interna R_f , obtendo as matrizes \mathbf{G}_{dq_m} , \mathbf{H}_0 e \mathbf{H}_1 .

Logo, pela equação (3.8), tem-se:

$$\mathbf{G}_{dq_m} = e^{\mathbf{A}_{dq_n} T_s}; \mathbf{H}_0 = \int_0^{T_s} e^{\mathbf{A}_{dq_n}(T_s-\tau)} d\tau \mathbf{B}_{dq}; \mathbf{H}_1 = \int_0^{T_s-T_d} e^{\mathbf{A}_{dq}(T_s-T_d-\tau)} d\tau \mathbf{B}_{dq}. \quad (\text{D. 1})$$

Então, como a matriz \mathbf{A}_{dq_n} na equação (C. 45) é não singular, as matrizes \mathbf{H}_0 e \mathbf{H}_1 podem ser calculadas solucionando as integrais na equação (D.1) entre 0 e T_s , conforme [27], onde as seguintes equações são obtidas:

$$\mathbf{H}_0 = e^{\mathbf{A}_{dq_n}(T_s-T_d)} \mathbf{A}_{dq_n}^{-1} \left[e^{\mathbf{A}_{dq_n} T_d} - \mathbf{I} \right] \mathbf{B}_{dq_n}; \mathbf{H}_1 = \mathbf{A}_{dq_n}^{-1} \left[e^{\mathbf{A}_{dq_n}(T_s-T_d)} - \mathbf{I} \right] \mathbf{B}_{dq_n}. \quad (\text{D. 2})$$

Como $T_d = T_s$, logo:

$$e^{\mathbf{A}_{dq_n}(T_s-T_d)} = \mathbf{I}. \quad (\text{D. 3})$$

e, a matriz transição de estados, $e^{\mathbf{A}_{dq_n} T_s}$, pode ser solucionada utilizando série de *Taylor* por:

$$e^{\mathbf{A}_{dq_n}(T_s)} \cong \mathbf{I} + \mathbf{A}_{dq_n} T_s + \frac{1}{2!} \mathbf{A}_{dq_n}^2 T_s^2 + \dots + \frac{1}{k!} \mathbf{A}_{dq_n}^k T_s^k + \dots = \sum_{k=0}^{\infty} \frac{\mathbf{A}_{dq_n}^k T_s^k}{k!}. \quad (\text{D. 4})$$

Desprezando os termos de maior grau da equação (D.4), visto que seus valores são muito pequenos se comparados com os termos de menor grau, será feita a seguinte hipótese simplificadora, que,

$$e^{\mathbf{A}_{dq_n}(T_s)} \cong \mathbf{I} + \mathbf{A}_{dq_n} T_s. \quad (\text{D. 5})$$

Logo, tem-se:

$$e^{\mathbf{A}_{dq_n} T_s} = \mathbf{G}_{dq_m} = \begin{bmatrix} 1 - \frac{R_f}{L_f} T_s & \omega T_s \\ -\omega T_s & 1 - \frac{R_f}{L_f} T_s \end{bmatrix}. \quad (\text{D. 6})$$

Realizando as devidas substituições na equação relacionada a matriz \mathbf{H}_0 em (D.2) e utilizando as equações (D.3) e (D.6), obtém-se:

$$\mathbf{H}_0 = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} -\frac{R_f}{L_f} & \omega \\ -\omega & -\frac{R_f}{L_f} \end{bmatrix}^{-1} \left\{ \begin{bmatrix} 1 - \frac{R_f}{L_f} T_s & \omega T_s \\ -\omega T_s & 1 - \frac{R_f}{L_f} T_s \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \right\} \frac{V_{base}}{I_{base} L_f} \begin{bmatrix} -1 & 0 \\ 0 & -1 \end{bmatrix}; \quad (\text{D. 7})$$

ou seja,

$$\mathbf{H}_0 = \frac{T_s V_{base}}{L_f I_{base}} \begin{bmatrix} -1 & 0 \\ 0 & -1 \end{bmatrix}; \quad (\text{D. 8})$$

Da mesma forma para a matriz \mathbf{H}_1 tem-se:

$$\mathbf{H}_1 = \begin{bmatrix} -\frac{R_f}{L_f} & \omega \\ -\omega & -\frac{R_f}{L_f} \end{bmatrix}^{-1} \left\{ \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \right\} \frac{V_{base}}{I_{base} L_f} \begin{bmatrix} -1 & 0 \\ 0 & -1 \end{bmatrix}; \quad (\text{D. 9})$$

ou ainda,

$$\mathbf{H}_1 = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}. \quad (\text{D. 10})$$

A partir da obtenção da equação de estado em eixo síncronos dq obtida na equação (C.46), proceder-se-á a discretização da planta, a fim de obter-se a modelagem no domínio discreto da planta. Logo, a equação de estado (C.46), no domínio discreto, torna-se:

$$\mathbf{x}_{dq_n}(k+1) = \mathbf{G}_{dq_m} \mathbf{x}_{dq_n}(k) + \mathbf{H}_1 \mathbf{u}_{dq_n}(k) + \mathbf{H}_0 \mathbf{w}_{dq_n}(k). \quad (\text{D. 11})$$

Anexo E

Desacoplamento por Retroação de Estados no Domínio Discreto

Neste anexo é apresentado o teorema utilizado para o desacoplamento por retroação de estados no domínio discreto apresentado em [86].

TEOREMA

Um sistema MIMO com função de transferência $\mathbf{G}(z)$, pode ser desacoplado por retroação de estados da forma que $\mathbf{u}(k) = \mathbf{K}_{des} \mathbf{x}(k) + \mathbf{M}_{des} \mathbf{v}(k)$, se e somente se, a matriz

$$\mathbf{E} = \begin{bmatrix} \mathbf{E}_1 \\ \mathbf{E}_2 \\ \vdots \\ \mathbf{E}_i \end{bmatrix} \quad (\text{E. 1})$$

for não singular, sendo está a condição necessária e suficiente para a existência de pelo menos um par de matrizes de desacoplamento, \mathbf{M}_{des} e \mathbf{K}_{des} , as quais realizem o desacoplamento do sistema.

Considerando que,

$$\mathbf{E} = \lim_{z \rightarrow \infty} z^{d_i+1} \mathbf{G}_i(z) \quad (\text{E. 2})$$

onde:

$$d_i = \min [\text{Diferença entre o grau do polinômio em } z \text{ do denominador e do numerador da } i\text{-ésima linha de } \mathbf{G}(z)] - 1 \quad (\text{E. 3})$$

e $\mathbf{G}(z)$ é a função de transferência da planta em malha aberta.

É possível obter as matrizes de desacoplamento \mathbf{M}_{des} e \mathbf{K}_{des} , dadas por:

$$\mathbf{M}_{des} = \mathbf{E}^{-1} \quad (\text{E. 4})$$

$$\mathbf{K}_{des} = -\mathbf{E}^{-1}\mathbf{N} \quad (\text{E. 5})$$

onde,

$$\mathbf{N} = \begin{bmatrix} \mathbf{C}_1 & \mathbf{G}_p^{d_1+1} \\ \mathbf{C}_2 & \mathbf{G}_p^{d_2+1} \\ \vdots & \vdots \\ \mathbf{C}_n & \mathbf{G}_{pn}^{d_n+1} \end{bmatrix}; \quad \mathbf{C}_p = \begin{bmatrix} \mathbf{C}_1 \\ \mathbf{C}_2 \\ \vdots \\ \mathbf{C}_n \end{bmatrix} \quad (\text{E. 6})$$

A prova deste teorema é semelhante ao apresentado para sistemas desacoplados no domínio contínuo em [87].

