



UNIVERSIDADE ESTADUAL DE CAMPINAS
FACULDADE DE ENGENHARIA ELÉTRICA E DE COMPUTAÇÃO
DEPARTAMENTO DE SISTEMAS E CONTROLE DE ENERGIA
Laboratório de Condicionamento de Energia Elétrica

TÉCNICAS DIGITAIS PARA SINCRONIZAÇÃO COM A REDE ELÉTRICA, COM APLICAÇÃO EM GERAÇÃO DISTRIBUÍDA

MARCELO SUZART DE PÁDUA
Engenheiro Eletricista

PROF. DR. SIGMAR MAURER DECKMANN
Orientador

PROF. DR. FERNANDO PINHABEL MARAFÃO
Co-orientador

*Dissertação submetida à
Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação
da Universidade Estadual de Campinas
como parte dos requisitos para a obtenção do
título de MESTRE EM ENGENHARIA ELÉTRICA.*

BANCA EXAMINADORA:

Prof. Dr. Sigmar Maurer Deckmann – FEEC/UNICAMP
Prof. Dr. Enes Gonçalves Marra – EEE/UFG
Prof. Dr. Walmir de Freitas Filho – FEEC/UNICAMP

Campinas - SP - Brasil, 21 de Novembro de 2006.

FICHA CATALOGRÁFICA ELABORADA PELA
BIBLIOTECA DA ÁREA DE ENGENHARIA E ARQUITETURA - BAE - UNICAMP

P136t Pádua, Marcelo Suzart de
Técnicas digitais para sincronização com a rede elétrica,
com aplicação em geração distribuída / Marcelo Suzart de
Pádua. --Campinas, SP: [s.n.], 2006.

Orientador: Sigmar Maurer Deckmann; Fernando
Pinhabel Marafão

Dissertação (Mestrado) - Universidade Estadual de
Campinas, Faculdade de Engenharia Elétrica e de
Computação.

1. Geração distribuída de energia elétrica. 2.
Processamento de sinais. 3. Sincronização. 4. Kalman,
Filtragem de. 5. Harmônicos (Ondas elétricas). I.
Deckmann, Sigmar Maurer. II. Marafão, Fernando Pinhabel.
III. Universidade Estadual de Campinas. Faculdade de
Engenharia Elétrica e de Computação. IV. Título.

Título em Inglês: Digital techniques for power grid synchronization, with applications in
distributed generation.

Palavras-chave em Inglês: Distributed generation, PLL, Discrete Fourier Transform,
Kalman filter, Smooth connection, Fundamental wave
identification, Synchronization

Área de concentração: Energia Elétrica

Titulação: Mestre em Engenharia Elétrica

Banca examinadora: Enes Gonçalves Marra , Walmir de Freitas Filho.

Data da defesa: 21/11/2006

*Ao meu Pai, às minhas Irmãs, à minha Madrasta e à minha Namorada.
À André Suzart de Pádua e Tânia Maria Suzart de Pádua, in memoriam.*

Resumo

Este trabalho visa contribuir para os estudos sobre sincronismo em um Sistema Elétrico de Potência (SEP), com enfoque em Geração Distribuída (GD). Buscar-se-á analisar as condições para operação de um gerador distribuído em paralelo com a rede elétrica, bem como desenvolver metodologias de sincronismo para tal. Muitos algoritmos propostos para aplicações em Eletrônica de Potência e Qualidade da Energia Elétrica podem ser utilizados para este propósito.

Inicialmente, será apresentada uma síntese dos tipos de geração alternativa existentes e suas características. Considerando que o Brasil, até o momento, não possui legislação específica referente à GD, serão expostas as principais normas internacionais aplicáveis ao sincronismo e à conexão do gerador, além de aspectos de segurança, como condições de ilhamento.

Cada um dos algoritmos escolhidos (PLL, TDFR e FK) será estudado com o objetivo de observar sua resposta dinâmica, precisão em regime e robustez na presença de distorções harmônicas e/ou transitórios nas tensões da rede, de acordo com o ajuste dos seus parâmetros.

Finalmente, serão apresentados resultados de simulação de um sistema de GD característico. Uma carga, alimentada pela rede elétrica de distribuição, passará a receber energia também de um gerador local, que será conectado em paralelo com esta rede com auxílio dos algoritmos de sincronismo estudados. Resultados experimentais confirmarão a possibilidade de implementação dessas técnicas.

Abstract

This dissertation presents a contribution to the study of synchronization in Electric Power Systems, focusing Distributed Generation. The conditions for operation of a distributed generator in parallel with the grid will be analyzed and applicable methodologies of synchronism will be presented. Different algorithms proposed for Power Electronics Applications and Power Quality Analysis can be used for this intention.

Initially, this work presents a synthesis of the existing types of alternative generation and their characteristics. Considering that in Brazil, up to this moment, does not exist a specific legislation for distributed generation, the international main applicable norms about synchronization and connection of the generator will be exposed, including security aspects, such as islanding conditions.

Each of the chosen algorithms will be studied to observe its dynamic response, accuracy and robustness in presence of harmonic distortions or transients in the utility voltage, according to the adjusted parameters.

Finally, simulation results of a characteristic industrial plant will be presented. The utility system supplies a load, which will draw power also from a local generator connected to this grid, with the aid of the studied synchronism algorithms. Experimental results will confirm the possibility of implementation of these techniques.

Agradecimentos

A Deus, pelo dom da vida e pelas graças necessárias para bem vivê-la.

A toda minha família, meu pai, Clarindo e minha madrasta, Eneida, às minhas irmãs, Adriana e Andressa, que sempre me apoiaram em tudo que fiz e em todas as decisões importantes da minha vida.

A minha querida Elena sempre muito amorosa e atenciosa, confortando-me nos momentos mais difíceis.

Aos professores Sigmar e Fernando, a quem hoje prezo grande respeito e admiração pela sabedoria, paciência e por todo auxílio que me prestaram durante o desenvolvimento deste trabalho.

Ao professor Amauri Lopes pela substancial ajuda no embasamento teórico dos capítulos 3 e 4, que só puderam ser concluídos graças à sua disponibilidade e paciência.

A todos os amigos da Turma EE00 e também os do Departamento de Sistemas e Controle de Energia (DSCE), em especial do Laboratório de Condicionamento de Energia Elétrica (LCEE), pela boa receptividade e convivência agradável.

A Alexandre C. Moreira pela ajuda com os resultados experimentais.

À Capes pelo apoio financeiro.

A todos os amigos e colegas do Projeto Universidades Renovadas, da Pastoral Universitária da Unicamp e da Paróquia Nossa Senhora de Sion, em São Sebastião do Paraíso (MG), pelos momentos de oração juntos.

2.2.2 PLL baseado no Cálculo Vetorial Instantâneo (CVI)	19
2.2.2.1 PLL Monofásico.....	20
2.2.2.1.1 Filtro de Média Móvel Adaptativo.....	21
2.2.2.1.2 Projeto dos ganhos do controlador PI.....	22
2.2.2.1.3 Análise de Estabilidade e Resposta Dinâmica	26
2.2.2.2 PLL Trifásico	30
2.2.2.3 Síntese da forma de onda fundamental.....	32
2.3 Detector de Seqüência Positiva	34
2.4 Detector de Amplitude.....	35
2.5 Simulações.....	36
2.5.1 PLL Monofásico	37
2.5.1.1 Método <i>Symmetrical Optimum</i>	37
2.5.1.2 Método Canônico de 2 ^a Ordem	40
2.5.2 PLL Trifásico.....	43
2.5.2.1 Método <i>Symmetrical Optimum</i>	43
2.5.2.2 Método Canônico de 2 ^a Ordem	46
2.6 Resultados Experimentais.....	49
2.7 Conclusões	53

3 Algoritmo TDFR para identificação de frequência e ângulo de fase.55

3.1 A TDF.....	56
3.1.1 Definição.....	56
3.1.2 TDF Recursiva (TDFR).....	57
3.1.3 TDFR e a obtenção da forma de onda fundamental.....	58
3.2 Análise de desempenho da TDFR.....	60
3.2.1 Relação entre TDF, T_w e T_f	60
3.2.2 Considerações Acerca da Aproximação.....	66
3.2.3 Correção da Defasagem.....	69
3.2.4 Considerações Acerca da Correção da Defasagem.....	70
3.2.5 Síntese da forma de onda fundamental unitária.....	71
3.3 Obtenção da frequência fundamental	72
3.4 Simulações.....	75

3.5 Resultados Experimentais.....	78
3.6 Conclusões.....	81
4 Filtro de Kalman para identificação de amplitude, frequência e ângulo de fase.....	83
4.1 Revisão de Tópicos de Processos Estocásticos	84
4.2 FK - Estimação do estado de um sistema	86
4.3 Parâmetros de projeto do Filtro	90
4.4 SEP modelado via variáveis de estado	91
4.4.1 SEP Monofásico.....	91
4.4.2 SEP Trifásico.....	93
4.5 Obtenção da frequência e da fase instantânea da fundamental.....	96
4.6 Simulações	98
4.6.1 FK Monofásico.....	98
4.6.2 FK Trifásico.....	101
4.7 Resultados Experimentais	104
4.8 Conclusões	107
5 Conexão de um Gerador Síncrono com a Rede: Simulações e Resultados Experimentais	109
5.1 Projeto de GD no MatLab	110
5.1.1 Algoritmo de Sincronismo	112
5.1.2 Controle de Excitação.....	114
5.1.3 Controle de Frequência.....	114
5.1.4 Controle de Ângulo de Fase.....	115
5.1.5 Detecção de Ilhamento.....	116
5.2 Condições para o Fechamento da Chave	116
5.2.1 Seqüência de Fases	116
5.2.2 Magnitude das Tensões	117
5.2.3 Frequência das Tensões.....	117
5.2.4 Ângulo de Fase das Tensões.....	118
5.3 Simulações	119
5.3.1 PLL	119

5.3.2 TDFR.....	122
5.3.3 FK.....	125
5.4 Resultados Experimentais.....	129
5.5 Conclusões.....	133
6 Conclusões e Trabalhos Futuros	135
6.1 Conclusões Finais.....	135
6.2 Principais Contribuições deste Trabalho.....	137
6.3 Trabalhos Futuros	138
Referências Bibliográficas	139

Lista de Siglas

CA	Corrente Alternada
CAG	Controle Automático de Geração
CVI	Cálculo Vetorial Instantâneo
DHT	Distorção Harmônica Total
DSP	“Digital Signal Processor”
FACTS	“Flexible AC Transmission Systems”
FK	Filtro de Kalman
FK-1 ϕ	Filtro de Kalman Monofásico
FK-3 ϕ	Filtro de Kalman Trifásico
GD	Geração Distribuída
MA	Malha Aberta
MF	Malha Fechada
PCHs	Pequenas Centrais Hidrelétricas
PI	Proporcional-Integral
PLL	“Phase-Locked Loop”
PLL-1 ϕ	“Phase-Locked Loop” Monofásico
PLL-3 ϕ	“Phase-Locked Loop” Trifásico
ROCOF	“Rate of Change of Frequency Relays”
SEP	Sistemas Elétricos de Potência
TDF	Transformada Discreta de Fourier
TDFR	Transformada Discreta de Fourier Recursiva
TPI	Teoria de Potências Instantâneas
UPS	“Uninterruptible Power Systems”