Anexo F

Projeto dos Ganhos para os Servos Controladores nos Eixos d e q Utilizando a Abordagem de Alocação de Pólos

O procedimento de projeto para a obtenção dos ganhos dos servos controladores propostos, a fim de que o sistema apresente os desejados pólos em malha fechada, é baseado na utilização da equação (B. 46) no instante $k+1$, ou seja,

$$u_j(k+1) = -\begin{bmatrix} k_{21j} & k_{22j} \end{bmatrix} \mathbf{x}_j(k+1) + k_{1j} v_j(k+1); \quad (\text{F. 1})$$

Logo, substituindo as equações (B. 39) e (B. 45) na equação (F.1), tem-se:

$$u_j(k+1) = \begin{bmatrix} \mathbf{K}_{2j} - \mathbf{K}_{2j} \mathbf{G}_j - k_{1j} \mathbf{C}_j \mathbf{G}_j \end{bmatrix} \mathbf{x}_j(k) + \begin{bmatrix} \mathbf{I}_{1 \times 1} - \mathbf{K}_{2j} \mathbf{H}_j - k_{1j} \mathbf{C}_j \mathbf{H}_j \end{bmatrix} u_j + k_{1j} i_{refj}(k+1); \quad (\text{F. 2})$$

onde: $\mathbf{K}_{2j} = \begin{bmatrix} k_{21j} & k_{22j} \end{bmatrix}$.

Note que, $u_j(k)$ é uma combinação linear dos estados $\mathbf{x}_j(k)$ e $v_j(k)$. Então, definindo um novo vetor de estados formado por $\mathbf{x}_j(k)$ e $v_j(k)$, obtém-se a partir das equações (B. 39) e (F. 2) a seguinte equação de estados:

$$\begin{bmatrix} \mathbf{x}_j(k+1) \\ u_j(k+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{G}_j & \mathbf{H}_j \\ \mathbf{K}_{2j} - \mathbf{K}_{2j} \mathbf{G}_j - k_{1j} \mathbf{C}_j \mathbf{G}_j & \mathbf{I}_{1 \times 1} - \mathbf{K}_{2j} \mathbf{H}_j - k_{1j} \mathbf{C}_j \mathbf{H}_j \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{x}_j(k) \\ u_j(k) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ k_{1j} \end{bmatrix} i_{refj}(k+1); \quad (\text{F. 3})$$

A equação de saída pode ser escrita como segue:

$$y(k) = \begin{bmatrix} \mathbf{C}_j & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{x}_j(k) \\ u_j(k) \end{bmatrix}; \quad (\text{F. 4})$$

Logo, os autovalores da matriz de estados na equação (F.3) determina os pólos em malha fechada do sistema. Considerando que a referência de corrente $i_{refj}(k)$ é constante então, pode-se dizer que:

$$i_{refj}(k) = i_{refj}; \quad (\text{F. 5})$$

Então a equação (F. 3) torna-se;

$$\begin{bmatrix} \mathbf{x}_j(k+1) \\ u_j(k+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{G}_j & \mathbf{H}_j \\ \mathbf{K}_{2j} - \mathbf{K}_{2j}\mathbf{G}_j - k_{1j}\mathbf{C}_j\mathbf{G}_j & \mathbf{I}_{1 \times 1} - \mathbf{K}_{2j}\mathbf{H}_j - k_{1j}\mathbf{C}_j\mathbf{H}_j \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{x}_j(k) \\ u_j(k) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ k_{1j}i_{refj} \end{bmatrix}; \quad (\text{F. 6})$$

Note que, para uma entrada do tipo degrau, $\mathbf{x}_j(k)$, $u_j(k)$ e $v_j(k)$ aproximam-se de valores constantes $\mathbf{x}_j(\infty)$, $u_j(\infty)$ e $v_j(\infty)$ respectivamente. Assim, a partir da equação (B. 42) é possível obter a seguinte equação em regime permanente:

$$v_j(\infty) = v_j(\infty) + i_{refj} - y_j(\infty); \quad (\text{F. 7})$$

ou,

$$y_j(\infty) = i_{refj}. \quad (\text{F. 8})$$

O erro em regime permanente é nulo na saída quando a entrada é do tipo degrau.

Logo, em regime permanente a equação (F.6) torna-se:

$$\begin{bmatrix} \mathbf{x}_j(\infty) \\ u_j(\infty) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{G}_j & \mathbf{H}_j \\ \mathbf{K}_{2j} - \mathbf{K}_{2j}\mathbf{G}_j - k_{1j}\mathbf{C}_j\mathbf{G}_j & \mathbf{I}_{1 \times 1} - \mathbf{K}_{2j}\mathbf{H}_j - k_{1j}\mathbf{C}_j\mathbf{H}_j \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{x}_j(\infty) \\ u_j(\infty) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ k_{1j}i_{refj} \end{bmatrix}; \quad (\text{F. 9})$$

Então, definindo o vetor e a variável do erro dados por:

$$\mathbf{x}_{ej}(k) = \mathbf{x}_j(k) - \mathbf{x}_j(\infty) \quad u_{ej}(k) = u_j(k) - u_j(\infty). \quad (\text{F. 10})$$

Agora, subtraindo a equação (F.9) da equação (F.6), obtém-se:

$$\begin{bmatrix} \mathbf{x}_{ej}(k+1) \\ u_{ej}(k+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{G}_j & \mathbf{H}_j \\ \mathbf{K}_{2j} - \mathbf{K}_{2j}\mathbf{G}_j - k_{1j}\mathbf{C}_j\mathbf{G}_j & \mathbf{I}_{1 \times 1} - \mathbf{K}_{2j}\mathbf{H}_j - k_{1j}\mathbf{C}_j\mathbf{H}_j \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{x}_{ej}(k) \\ u_{ej}(k) \end{bmatrix}; \quad (\text{F. 11})$$

Como resultado a equação (F. 11) pode ser modificada e a representação por espaço de estado do erro para a malha interna de corrente para o eixo d ou q , torna-se:

$$\begin{bmatrix} \mathbf{x}_{ej}(k+1) \\ u_{ej}(k+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{G}_j & \mathbf{H}_j \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{x}_{ej}(k) \\ u_{ej}(k) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mathbf{0} \\ \mathbf{I} \end{bmatrix} \boldsymbol{\eta}(k), \quad (\text{F. 12})$$

onde \mathbf{G}_j e \mathbf{H}_j são as matrizes da equação de estados no domínio discreto segundo a equação (B. 39), e,

$$\boldsymbol{\eta}(k) = [(\mathbf{K}_{2j} - \mathbf{K}_{2j}\mathbf{G}_j - k_{1j}\mathbf{C}_j\mathbf{G}_j) : (\mathbf{I} - \mathbf{K}_{2j}\mathbf{H}_j - k_{1j}\mathbf{C}_j\mathbf{H}_j)] \begin{bmatrix} \mathbf{x}_{ej}(k) \\ u_{ej}(k) \end{bmatrix}. \quad (\text{F. 13})$$

Se definirmos que:

$$\begin{aligned} \boldsymbol{\xi}(k) &= \begin{bmatrix} \mathbf{x}_{ej}(k) \\ v_{ej}(k) \end{bmatrix}; \quad \widehat{\mathbf{G}}_j = \begin{bmatrix} \mathbf{G}_j & \mathbf{H}_j \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} \end{bmatrix}; \quad \widehat{\mathbf{H}}_j = \begin{bmatrix} \mathbf{0} \\ \mathbf{I} \end{bmatrix}; \\ \mathbf{K}_i &= -[(\mathbf{K}_{2j} - \mathbf{K}_{2j}\mathbf{G}_j - k_{1j}\mathbf{C}_j\mathbf{G}_j) : (\mathbf{I} - \mathbf{K}_{2j}\mathbf{H}_j - k_{1j}\mathbf{C}_j\mathbf{H}_j)] \end{aligned} \quad (\text{F. 14})$$

Assim as equações (F.12) e (F.13) tornam-se, respectivamente:

$$\begin{aligned} \boldsymbol{\xi}(k+1) &= \widehat{\mathbf{G}}_j \boldsymbol{\xi}(k) + \widehat{\mathbf{H}}_j \boldsymbol{\eta}(k) \\ \text{e } \boldsymbol{\eta}(k) &= -\mathbf{K}_i \boldsymbol{\xi}(k) \end{aligned} \quad (\text{F. 15})$$

Assumindo que a equação (F.14) é completamente de estados controláveis a técnica de alocação de pólos pode ser aplicada.

Logo, utilizando a fórmula de *Ackermann*, para determinar a matriz de ganhos \mathbf{K}_i tem-se que:

$$\mathbf{K}_i = [0 \ 0 \ 1] [\widehat{\mathbf{H}}_j : \widehat{\mathbf{G}}_j \widehat{\mathbf{H}}_j : \widehat{\mathbf{G}}_j^2 \widehat{\mathbf{H}}_j]^{-1} \varphi(\widehat{\mathbf{G}}_j), \quad (\text{F. 16})$$

onde,

$$\varphi(\widehat{\mathbf{G}}_j) = \widehat{\mathbf{G}}_j^3 + \alpha_1 \widehat{\mathbf{G}}_j^2 + \alpha_2 \widehat{\mathbf{G}}_j + \alpha_3 \mathbf{I}. \quad (\text{F. 17})$$

Então, definindo os desejados pólos em malha fechada, $\mu_1, \mu_2, \dots, \mu_3$, baseados na análise da resposta transitória do sistema.

Logo, a equação característica com os desejados autovalores é dada por:

$$(z - \mu_1)(z - \mu_2) \dots (z - \mu_3) = z^3 + \alpha_1 z^2 + \alpha_2 z + \alpha_3 = 0, \quad (\text{F. 18})$$

Igualando os coeficientes de mesma potência de z da equação (F. 17) e (F. 18) obtém-se o valor dos mesmos e dessa forma $\varphi(\widehat{\mathbf{G}}_j)$, a qual substituindo na equação (F. 16) define a matriz de ganhos \mathbf{K}_i e suas respectivas componentes dados por:

$$\mathbf{K}_i = [k_{21j} \quad k_{22j} \quad k_{1j}], \quad (\text{F. 19})$$

A presente técnica utilizada para a sintonia do controlador por alocação de pólos é baseada num processo iterativo, onde os primeiros valores dos pólos alocados foram escolhidos baseados nos valores nominais das variáveis de estado, assim como das ações de controle. Logo, um refinamento destas alocações foi realizado através da observação do desempenho do sistema mediante a resposta transitória com aplicação de um degrau na referência em valores normalizados.

A Figura F. 1a mostra o impacto da alocação de pólos para a resposta transitória do laço interno de corrente com aplicação de um degrau na referência. A Figura F. 1b apresenta a configuração de pólos para a condição escolhida de projeto dos ganhos, ou seja, alocação 3 (com tempo de acomodação 0,1 ms e sobrelevação menor 15 %).

Para a condição 3 de alocação de pólos escolhida ($p_1=0,4$; $p_2=0,7+j0,25$; $p_3=0,7-j0,25$), os ganhos são dados por: $k_{1j}=0,024$; $k_{21j}=0,336$ e $k_{22j}=-0,9$.

A Figura F. 2 apresenta o diagrama de bode para a resposta em malha fechada com a inclusão dos servos controladores de eixo d ou q na planta da Figura B. 8 com os ganhos $k_{1j}=0,024$; $k_{21j}=0,336$ e $k_{22j}=-0,9$.

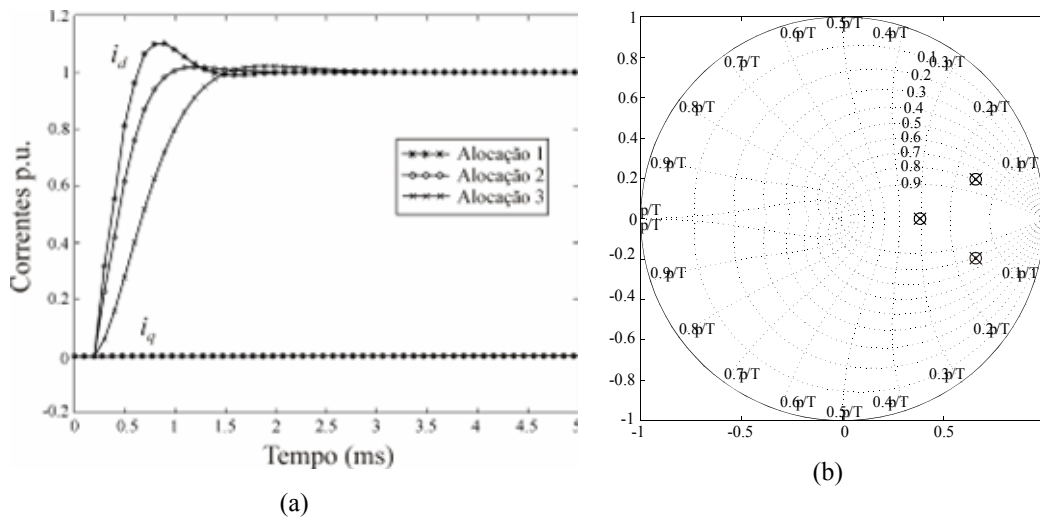


Figura F. 1 – (a) Respostas transitórias de i_j devido a um degrau na referência para algumas condições: alocação 1 (pólos: $p_1 = -0,07$; $p_2 = 0,73 + j0,25$; $p_3 = 0,73 - j0,25$), alocação 2 (pólos: $p_1 = -0,48$; $p_2 = 0,6 + j0,2$; $p_3 = 0,6 - j0,2$) e alocação 3 (pólos: $p_1 = 0,4$; $p_2 = 0,7 + j0,25$; $p_3 = 0,7 - j0,25$). (b) Configuração de pólos para o controlador de corrente para a alocação de pólos escolhida para o projeto dos ganhos neste caso alocação 3 (pólos: $p_1 = 0,40$; $p_2 = 0,7 + j0,25$; $p_3 = 0,7 - j0,25$).