Lista de Símbolos

α	Fator de normalização
ζ	Fator de amortecimento teórico
ξ	Fator de amortecimento
φ	Argumento da transformada discreta de Fourier
θ ou $\theta(k)$	Ângulo de fase instantâneo no passo k
$\Delta\omega$	Erro de frequência angular
$\Delta\theta$	Erro de fase
$\overline{\Delta\theta}$	Correção do erro de fase
$\delta(t)$	Função impulso (Delta de Dirac)
ω	Frequência angular fundamental da tensão da rede
ω_0	Frequência angular nominal da tensão da rede
ω_c	Frequência angular de corte
ω_n	Frequência natural do sistema em malha fechada
θ_{ref}	Ângulo de fase de referência
θ_u	Ângulo de fase inicial da senóide unitária
θ_v	Ângulo de fase inicial da fundamental da tensão da rede
ρ_{XY}	Coefficiente de correlação entre X e Y
$\mathbf{A}_{n \times n}$	Matriz de modelagem por variáveis de estado
$\mathbf{B}_{m \times n}$	Matriz de modelagem por variáveis de estado
$\text{cov}(\cdot)$	Covariância
dp	“dot product” – Produto escalar
dp^*	Produto escalar de referência
\overline{dp}	Produto escalar médio
dp_{erro}	Erro de produto escalar
$D.P.(\cdot)$	Desvio Padrão

$E(\cdot)$	Valor Esperado
e_k	Erro de estimação <i>a priori</i>
f_i	Freqüência fundamental da tensão da rede
f_s	Freqüência de amostragem
$H_{filtro}(s)$	Função de transferência do filtro de janela móvel do PLL
$H_{MA}(s)$	Função de transferência em malha aberta do sistema
$H_{MF}(s)$	Função de transferência em malha fechada do sistema
$H_{planta}(s)$	Função de transferência da planta
I	Matriz Identidade
i_a', i_b', i_c'	Correntes fictícias geradas por um PLL baseado na TPI
J	Índice de intervalos de tempo T_w
k	Passo de amostragem
K_k	Ganho de Kalman
K_I	Ganho Integral
K_P	Ganho Proporcional
m, n	Índices
N	Número de amostras por período
P	Covariância do erro
p^*	Potência ativa de referência
p_{abc}'	Potência ativa trifásica instantânea
p_{erro}	Erro de potência ativa
Q	Covariância do ruído de processamento
q^*	Potência não-ativa de referência
q_{abc}'	Potência não-ativa instantânea
q_{erro}	Erro de potência não-ativa
R	Covariância do ruído de medição
R_L	Resistência equivalente da rede de distribuição
$R(\omega)$	Transformada de Fourier do pulso retangular
$r(t)$	Pulso retangular
$S(\omega)$	Transformada de Fourier de $s(t)$
$s(t)$	$v(t)$ amostrado pelo pulso retangular $r(t)$
$Sa(\cdot)$	Função "Sampling"

t	Tempo
T_I	Período da fundamental da tensão da rede
T_s	Período de amostragem
T_w	Tamanho da janela retangular de amostragem da TDF
u	Senóide unitária em fase com o sinal de entrada
u_{\perp}	Senóide unitária ortogonal ao sinal de entrada
$\mathbf{u}[u_a \ u_b \ u_c]$	Vetor de senóides unitárias em fase com os sinais de entrada
$\mathbf{u}_{\perp}[u_{a\perp} \ u_{b\perp} \ u_{c\perp}]$	Vetor de senóides unitárias ortogonais aos sinais de entrada
v ou $v(t)$	Tensão de uma rede monofásica
$\mathbf{v}[v_a \ v_b \ v_c]$	Vetor de tensões de fase de uma rede trifásica
$\mathbf{v}_1[v_{a1} \ v_{b1} \ v_{c1}]$	Vetor de tensões fundamentais de fase de uma rede trifásica
V^+	Magnitude da Seqüência Positiva
V_1	Amplitude fundamental da tensão de uma rede monofásica
$\mathbf{V}_1(k)$	Vetor de tensões do FK
v_1	Componente fundamental da tensão da rede
$v_{1\perp}$	Forma de onda ortogonal a v_1
$\mathbf{v}_1^+[v_{a1}^+ \ v_{b1}^+ \ v_{c1}^+]$	Vetor de tensões de seqüência positiva
v_{ab}, v_{ac}, v_{bc}	Tensões de linha de uma rede trifásica
V_{a1}, V_{b1}, V_{c1}	Amplitudes fundamentais das tensões de uma rede trifásica
$V(\omega)$	Transformada de Fourier de $v(t)$
V_m	Transformada Discreta de Fourier
\tilde{V}_m	Coefficiente da série de Fourier
V_n	Amplitude da n -ésima harmônica da tensão da rede
$v_p[n]$	Seqüência periódica com N amostras por período
v_{xa}, v_{xc}	Tensões de entrada do PLL
$\text{var}(\cdot)$	Variância
$w(t)$	Função peso
\mathbf{w}_k	Vetor coluna cujos elementos são ruídos de processamento
X_L	Reatância indutiva equivalente da rede de distribuição
\mathbf{x}_k	Vetor coluna que contém o estado do sistema
$\hat{\mathbf{x}}_k$	Estimativa do estado

$\tilde{\mathbf{x}}_k$	Erro de estimação <i>a posteriori</i>
\mathbf{y}_k	Vetor coluna de medições das grandezas
\mathbf{z}_k	Vetor coluna cujos elementos são ruídos de medição

Lista de Figuras

Capítulo 1

- Figura 1.1 – Modelo de geração de energia tradicional, constituído de: geração, transmissão e distribuição.....2
- Figura 1.2 – Modos de operação de um gerador distribuído em paralelo com a rede: carga fixa, exportação e importação.....7