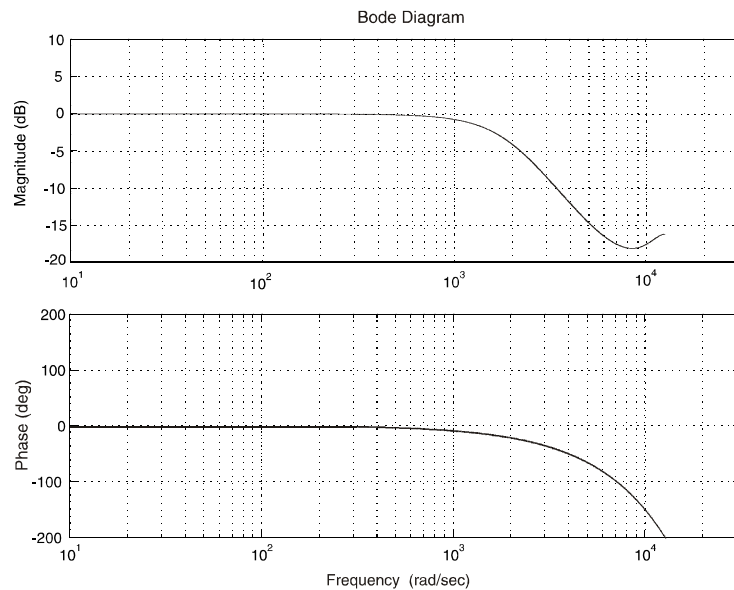


Figura F. 2 – Diagrama de bode para a resposta em malha fechada do sistema em eixo d ou q desacoplado para a condição de projeto do ganhos ($k_{1j} = 0,024$; $k_{21j} = 0,336$ e $k_{22j} = -0,9$).

Anexo G

Projeto dos Ganhos para os Compensadores PI

O projeto dos ganhos para os compensadores PI de eixo direto e de quadratura para o controlador apresentado no Capítulo 3 e Anexo B, será realizado no domínio contínuo, seguindo o que geralmente é utilizado na literatura [83], para este tipo de planta e projeto do compensador. Para o projeto é considerado que a resistência R_f e a indutância L_f do retificador não variam significativamente, sendo que a representação da planta e compensador no domínio contínuo é dada na Figura G.1.

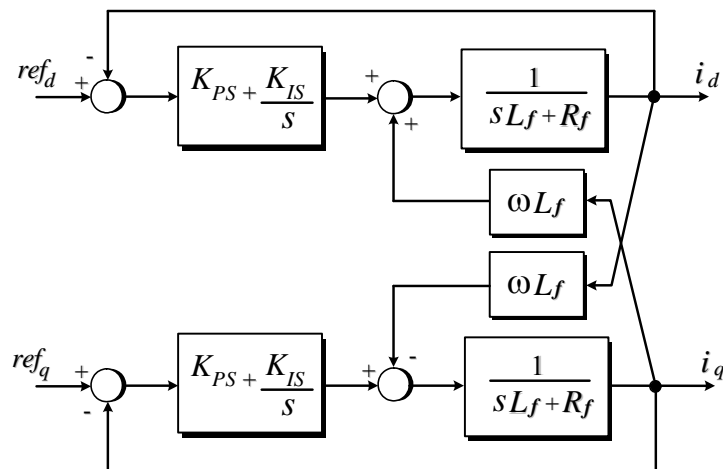


Figura G. 1 – Diagrama simplificado do retificador PWM e do compensador PI adicionado.

A função de transferência no domínio contínuo do controlador PI é dada por:

$$G_{PI}(s) = K_{PS} + \frac{K_{IS}}{s}. \quad (G. 1)$$

A planta do sistema, desprezando o acoplamento entre as correntes i_d e i_q e considerando o mesmo como sendo um distúrbio, é definida por:

$$G_p(s) = \frac{1}{sL_f + R_f}. \quad (\text{G. 2})$$

O controlador PI e a planta podem ser representados pela seguinte função de transferência dada por:

$$G(s) = \frac{sK_{PS} + K_{IS}}{s(sL_f + R_f)}. \quad (\text{G. 3})$$

Agora a função de transferência da planta incluindo o controlador PI em malha fechada considerando realimentação unitária, pode-se ser escrita por:

$$G_{mf}(s) = \frac{sK_{PS} + K_{IS}}{L_f s^2 + (K_{PS} + R_f)s + K_{IS}}. \quad (\text{G. 4})$$

Finalmente, dividindo a equação (G.4) pelo termo L_f e considerando que a resistência R_f é desprezível em relação aos ganhos do compensador, pode-se reescrever a mesma por:

$$G_{mf}(s) = \frac{\frac{sK_{PS}}{L_f} + \frac{K_{IS}}{L_f}}{s^2 + \frac{(K_{PS})}{L_f}s + \frac{K_{IS}}{L_f}}. \quad (\text{G. 5})$$

A equação (G.5) representa um sistema de 2ª ordem no domínio s , tal que:

$$G(s) = \frac{2\zeta\omega_n s + \omega_n^2}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2} \quad (\text{G. 6})$$

Substituindo s na equação (G.6) por $j\omega_b$, onde ω_b é a largura de faixa da banda passante, tem-se:

$$G(j\omega_b) = \frac{2\zeta\omega_n(j\omega_b) + \omega_n^2}{(j\omega_b)^2 + 2\zeta\omega_n(j\omega_b) + \omega_n^2} \quad (\text{G. 7})$$

Sendo que, a largura de faixa ω_b é determinada por:

$$20 \log G(j\omega_b) = -3 \text{ db} \quad (\text{G. 8})$$

Geralmente, em lugar de -3 db utiliza-se -3,01 db que corresponde a um ganho de 0,707.

Assim,

$$G(j\omega_b) = \frac{2\zeta\omega_n(j\omega_b) + \omega_n^2}{(j\omega_b)^2 + 2\zeta\omega_n(j\omega_b) + \omega_n^2} = 0,707, \quad (\text{G. 9})$$

cujo, módulo é definido por:

$$\frac{\sqrt{(2\zeta\omega_n\omega_b)^2 + \omega_n^4}}{\sqrt{(\omega_n^2 - \omega_b^2)^2 + (2\zeta\omega_n\omega_b)^2}} = 0,707, \quad (\text{G. 10})$$

A partir da equação (G.10), obtém-se:

$$(2\zeta\omega_n\omega_b)^2 + \omega_n^4 = 0,5 \left[(\omega_n^2 - \omega_b^2)^2 + 4\zeta^2\omega_n^2\omega_b^2 \right], \quad (\text{G. 11})$$

Isolando o termo ω_n^4 do lado esquerdo da equação (G.11), tem-se:

$$\omega_n^4 = 0,5 \left[(\omega_n^2 - \omega_b^2)^2 + 4\zeta^2\omega_n^2\omega_b^2 \right] - 4\zeta^2\omega_n^2\omega_b^2, \quad (\text{G. 12})$$

Dividindo ambos os lados da equação anterior por ω_n^4 , obtém-se:

$$1 = 0,5 \left\{ \left[1 - \left(\frac{\omega_b}{\omega_n} \right)^2 \right]^2 + 4\zeta^2 \left(\frac{\omega_b}{\omega_n} \right)^2 \right\} - 4\zeta^2 \left(\frac{\omega_b}{\omega_n} \right)^2, \quad (\text{G. 13})$$

Simplificando a equação (G.13) definindo que,

$$b = \left(\frac{\omega_b}{\omega_n} \right)^2, \quad (\text{G. 14})$$

E substituindo na equação (G.13), tem-se:

$$1 = 0,5 \left[(1-b)^2 + 4\zeta^2 b \right] - 4\zeta^2 b. \quad (\text{G. 15})$$

A equação (G.15) pode ser reescrita por:

$$1 = 0,5 \left[(1 - 2b + b^2) + 4\zeta^2 b \right] - 4\zeta^2 b . \quad (\text{G. 16})$$

ou ainda,

$$0,5b^2 + (-2\zeta^2 - 1)b - 0,5 = 0 . \quad (\text{G. 17})$$

Solucionando a equação (G.17), tem-se:

$$b = 2\zeta^2 + 1 \pm \sqrt{4\zeta^4 + 4\zeta^2 + 2} . \quad (\text{G. 18})$$

Substituindo a equação (G.14) na equação (G.18), obtém-se:

$$\omega_n = \frac{\omega_b}{\sqrt{2\zeta^2 + 1 + \sqrt{(1 + 2\zeta^2)^2 + 1}}} . \quad (\text{G. 19})$$

A partir da função de transferência de malha fechada dada na equação (G.5), pode-se determinar o ganho K_{PS} do controlador, ou seja,

$$2\zeta\omega_n = \frac{K_{PS}}{L_f} , \quad (\text{G. 20})$$

ou ainda,

$$K_{PS} = 2\zeta\omega_n L_f . \quad (\text{G. 21})$$

Logo, substituindo a equação (G.19) em (G.21), obtém uma nova equação para o projeto do ganho K_{PS} , ou seja,

$$K_{PS} = \frac{2\zeta\omega_b L_f}{\sqrt{2\zeta^2 + 1 + \sqrt{(1 + 2\zeta^2)^2 + 1}}} . \quad (\text{G. 22})$$

O ganho K_{IS} é calculado por:

$$\omega_n^2 = \frac{K_{IS}}{L_f} , \quad (\text{G. 23})$$

A equação (G.23) pode ser reescrita como:

$$K_{IS} = \omega_n^2 L_f , \quad (\text{G. 24})$$

Substituindo a equação (G.19) em (G.24), tem-se:

$$K_{IS} = \left(\frac{\omega_b}{\sqrt{2\zeta^2 + 1} + \sqrt{(1 + 2\zeta^2)^2 + 1}} \right)^2 L_f, \quad (\text{G. 25})$$

onde, ζ e ω_b são o coeficiente de amortecimento e a frequência de corte (em rad/s) do compensador respectivamente.

Para a planta apresentada na Figura G.1 definiu-se $\zeta=0,7$, sendo este um valor típico e ω_b igual a largura da banda passante do sistema em malha fechada do controladores DSC_{dq} e DRC_q que é 1.300 rad/s segundo a Figura F.2, sendo este valor menor que a frequência de amostragem. Logo, para os compensadores PI no eixo d e eixo q os ganhos no domínio discreto, dados por K_{PZ} e K_{IZ} , segundo [80] são obtidos por:

$$K_{PZ} = K_{PS} - \left(\frac{K_{IS} T_s}{2} \right), \quad (\text{G. 26})$$

$$K_{IZ} = K_{IS} T_s, \quad (\text{G. 27})$$

Anexo H

Modulação Space Vector para Conversores Trifásicos a Quatro Braços

Nesta tese, a modulação *Space Vector* (SV) foi adotada, visto que, esta oferece uma significativa flexibilidade para otimizar as comutações, além de ser adequada para implementações digitais. Será assumido que os interruptores de potência que compõem cada braço do inversor do circuito da Figura 4.2 são comutados de forma complementar.

Portanto, existem 16 possíveis estados de condução. Este inversor sintetiza três tensões de saída linearmente independentes, que podem ser representadas em um espaço tridimensional. Neste espaço tridimensional, os estados de condução do inversor definem 16 possíveis vetores de comutação. A Tabela H.1 apresenta estes vetores de comutação, bem como, as tensões normalizadas produzidas pelo inversor em ambos os sistemas de coordenadas abc e $\alpha\beta 0$.

As três tensões de fase podem ser representadas no sistema de coordenadas $\alpha\beta 0$ por meio da seguinte equação:

$$\begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \\ v_0 \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{an} \\ v_{bn} \\ v_{cn} \end{bmatrix}. \quad (\text{H. 1})$$

Para simplificar a representação as componentes v_α , v_β e v_0 , das possíveis tensões de fase do inversor, podem ser agrupadas na forma vetorial. Portanto, existem 16 possíveis vetores de comutação para o inversor da Figura 4.2, e estes podem ser representados em coordenadas $\alpha\beta 0$, como mostrado na Figura H.1. As extremidades desses vetores

definem os vértices de um poliedro de 12 faces (dodecaedro), como mostrado na Figura H.2.

TABELA H.1 - POSSÍVEIS VETORES DE COMUTAÇÃO PARA O INVERSOR TRIFÁSICO COM QUATRO BRAÇOS A QUATRO FIOS E TENSÕES DE FASE EM COORDENADAS ABC E $\alpha\beta 0$.

Vetores de Comutação	S_a	S_b	S_c	S_n	v_{an}^*	v_{bn}^*	v_{cn}^*	v_α^*	v_β^*	v_0^*
\mathbf{v}^0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
\mathbf{v}^1	0	0	0	1	-1	-1	-1	0	0	$-\sqrt{3}$
\mathbf{v}^2	0	0	1	0	0	0	1	$-\sqrt{6}/6$	$-\sqrt{2}/2$	$\sqrt{3}/3$
\mathbf{v}^3	0	0	1	1	-1	-1	0	$-\sqrt{6}/6$	$-\sqrt{2}/2$	$-2\sqrt{3}/3$
\mathbf{v}^4	0	1	0	0	0	1	0	$-\sqrt{6}/6$	$\sqrt{2}/2$	$\sqrt{3}/3$
\mathbf{v}^5	0	1	0	1	-1	0	-1	$-\sqrt{6}/6$	$\sqrt{2}/2$	$-2\sqrt{3}/3$
\mathbf{v}^6	0	1	1	0	0	1	1	$-\sqrt{6}/3$	0	$2\sqrt{3}/3$
\mathbf{v}^7	0	1	1	1	-1	0	0	$-\sqrt{6}/3$	0	$-\sqrt{3}/3$
\mathbf{v}^8	1	0	0	0	1	0	0	$\sqrt{6}/3$	0	$\sqrt{3}/3$
\mathbf{v}^9	1	0	0	1	0	-1	-1	$\sqrt{6}/3$	0	$-2\sqrt{3}/3$
\mathbf{v}^{10}	1	0	1	0	1	0	1	$\sqrt{6}/6$	$-\sqrt{2}/2$	$2\sqrt{3}/3$
\mathbf{v}^{11}	1	0	1	1	0	-1	0	$\sqrt{6}/6$	$-\sqrt{2}/2$	$-\sqrt{3}/3$
\mathbf{v}^{12}	1	1	0	0	1	1	0	$\sqrt{6}/6$	$\sqrt{2}/2$	$2\sqrt{3}/3$
\mathbf{v}^{13}	1	1	0	1	0	0	-1	$\sqrt{6}/6$	$\sqrt{2}/2$	$\sqrt{3}/3$
\mathbf{v}^{14}	1	1	1	0	1	1	1	0	0	$\sqrt{3}$
\mathbf{v}^{15}	1	1	1	1	0	0	0	0	0	0

* Denota que as quantidades são normalizadas com relação a V_{dc} e

$$S_x = \begin{cases} 1 & \text{Transistor Superior "on"} \\ 0 & \text{Transistor Inferior "on"} \end{cases} \quad x = \{a, b, c, n\}$$

O princípio básico da modulação SV é sintetizar a tensão média produzida pelo inversor sobre um período de comutação, usando uma combinação dos possíveis vetores de

comutação. É razoável utilizar os vetores de comutação mais próximos do vetor de comando, isto é, $\mathbf{u}_{cmd} = [u_\alpha \ u_\beta \ u_0]^T$, o que resultará em menor ondulação sobre as variáveis de interesse (correntes nos indutores do filtro L).

É possível identificar 24 regiões (tetraedros), onde o vetor \mathbf{u}_{cmd} pode-se encontrar. Esses tetraedros compartilham os mesmos possíveis vetores de comutação mais próximos no dodecaedro da Figura H.2.