Capítulo 2

- Figura 2.1 – Diagrama representativo de um PLL genérico 14
- Figura 2.2 – Modelo geral do PLL baseado na TPI em um sistema de potência trifásico 16
- Figura 2.3 – Modelo do PLL monofásico baseado no CVI 20
- Figura 2.4 – Modelo simplificado do PLL 23
- Figura 2.5 – Diagrama de Bode do Sistema em malha aberta pelo método *symmetrical optimum* com $\alpha = 100$ 27
- Figura 2.6 – Diagrama de Bode do Sistema em malha aberta pelo método *symmetrical optimum*, com $\alpha = 30$ 27
- Figura 2.7 – Lugar das Raízes do Sistema em malha fechada pelo método *symmetrical optimum* com $\alpha = 100$ 27
- Figura 2.8 – Lugar das Raízes do Sistema em malha fechada pelo método *symmetrical optimum* com $\alpha = 30$ 27
- Figura 2.9 – Resposta ao degrau do Sistema em malha fechada pelo método *symmetrical optimum* com $\alpha = 100$ 27
- Figura 2.10 – Resposta ao degrau do Sistema em malha fechada pelo método *symmetrical optimum* com $\alpha = 30$ 27
- Figura 2.11 – Diagrama de Bode do Sistema em malha fechada pelo método *symmetrical optimum* com $\alpha = 100$ 28

Figura 2.12 – Diagrama de Bode do Sistema em malha fechada pelo método <i>symmetrical optimum</i> com $\alpha = 30$	28
Figura 2.13 – Diagrama de Bode do Sistema em malha aberta pelo método canônico com $\omega_n = 22,63$ rad/s e $\xi = 0,707$	29
Figura 2.14 – Diagrama de Bode do Sistema em malha aberta pelo método canônico com $\omega_n = 90$ rad/s e $\xi = 0,5$	29
Figura 2.15 – Lugar das Raízes do Sistema em malha fechada pelo método canônico com $\omega_n = 22,63$ rad/s e $\xi = 0,707$	29
Figura 2.16 – Lugar das Raízes do Sistema em malha fechada pelo método canônico com $\omega_n = 90$ rad/s e $\xi = 0,5$	29
Figura 2.17 – Resposta ao degrau do Sistema em malha fechada pelo método canônico com $\omega_n = 22,63$ rad/s e $\xi = 0,707$	29
Figura 2.18 – Resposta ao degrau do Sistema em malha fechada pelo método canônico com $\omega_n = 90$ rad/s e $\xi = 0,5$	29
Figura 2.19 – Diagrama de Bode do Sistema em malha fechada pelo método canônico com $\omega_n = 22,63$ rad/s e $\xi = 0,707$	30
Figura 2.20 – Diagrama de Bode do Sistema em malha fechada pelo método canônico com $\omega_n = 90$ rad/s e $\xi = 0,5$	30
Figura 2.21 – Modelo do PLL trifásico baseado no CVI.....	31
Figura 2.22 – Modelo do PLL trifásico simplificado baseado no CVI.....	32
Figura 2.23 – Gerador de tensões trifásicas senoidais unitárias.....	33
Figura 2.24 – Detector de Seqüência Positiva.....	35
Figura 2.25 – Detector de Amplitude.....	36
Figura 2.26 – PLL-1 ϕ (<i>symmetrical optimum</i> , $\alpha = 100$): Tensões de entrada (1 p.u., 60 Hz, 60°), de saída u e u_{\perp} , θ e f_I	37
Figura 2.27 – PLL-1 ϕ (<i>symmetrical optimum</i> , $\alpha = 100$): Tensões de entrada (1 p.u., 60 Hz, 60°), com 5% de 3 ^a , 5 ^a e 7 ^a harmônicas, de saída e f_I	38
Figura 2.28 – PLL-1 ϕ (<i>symmetrical optimum</i> , $\alpha = 100$): Tensões de entrada e de saída do filtro e f_I , após um afundamento de tensão.....	39
Figura 2.29 – PLL-1 ϕ (<i>symmetrical optimum</i> , $\alpha = 100$): Tensões de entrada e de saída do filtro e f_I , após um transitório de frequência.....	39
Figura 2.30 – PLL-1 ϕ (método canônico, $\omega_n = 22,63$ rad/s e $\xi = 0,707$): Tensões de entrada (1 p.u., 60 Hz, 0°), e saídas u , u_{\perp} , θ e amplitude.....	40
Figura 2.31 – PLL-1 ϕ (método canônico, $\omega_n = 22,63$ rad/s e $\xi = 0,707$): Tensões de entrada (1 p.u., 60 Hz, 60°), com 5% de 3 ^a , 5 ^a e 7 ^a harmônicas, de saída e f_I	41

Figura 2.32 – PLL-1 ϕ (método canônico, $\omega_n = 22,63$ rad/s e $\xi = 0,707$): Tensões de entrada e de saída do filtro e f_I , após um afundamento de tensão	42
Figura 2.33 – PLL-1 ϕ (método canônico, $\omega_n = 22,63$ rad/s e $\xi = 0,707$): Tensões de entrada e de saída do filtro e f_I , após um transitório de frequência.....	42
Figura 2.34 – PLL-3 ϕ (<i>symmetrical optimum</i> , $\alpha = 100$): Tensões de entrada equilibradas (1 p.u., 60 Hz, 60° - Fase a), e saídas u_a , $u_{a\perp}$, θ e f_I	43
Figura 2.35 – PLL-3 ϕ (<i>symmetrical optimum</i> , $\alpha = 100$): Tensões de entrada distorcidas e desequilibradas, u_a , $u_{a\perp}$, V^+ e f_I	44
Figura 2.36 – PLL-3 ϕ (<i>symmetrical optimum</i> , $\alpha = 100$): Tensões de entrada distorcidas e desequilibradas, u_a , $u_{a\perp}$, V^+ e f_I , após um afundamento de tensão.....	45
Figura 2.37 – PLL-3 ϕ (<i>symmetrical optimum</i> , $\alpha = 100$): Tensões de entrada distorcidas e desequilibradas, u_a , $u_{a\perp}$ e f_I , após um transitório de frequência.....	45
Figura 2.38 – PLL-3 ϕ (método canônico, $\omega_n = 22,63$ rad/s e $\xi = 0,707$): Tensões de entrada equilibradas (1 p.u., 60 Hz, 60° - Fase a), e saídas u_a , $u_{a\perp}$, θ e f_I	46
Figura 2.39 – PLL-3 ϕ (método canônico, $\omega_n = 22,63$ rad/s e $\xi = 0,707$): Tensões de entrada distorcidas e desequilibradas, u_a , $u_{a\perp}$, V^+ e f_I	47
Figura 2.40 – PLL-3 ϕ (método canônico, $\omega_n = 22,63$ rad/s e $\xi = 0,707$): Tensões de entrada distorcidas e desequilibradas, u_a , $u_{a\perp}$, V^+ e f_I , após um afundamento de tensão.....	48
Figura 2.41 – PLL-3 ϕ (método canônico, $\omega_n = 22,63$ rad/s e $\xi = 0,707$): Tensões de entrada distorcidas e desequilibradas, u_a , $u_{a\perp}$ e f_I , após um transitório de frequência θ	48
Figura 2.42 – PLL-3 ϕ : Tensões de entrada distorcidas, fundamental sintetizada, ω e θ	50
Figura 2.43 – PLL-3 ϕ : Tensões de entrada distorcidas e desequilibradas, fundamental sintetizada, ω e θ	50
Figura 2.44 – PLL-3 ϕ : Tensões de entrada distorcidas sofrendo afundamento, fundamental sintetizada, ω e θ	51
Figura 2.45 – PLL-3 ϕ : Tensões de entrada distorcidas com transitório de frequência, fundamental sintetizada, ω e θ	51
Figura 2.46 – PLL-1 ϕ : Tensão de entrada distorcida sofrendo afundamento, fundamental sintetizada e ω	52
Figura 2.47 – PLL-1 ϕ : Tensão de entrada distorcida com transitório de frequência, fundamental sintetizada e ω	52

Capítulo 3

Figura 3.1 – Diagrama de blocos para a TDF recursiva	60
Figura 3.2 – Pulso retangular de amplitude unitária.	61
Figura 3.3 – Argumento resultante da TDF (φ), a partir de (3.21), quando o ângulo de fase do sinal de entrada (θ_v) é $-\pi/6$ ($\approx -0,5236$).....	65
Figura 3.4 – Argumento resultante da TDF (φ), a partir de (3.21), quando $T_I > T_w$	65
Figura 3.5 – Tensões de entrada e saída, com $T_I > T_w$	66
Figura 3.6 – Amplitude da TDF correta e aproximada em função de f_I e θ_v , para $N = 200$	67
Figura 3.7a – Fase correta da TDF em função de f_I e θ_v , para $N = 200$	68
Figura 3.7b – Fase aproximada da TDF em função de f_I e θ_v , para $N = 200$	68
Figura 3.7c – Erro entre a fase correta e a aproximada da TDF em função de f_I e θ_v , para $N = 200$	68
Figura 3.8 – Diagrama de blocos para a síntese da fundamental unitária a partir da TDFR.....	72
Figura 3.9 – Resultado do cálculo de f_I via detecção de passagem por zero do sinal filtrado.....	73
Figura 3.10 – Resultado do cálculo de f_I via (3.31)..	74
Figura 3.11 – TDFR: Tensões de entrada (1 p.u., 60 Hz, 60°), de saída, φ e f_I	75
Figura 3.12 – TDFR: Tensões de entrada (1 p.u., 57 Hz, 0°), de saída, φ e f_I	76
Figura 3.13 – TDFR: Tensões de entrada (1 p.u., 60 Hz, 60°), com 5% de 3 ^a , 5 ^a e 7 ^a harmônicas, de saída, θ e f_I	77
Figura 3.14 – TDFR: Tensões de entrada, de saída e f_I , após um afundamento de tensão.....	77
Figura 3.15 – TDFR: Tensões de entrada, de saída e f_I , após um transitório de freqüência.....	78
Figura 3.16 – TDFR: Tensões de entrada (127 V, 60 Hz) , de saída, ω e θ	79
Figura 3.17 – TDFR: Tensões de entrada (127 V, 60 Hz), com 10% de 5 ^a e 7 ^a harmônicas, de saída e ω	80
Figura 3.18 – TDFR: Afundamento de 50% na tensão de entrada.....	80
Figura 3.19 – TDFR: Alteração na freqüência da fundamental da tensão de entrada para 59,5 Hz.....	81

Capítulo 4

Figura 4.1 – Modelo do FK.....	90
Figura 4.2 – Resultado do cálculo de f_l via detecção de passagem por zero do ângulo de fase.	97
Figura 4.3 – FK-1 ϕ : Tensões de entrada (127 V, 60 Hz, 60°) e de saída do filtro, θ e f_l ..	99
Figura 4.4 – FK-1 ϕ : Tensões de entrada (127 V, 60 Hz, 60°), com 5% de 3 ^a , 5 ^a e 7 ^a harmônicas, e de saída do filtro e f_l	100
Figura 4.5 – FK-1 ϕ : Tensões de entrada e de saída do filtro e f_l , após um afundamento de tensão.	100
Figura 4.6 – FK-1 ϕ : Tensões de entrada e de saída do filtro e f_l , após um transitório de frequência	101
Figura 4.7 – FK-3 ϕ : Tensões de entrada equilibradas (127 V, 60 Hz, 60° - Fase a) e saídas v_{a1} , θ e f_l	102
Figura 4.8 – FK-3 ϕ sujeito a tensões distorcidas e desequilibradas.....	103
Figura 4.9 – FK-3 ϕ sujeito a tensões distorcidas e a um afundamento de tensão.....	103
Figura 4.10 – FK-3 ϕ sujeito a tensões distorcidas e a um transitório de frequência....	104
Figura 4.11 – FK: Tensões de entrada (127 V, 60 Hz) e de saída do filtro, ω e θ	105
Figura 4.12 – FK: Tensões de entrada (127 V, 60 Hz), com 10% de 5 ^a e 7 ^a harmônicas, e de saída do filtro e ω	105
Figura 4.13 – FK: Afundamento de 50% na tensão de entrada.....	106
Figura 4.14 – FK: Alteração na frequência da fundamental da tensão de entrada para 59,5 Hz.....	106