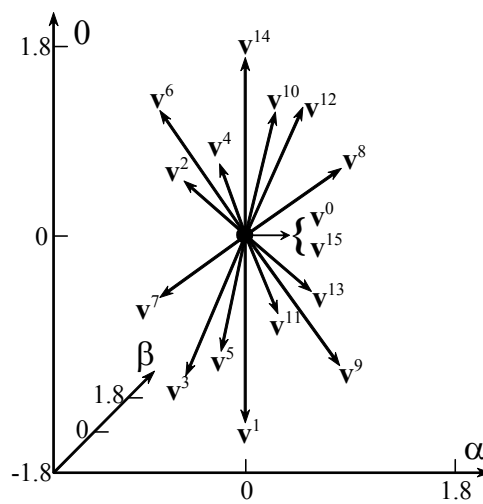


Figura H. 1- Possíveis vetores de comutação em coordenadas $\alpha\beta$.

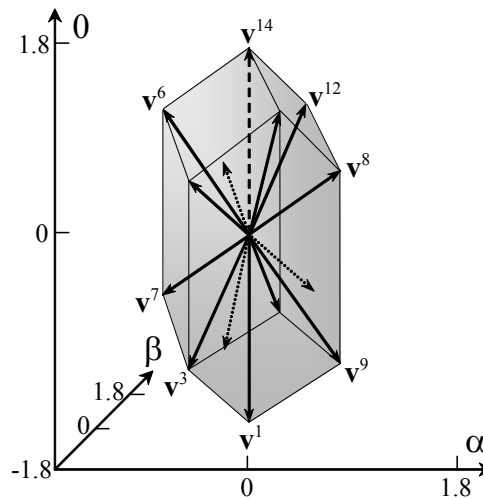


Figura H. 2 – Dodecaedro.

De forma a identificar o tetraedro, onde o vetor \mathbf{u}_{cmd} está localizado, a cada período de amostragem, é possível estabelecer os planos que definem os limites entre os tetraedros. Existem então, seis planos de separação entre os tetraedros conforme pode ser observado na Figura H.3, e suas equações são as seguintes:

$$P_1(\alpha, \beta, 0) = [0 \quad \sqrt{2} \quad 0][\alpha \quad \beta \quad 0]^T = 0; \quad (\text{H. 2})$$

$$P_2(\alpha, \beta, 0) = [-\sqrt{6}/2 \quad \sqrt{2}/2 \quad 0][\alpha \quad \beta \quad 0]^T = 0; \quad (\text{H. 3})$$

$$P_3(\alpha, \beta, 0) = [\sqrt{6}/2 \quad \sqrt{2}/2 \quad 0][\alpha \quad \beta \quad 0]^T = 0; \quad (\text{H. 4})$$

$$P_4(\alpha, \beta, 0) = [\sqrt{6}/3 \quad 0 \quad \sqrt{3}/3][\alpha \quad \beta \quad 0]^T = 0; \quad (\text{H. 5})$$

$$P_5(\alpha, \beta, 0) = [-\sqrt{6}/6 \quad -\sqrt{2}/2 \quad \sqrt{3}/3][\alpha \quad \beta \quad 0]^T = 0; \quad (\text{H. 6})$$

$$P_6(\alpha, \beta, 0) = [-\sqrt{6}/6 \quad \sqrt{2}/2 \quad \sqrt{3}/3][\alpha \quad \beta \quad 0]^T = 0. \quad (\text{H. 7})$$

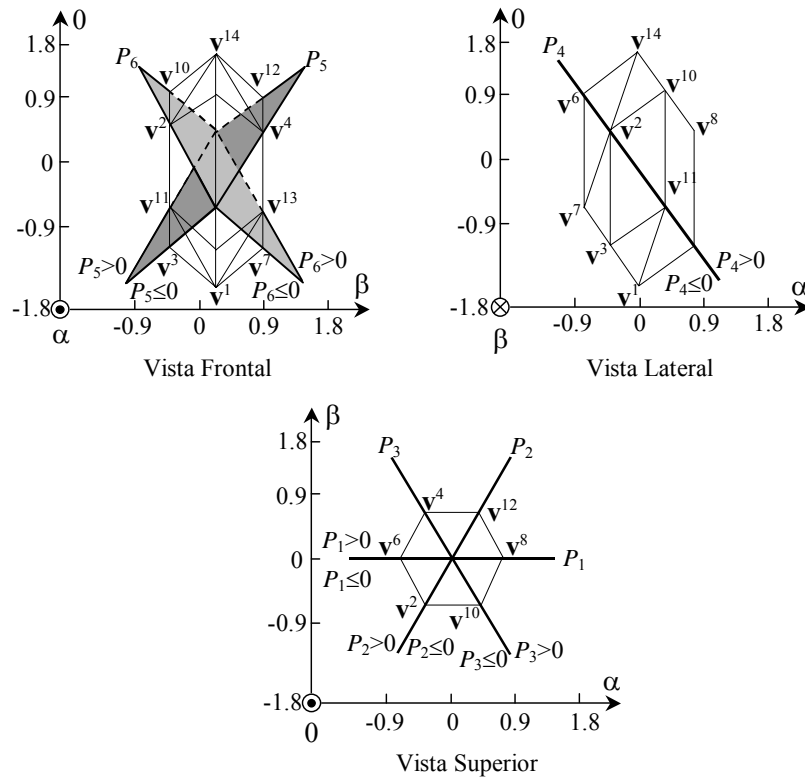


Figura H. 3 – Três vistas do dodecaedro.

Por exemplo, se as componentes do vetor \mathbf{u}_{cmd} são substituídas nas equações de (H. 2) a (H. 7), é possível saber se a extremidade do vetor \mathbf{u}_{cmd} está de um lado ou de outro de cada plano de separação. Dessa forma, torna-se fácil implementar uma rotina para identificar em qual tetraedro o vetor \mathbf{u}_{cmd} encontra-se. Uma vez que o vetor de comando é dado, e o tetraedro onde este se localiza é identificado, só resta aplicar os possíveis vetores de comutação mais próximos, e dessa forma, o valor médio do vetor de tensão do inversor em um período de amostragem torna-se igual ao vetor \mathbf{u}_{cmd} desejado. Com esse objetivo, uma seqüência de vetores de comutação deve ser selecionada.

Os critérios típicos para selecionar uma seqüência de vetores de comutação incluem:

- (i) *THD* da tensão de saída;
- (ii) perdas por comutação;
- (iii) complexidade da implementação;
- (iv) limitação da velocidade de processamento do DSP a ser utilizado.

Aqui uma seqüência de comutação simétrica foi adotada, devido a esta, resultar em baixa *THD* para as tensões de saída do inversor, se comparadas com outras seqüências de comutação. O próximo passo na implementação da modulação *SV* é o cálculo dos intervalos de tempo de cada vetor de comutação em um período de comutação T_s .

Para uma dada seqüência de comutação, conforme mostrado na Figura H.4, a média da tensão de saída do inversor produzida pelo vetor da ação de controle é dada por:

$$\bar{\mathbf{u}}_{cmd} = \frac{1}{T_s} \int_{t_1}^{t_2} \mathbf{v}^8 dt + \int_{t_2}^{t_3} \mathbf{v}^{12} dt + \int_{t_3}^{t_4} \mathbf{v}^{14} dt + \int_{t_5}^{t_6} \mathbf{v}^{14} dt + \int_{t_6}^{t_7} \mathbf{v}^{12} dt + \int_{t_7}^{t_8} \mathbf{v}^8 dt . \quad (\text{H. 9})$$

Note que \mathbf{v}^0 e \mathbf{v}^{15} são vetores nulos e \mathbf{v}^8 , \mathbf{v}^{12} e \mathbf{v}^{14} são vetores constantes, portanto, a equação (H. 9) pode ser escrita como:

$$\bar{\mathbf{u}}_{cmd} = \frac{1}{T_s} [\mathbf{v}^8 \quad \mathbf{v}^{12} \quad \mathbf{v}^{14}] [\Delta t_1 \quad \Delta t_2 \quad \Delta t_3]^T . \quad (\text{H. 10})$$

onde T_s , é o período de comutação, o qual é assumido igual ao período de amostragem.