Capítulo 5

Figura 5.1 – Projeto de simulação de GD no MatLab 7.0.1... ..	111
Figura 5.2 – Sub-sistema Algoritmo de Sincronismo com PLL	112
Figura 5.3 – Sub-sistema Algoritmo de Sincronismo com TDFR.....	113
Figura 5.4 – Sub-sistema Algoritmo de Sincronismo com FK.	113
Figura 5.5 – Sub-sistema Controle de Excitação	114
Figura 5.6 – Sub-sistema Controle de Frequência.....	115
Figura 5.7 – Sub-sistema Controle de Ângulo de Fase.....	115
Figura 5.8 – Sub-sistema Detecção de Ilhamento	116

Figura 5.9 – PLL: Tensão no Disj. 1 e tensão gerada (Fase <i>a</i>) no momento da conexão.....	120
Figura 5.10 – PLL: Excitação, velocidade de rotação, conjugado e potência elétrica do gerador	121
Figura 5.11 – PLL: Amplitude da tensão gerada (Fase <i>a</i>) e freqüências fundamentais das tensões da rede e do gerador	121
Figura 5.12 – PLL: Erros de freqüência e amplitude e defasagem entre as tensões geradas e as da rede.....	122
Figura 5.13 – TDFR: Tensão no Disj. 1 e tensão gerada (Fase <i>a</i>) no momento da conexão	123
Figura 5.14 – TDFR: Excitação, velocidade de rotação, conjugado e potência elétrica do gerador.	123
Figura 5.15 – TDFR: Amplitude da tensão gerada (Fase <i>a</i>) e freqüências fundamentais das tensões da rede e do gerador	124
Figura 5.16 – TDFR: Erros de freqüência e amplitude e defasagem entre as tensões geradas e as da rede.....	124
Figura 5.17 – FK: Tensão no Disj. 1 e tensão gerada (Fase <i>a</i>) no momento da conexão.....	125
Figura 5.18 – FK: Excitação, velocidade de rotação, conjugado e potência elétrica do gerador.	126
Figura 5.19 – FK: Amplitude da tensão gerada (Fase <i>a</i>) e freqüências fundamentais das tensões da rede e do gerador.....	126
Figura 5.20 – FK: Erros de freqüência e amplitude e defasagem entre as tensões geradas e as da rede.....	127
Figura 5.21 – Tensão no Disj. 1, velocidade de rotação, tensão gerada, e potência elétrica do gerador durante a interconexão sem a atuação do controle de ângulo de fase	128
Figura 5.22 – Diagrama do experimento utilizando o algoritmo TDFR.....	129
Figura 5.23 – Gerador em vazio fora do sincronismo.....	130
Figura 5.24 – Gerador em vazio fora do sincronismo, com freqüência ajustada	131
Figura 5.25 – Gerador em vazio, com freqüência e amplitude ajustadas e pequeno erro de ângulo de fase	131
Figura 5.26 - Interconexão com o gerador sincronizado em vazio	132
Figura 5.27 – Interconexão com o gerador em vazio, levemente fora do sincronismo.132	
Figura 5.28 – Interconexão com o gerador sincronizado sob carga plena.	133

Lista de Tabelas

Capítulo 2

Tabela 2.1 – Defasagens padrão das correntes com relação aos sinais de tensão medidos da rede em função do sinal de pq'_{abc}	18
---	----

Capítulo 4

Tabela 4.1 – Dinâmica do FK em função de seus parâmetros.....	91
---	----

Capítulo 5

Tabela 5.1 – Chaves de Acionamento dos Sub-sistemas.....	111
Tabela 5.2 – Diferenças nas atuações dos três algoritmos.....	128

Capítulo 1

Introdução

Os Sistemas Elétricos de Potência (SEP) foram desenvolvidos originalmente para suprir demandas locais, a partir de pequenas usinas de geração de energia que operavam de forma independente. Este modelo perdurou por algum tempo até que a necessidade de haver um sistema integrado, planejado e operado por uma organização específica, capaz de prover energia em escala crescente e de forma eficiente, segura e econômica, fizesse com que ele fosse repensado. Surgiu, então, o modelo de geração interligado, que atendia suas demandas a partir de sistemas de transmissão e de distribuição, como na Fig. 1.1 [1].

Nos dias atuais, muitas cargas especiais como hospitais, sistemas de computadores e armazenamento de dados, equipamentos de emergência, indústrias, shoppings e telecomunicações necessitam de fornecimento ininterrupto de energia. Outros consumidores, com o objetivo de diminuir o consumo de energia provida pela

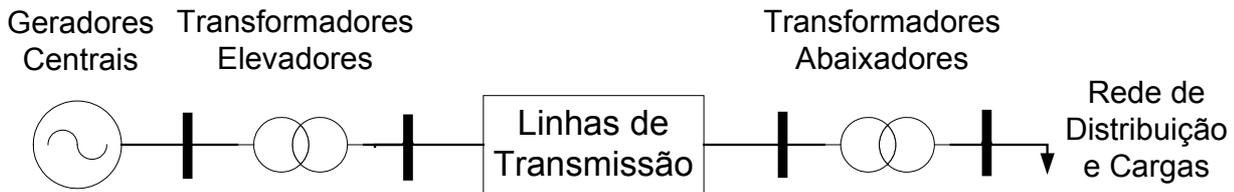


Fig. 1.1 – Modelo de geração de energia tradicional, constituído de: geração, transmissão e distribuição.

concessionária, adotam também um sistema de geração local. Em países nos quais a geração é predominantemente termoelétrica, sistemas de geração que utilizam fontes renováveis de energia começam a ser bastante empregados com o intuito de diminuir a emissão de poluentes e a dependência de derivados de petróleo. Estes são alguns dos exemplos que ajudaram a estimular o uso da chamada Geração Distribuída (GD), que se tornou possível a partir da recente reestruturação do setor energético mundial, quando muitos países optaram pelo regime de competição nesse setor e passaram a incentivar a evolução de tecnologias de geração com eficiência e confiabilidade crescentes, mesmo em baixas potências.

Por GD, entende-se um processo de geração de energia descentralizado a partir de geradores de baixa potência que se situam próximos das cargas. Estes geradores, que podem ser síncronos a diesel, a biomassa ou resíduos combustíveis industriais e urbanos, móveis ou fixos, e ainda baseados em células fotovoltaicas, células a combustível, energia eólica, etc, contribuem para integrar baixas potências (normalmente menores que 50-100 MW [1]) ao sistema de distribuição do SEP.

Apesar da operação de um gerador como esses em paralelo com o SEP ser comumente abordada, pouco se fala sobre o processo de conexão de ambos. Este requer que a tensão gerada pelo gerador esteja sincronizada com a rede, atendendo idealmente às seguintes condições:

1. Ambas devem ter a mesma seqüência das fases;
2. As magnitudes das tensões do gerador e da rede devem ser iguais;
3. As freqüências das tensões do gerador e da rede devem ser iguais;
4. A defasagem entre as tensões do gerador e da rede deve ser nula.

Partindo-se de que, a princípio, a seqüência de fases é conhecida, um algoritmo de sincronismo [2] faz-se necessário para garantir as demais condições, de modo a minimizar a circulação de corrente pela chave que os conecte, resultando, assim, em uma conexão suave. Além disso, devem ser analisados os impactos que a GD traz aos dispositivos de proteção já existentes na rede de distribuição [3], bem como instalar novos para:

- Proteção do gerador contra falhas internas,
- Proteção da rede distribuição contra correntes de falta supridas pelo gerador e
- Proteção contra ilhamento,

no sentido de garantir que a operação do gerador esteja de acordo com normas de segurança. No Brasil, porém, a nova legislação do setor elétrico é omissa no que concerne a esse tipo de geração e apenas incentiva o desenvolvimento de todos os potenciais, técnica e economicamente viáveis.

Em linhas gerais, a GD tem como vantagens a redução do custo necessário para se alimentar uma carga e a diminuição das perdas de energia durante a transmissão [4], melhoria na qualidade da energia fornecida [5], tanto no que se refere às distorções harmônicas, quanto às interrupções, redução de impactos ambientais, além de favorecer o desenvolvimento de novas tecnologias de geração de energia. No entanto, a cada um dos tipos de geração está vinculada alguma outra vantagem ou desvantagem. É o que será abordado brevemente a seguir.

1.1 Formas de Geração Distribuída

Dentre as várias formas de GD, pode-se citar:

- **Geradores de emergência** [6, 7, 8]: como dito anteriormente, muitas cargas sensíveis necessitam de geração de emergência em caso de interrupção da alimentação. Porém, na maior parte do tempo, esses geradores, em geral a diesel, apresentam um grande potencial energético que pode ser utilizado pelo consumidor, diminuindo a demanda proveniente da rede de distribuição. Apesar do seu baixo custo de instalação, a legislação do país e o custo para diminuir a emissão de poluentes, devido a combustão, pode tornar inviável seu uso contínuo [9].
- **Células a combustível**: são células eletroquímicas, semelhantes às baterias convencionais de automóveis, que têm como princípio básico a reação eletroquímica do hidrogênio ou de outros gases combustíveis e que pode gerar até centenas de kW em corrente contínua. Para sua conexão em paralelo com a rede, faz-se necessário o uso de inversores de potência e algoritmos de controle [11]. Aliado ao fato de que alguns tipos de células são bastante vulneráveis a impurezas, o custo elevado do kWh torna-se o maior obstáculo para a sua difusão no mercado, apesar de sua eficiência [10, 12].
- **Pequenas Centrais Hidrelétricas (PCHs)**: conforme mencionado anteriormente, a exploração de recursos hídricos para fins de geração de eletricidade era feita, inicialmente, em centrais de pequeno porte e não interligadas entre si. Com o passar do tempo, elas cederam espaço para empreendimentos maiores. No entanto, nos últimos anos, o elevado crescimento demográfico, o aumento da demanda e o risco de “apagões” fizeram com que as PCHs ressurgissem como uma forma de geração de energia alternativa rápida, limpa e eficiente, possibilitando um melhor atendimento às necessidades das cargas de pequenos centros urbanos e regiões rurais [10].

- **Energia Solar:** Existem duas técnicas para conversão desta em energia elétrica (corrente contínua). Na primeira, baseada no fenômeno fotovoltaico, tem-se a transformação direta da energia radiante em eletricidade nos painéis de captação utilizados, a partir de dispositivos semicondutores neles contidos. Na segunda, a irradiação solar é convertida primeiramente em calor e, mais tarde, em energia elétrica, denominada energia heliotérmica. Sua eficiência depende do material semicondutor, no caso das células fotovoltaicas, (quanto mais eficiente, mais caro) e da intensidade do espectro de iluminação, ou seja, depende das condições climáticas e das estações do ano, sendo mais apropriada para aplicações em pequena escala [12]. Também necessita de inversores de potência e algoritmos de controle para sua conexão em paralelo com a rede [10, 11, 13].
- **Geração Eólica:** o vento é uma fonte limpa, livre e inesgotável, que é convertido, primeiramente, em energia mecânica através de moinhos e, em seguida, em energia elétrica alternada, utilizando geradores síncronos e de indução. Sua eficiência depende de sua localização geográfica e das condições climáticas. Além disso, a energia gerada e o perfil de tensão são extremamente dependentes do regime do vento, que pode ser bastante variável. E, apesar do baixo fator de potência, do impacto visual e da susceptibilidade dos moinhos a ruídos, este tipo de geração tem sido bastante empregado em locais com grande incidência de ventos, sobretudo nos Estados Unidos e nos Países Baixos, em virtude do seu baixo custo de instalação e manutenção [10, 14, 15]. No Nordeste brasileiro também já existem diversas instalações desse tipo.
- **Sistemas a Biomassa:** A Biomassa é bastante versátil em termos da forma de conversão e do número de opções disponíveis. Sua utilização, até o momento, apresenta-se eficiente na produção de