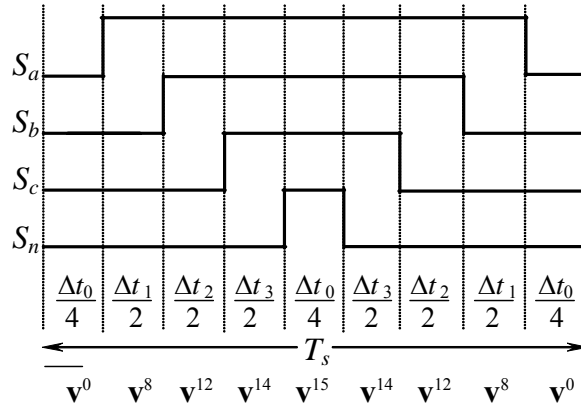


Figura H. 4 – Sequência de comutação simétrica para o Tetraedro 1.

Os intervalos de tempo são definidos como: $\Delta t_1 = (t_2 - t_1) + (t_8 - t_7)$, $\Delta t_2 = (t_3 - t_2) + (t_7 - t_6)$ e $\Delta t_3 = (t_4 - t_3) + (t_6 - t_5)$. Como os vetores, que definem os vértices de cada tetraedro, são linearmente independentes, os tempos Δt_1 , Δt_2 e Δt_3 podem ser determinados por:

$$[\Delta t_1 \quad \Delta t_2 \quad \Delta t_3]^T = T_s [\mathbf{v}^8 \quad \mathbf{v}^{12} \quad \mathbf{v}^{14}]^{-1} \bar{\mathbf{u}}_{cmd} = T_s \mathbf{M} \bar{\mathbf{u}}_{cmd} . \quad (\text{H. 11})$$

onde, $\mathbf{M} = [\mathbf{v}^8 \quad \mathbf{v}^{12} \quad \mathbf{v}^{14}]^{-1}$ é a chamada matriz de decomposição, associada com o tetraedro 1.

Portanto, existem 24 matrizes de decomposição. Entretanto, isto não representa um inconveniente, visto que, essas matrizes podem ser programadas *off-line* e armazenadas na memória de programa de um DSP. Finalmente, os intervalos de tempo dos vetores nulos podem ser dados por: $\Delta t_0 = T_s - (\Delta t_1 + \Delta t_2 + \Delta t_3)$. Tais intervalos são maiores que zero sempre que o vetor \mathbf{u}_{cmd} se encontre dentro do dodecaedro.

Como o inversor da Figura 4.2, usualmente, opera em malha fechada, o vetor \mathbf{u}_{cmd} pode assumir grandes valores devido, por exemplo, a transitórios de partida. Com o intuito de limitar o comprimento do vetor \mathbf{u}_{cmd} , foi utilizada a limitação do vetor \mathbf{u}_{cmd} dentro de uma elipsóide inscrita no dodecaedro, conforme será apresentado a seguir.

Algoritmo de Limitação utilizando a Elipsóide Inscrita

Este algoritmo limita um dado vetor de comando, \mathbf{u}_{cmd} , a permanecer na extensão da elipsóide inscrita no dodecaedro da Figura H.5, assegurando deste modo, a apropriada operação do algoritmo de modulação *space vector*.

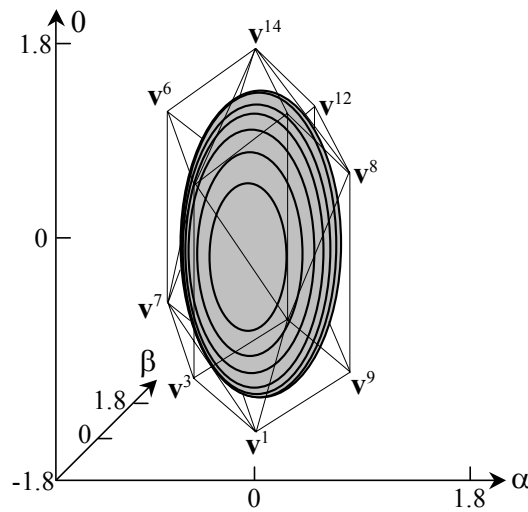


Figura H. 5 – Elipsóide de limitação inscrita no dodecaedro.

A maior elipsóide inscrita no dodecaedro da Figura H.5, pode ser definida conforme a equação abaixo:

$$[\alpha \ \beta \ 0] \mathbf{M}_{coef} [\alpha \ \beta \ 0]^T = 1. \quad (\text{H. 12})$$

onde, $\mathbf{M}_{coef} = \text{diag}[2 \ 2 \ 0.5]$. Note que, aqueles vetores \mathbf{u}_{cmd} que ultrapassarem a

elipsóide satisfazem a seguinte inequação: $\sqrt{\mathbf{u}_{cmd}^T \mathbf{M}_{coef} \mathbf{u}_{cmd}} > 1$. Portanto, se o comprimento do vetor \mathbf{u}_{cmd} ultrapassa a superfície da elipsóide, é possível obter o vetor limitado à superfície da elipsóide e alinhado com o vetor \mathbf{u}_{cmd} , utilizando a seguinte

equação, $\mathbf{u}_{cmdL} = \mathbf{u}_{cmd} / \sqrt{\mathbf{u}_{cmd}^T \mathbf{M}_{coef} \mathbf{u}_{cmd}}$.

O algoritmo de limitação do elipsóide inscrito tem a vantagem de requer somente uma equação para sua implementação, entretanto, este restringe a excursão do vetor de comando \mathbf{u}_{cmd} .

Finalmente, a Tabela H.2 resume as principais informações requeridas para implementar o algoritmo de modulação SV. A primeira coluna apresenta as condições, que devem ser satisfeitas, para um dado vetor de comando estar localizado dentro de cada tetraedro. As duas últimas colunas mostram os vetores de comutação e os planos limites do dodecaedro associados ao tetraedro em questão.

TABELA H.2. ALGORITMO SVM: PLANOS DE SEPARAÇÃO ENTRE OS TETRAEDROS, VETORES DE COMUTAÇÃO DOS TETRAEDROS E PLANOS LIMITES DO DODECAEDRO.

Condições de limite dos tetraedro	Tetraedro	Vetores de Comutação do Tetraedro	Planos Limites do Dodecaedro
$(P_1; P_5) > 0; P_2 \leq 0$	1	$\mathbf{v}^0, \mathbf{v}^8, \mathbf{v}^{12}, \mathbf{v}^{14}, \mathbf{v}^{15}$	$P_7-1=0$
$P_6 > 0; (P_2; P_5) \leq 0$	2	$\mathbf{v}^0, \mathbf{v}^8, \mathbf{v}^{12}, \mathbf{v}^{15}, \mathbf{v}^{15}$	$P_{10}-1=0$
$(P_1; P_4) > 0; P_6 \leq 0$	3	$\mathbf{v}^0, \mathbf{v}^8, \mathbf{v}^9, \mathbf{v}^{13}, \mathbf{v}^{15}$	$P_{10}-1=0$
$P_1 > 0; (P_2; P_4) \leq 0$	4	$\mathbf{v}^0, \mathbf{v}^1, \mathbf{v}^9, \mathbf{v}^{13}, \mathbf{v}^{15}$	$P_{16}-1=0$
$(P_2; P_3; P_5) > 0$	5	$\mathbf{v}^0, \mathbf{v}^4, \mathbf{v}^{12}, \mathbf{v}^{14}, \mathbf{v}^{15}$	$P_8-1=0$
$(P_2; P_4) > 0; P_5 \leq 0$	6	$\mathbf{v}^0, \mathbf{v}^4, \mathbf{v}^{12}, \mathbf{v}^{13}, \mathbf{v}^{15}$	$P_{11}-1=0$
$P_6 > 0; (P_3; P_4) \leq 0$	7	$\mathbf{v}^0, \mathbf{v}^4, \mathbf{v}^5, \mathbf{v}^{13}, \mathbf{v}^{15}$	$P_{11}-1=0$
$(P_2; P_3) > 0; P_6 \leq 0$	8	$\mathbf{v}^0, \mathbf{v}^1, \mathbf{v}^5, \mathbf{v}^{13}, \mathbf{v}^{15}$	$P_{16}-1=0$
$(P_1; P_4) > 0; P_3 \leq 0$	9	$\mathbf{v}^0, \mathbf{v}^4, \mathbf{v}^6, \mathbf{v}^{14}, \mathbf{v}^{15}$	$P_8-1=0$
$(P_1; P_5) > 0; P_4 \leq 0$	10	$\mathbf{v}^0, \mathbf{v}^4, \mathbf{v}^6, \mathbf{v}^7, \mathbf{v}^{15}$	$P_{12}-1=0$
$P_6 > 0; (P_3; P_5) \leq 0$	11	$\mathbf{v}^0, \mathbf{v}^4, \mathbf{v}^5, \mathbf{v}^7, \mathbf{v}^{15}$	$P_{12}-1=0$
$P_1 > 0; (P_3; P_6) \leq 0$	12	$\mathbf{v}^0, \mathbf{v}^1, \mathbf{v}^5, \mathbf{v}^7, \mathbf{v}^{15}$	$P_{17}-1=0$
$(P_2; P_4) > 0; P_1 \leq 0$	13	$\mathbf{v}^0, \mathbf{v}^2, \mathbf{v}^6, \mathbf{v}^{14}, \mathbf{v}^{15}$	$P_9-1=0$
$P_6 > 0; (P_1; P_4) \leq 0$	14	$\mathbf{v}^0, \mathbf{v}^2, \mathbf{v}^6, \mathbf{v}^7, \mathbf{v}^{15}$	$P_{13}-1=0$
$P_5 > 0; (P_2; P_6) \leq 0$	15	$\mathbf{v}^0, \mathbf{v}^2, \mathbf{v}^3, \mathbf{v}^7, \mathbf{v}^{15}$	$P_{13}-1=0$
$P_2 > 0; (P_1; P_5) \leq 0$	16	$\mathbf{v}^0, \mathbf{v}^1, \mathbf{v}^3, \mathbf{v}^7, \mathbf{v}^{15}$	$P_{17}-1=0$
$P_6 > 0; (P_2; P_3) \leq 0$	17	$\mathbf{v}^0, \mathbf{v}^2, \mathbf{v}^{10}, \mathbf{v}^{14}, \mathbf{v}^{15}$	$P_9-1=0$
$P_4 > 0; (P_3; P_6) \leq 0$	18	$\mathbf{v}^0, \mathbf{v}^2, \mathbf{v}^{10}, \mathbf{v}^{11}, \mathbf{v}^{15}$	$P_{14}-1=0$
$P_5 > 0; (P_2; P_4) \leq 0$	19	$\mathbf{v}^0, \mathbf{v}^2, \mathbf{v}^3, \mathbf{v}^{11}, \mathbf{v}^{15}$	$P_{14}-1=0$
$(P_2; P_3; P_5) \leq 0$	20	$\mathbf{v}^0, \mathbf{v}^1, \mathbf{v}^3, \mathbf{v}^{11}, \mathbf{v}^{15}$	$P_{18}-1=0$
$(P_3; P_6) > 0; P_1 \leq 0$	21	$\mathbf{v}^0, \mathbf{v}^8, \mathbf{v}^{10}, \mathbf{v}^{14}, \mathbf{v}^{15}$	$P_7-1=0$
$P_5 > 0; (P_3; P_6) \leq 0$	22	$\mathbf{v}^0, \mathbf{v}^8, \mathbf{v}^{10}, \mathbf{v}^{11}, \mathbf{v}^{15}$	$P_{15}-1=0$
$P_4 > 0; (P_1; P_5) \leq 0$	23	$\mathbf{v}^0, \mathbf{v}^8, \mathbf{v}^9, \mathbf{v}^{11}, \mathbf{v}^{15}$	$P_{15}-1=0$
$(P_1; P_3; P_4) \leq 0$	24	$\mathbf{v}^0, \mathbf{v}^1, \mathbf{v}^9, \mathbf{v}^{11}, \mathbf{v}^{15}$	$P_{18}-1=0$

Os argumentos de todas as funções P foram diminuídos, isto é, $P_x = P_x(\mathbf{u}_{cmd})$.

Livros Grátis

(<http://www.livrosgratis.com.br>)

Milhares de Livros para Download:

[Baixar livros de Administração](#)

[Baixar livros de Agronomia](#)

[Baixar livros de Arquitetura](#)

[Baixar livros de Artes](#)

[Baixar livros de Astronomia](#)

[Baixar livros de Biologia Geral](#)

[Baixar livros de Ciência da Computação](#)

[Baixar livros de Ciência da Informação](#)

[Baixar livros de Ciência Política](#)

[Baixar livros de Ciências da Saúde](#)

[Baixar livros de Comunicação](#)

[Baixar livros do Conselho Nacional de Educação - CNE](#)

[Baixar livros de Defesa civil](#)

[Baixar livros de Direito](#)

[Baixar livros de Direitos humanos](#)

[Baixar livros de Economia](#)

[Baixar livros de Economia Doméstica](#)

[Baixar livros de Educação](#)

[Baixar livros de Educação - Trânsito](#)

[Baixar livros de Educação Física](#)

[Baixar livros de Engenharia Aeroespacial](#)

[Baixar livros de Farmácia](#)

[Baixar livros de Filosofia](#)

[Baixar livros de Física](#)

[Baixar livros de Geociências](#)

[Baixar livros de Geografia](#)

[Baixar livros de História](#)

[Baixar livros de Línguas](#)

[Baixar livros de Literatura](#)
[Baixar livros de Literatura de Cordel](#)
[Baixar livros de Literatura Infantil](#)
[Baixar livros de Matemática](#)
[Baixar livros de Medicina](#)
[Baixar livros de Medicina Veterinária](#)
[Baixar livros de Meio Ambiente](#)
[Baixar livros de Meteorologia](#)
[Baixar Monografias e TCC](#)
[Baixar livros Multidisciplinar](#)
[Baixar livros de Música](#)
[Baixar livros de Psicologia](#)
[Baixar livros de Química](#)
[Baixar livros de Saúde Coletiva](#)
[Baixar livros de Serviço Social](#)
[Baixar livros de Sociologia](#)
[Baixar livros de Teologia](#)
[Baixar livros de Trabalho](#)
[Baixar livros de Turismo](#)