energia térmica liberando o biogás, que pode ser utilizado em turbinas de geradores ou como parte integrante de células a combustível. É ecologicamente aceitável devido à baixa emissão de poluentes, à segurança e à reciclagem do carbono. Além de sua baixa eficiência quando comparada às anteriores, seu alto custo e a grande área necessária para sua instalação são empecilhos para sua maior difusão. No entanto, é um sistema muito promissor e que deve ainda ser bastante estudado no futuro próximo [10, 15]. No Brasil, sobretudo no estado de São Paulo, destaca-se a existência de usinas de açúcar e de álcool.

1.2 Impactos da GD no SEP

Dentre as diversas vantagens e desvantagens do uso da GD já citadas, convém também citar alguns dos impactos que ela causa no sistema de distribuição de energia e, conseqüentemente, nas cargas a ele conectadas. São eles:

- **Qualidade de Energia:** Usando-se geradores síncronos que geram formas de onda predominantemente senoidais, é possível diminuir a taxa de distorção harmônica da rede de distribuição. No entanto, as demais formas de conversão necessitam de dispositivos de eletrônica de potência para sua “interface” com a rede. Estes injetam nela correntes distorcidas que, se não forem filtradas, podem causar dificuldades de operação de algumas cargas sensíveis a harmônicas, ou ainda, excitar ressonâncias [9, 16].
- **Segurança:** os esquemas de proteção dos sistemas de distribuição são projetados tipicamente para isolar faltas ocorridas em algum lugar da rede. Com essa premissa, assume-se que o reparo pode ser efetuado, uma vez que o local afetado está desenergizado. No entanto, se houver GD no mesmo alimentador em que ocorreu a falta, outros dispositivos de proteção mais sofisticados devem atuar para proteção

não apenas dos técnicos de manutenção, como também das cargas conectadas a ele. Além disso, os geradores devem ser devidamente aterrados para evitar choques por contato [9, 16].

- **Perfil de Tensão:** Um gerador em paralelo com a rede pode operar nos três modos representados na Fig. 1.2, a saber [6]:

1. **Carga Fixa:** o gerador é controlado de modo a fornecer um fluxo de potência fixo com um fator de potência fixo. Essa potência alimentará a carga conectada a ele, sem que haja excesso circulando para a rede. Este modo de operação será equivalente a uma redução fixa de carga para a rede.
2. **Exportação:** o gerador é controlado de modo a injetar na rede uma potência constante. A potência que o gerador fornece pode variar conforme a carga e será a soma da potência desta com a fornecida para a rede. Este modo de operação representará para a rede um alívio de carga e para o gerador, uma carga variável.
3. **Importação:** o gerador é controlado de modo que a carga drene uma potência constante da rede. A potência que o gerador fornece pode variar conforme a carga e será a diferença entre a potência demandada pela carga e a fornecida pela a rede. Este modo de operação representará para a rede uma carga fixa menor que a original e para o gerador, uma carga variável.

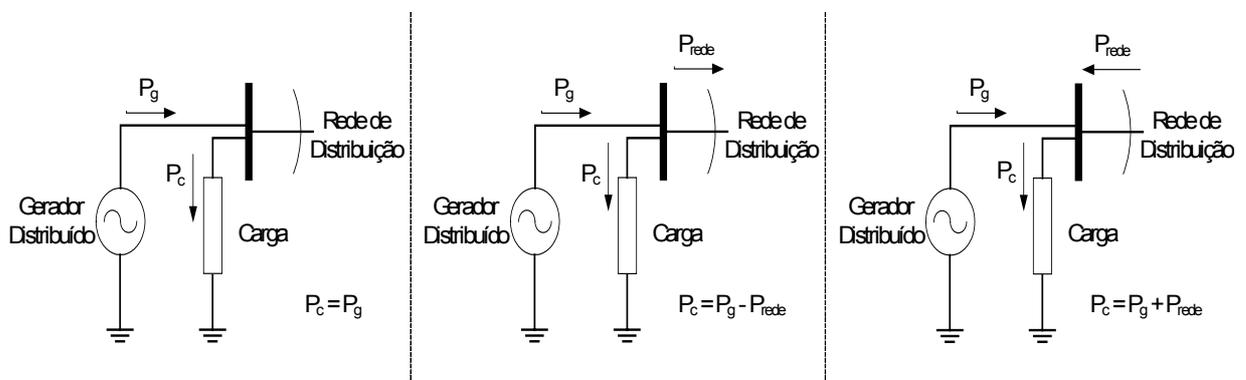


Fig. 1.2 – Modos de operação de um gerador distribuído em paralelo com a rede: carga fixa, exportação e importação.

Nos modos 2 e 3, portanto, o gerador troca potência com a rede. Lembrando que em uma linha, a tensão sofre alterações tanto em magnitude quanto em fase quando da injeção de potência [1, 16], a tensão no ponto de acoplamento e, conseqüentemente, nas cargas conectadas ao mesmo alimentador do gerador poderá variar. Esta variação é aceitável se o nível de curto-circuito da rede for grande (pelo menos 20 vezes a potência do gerador, no caso, por exemplo, de geração eólica). Caso contrário, se o nível de curto-circuito da rede for baixo, faz-se necessária a instalação de equipamentos de regulação de tensão para que cargas sensíveis não sejam afetadas [17].

- **Aumento no nível de curto-circuito da rede:** geradores síncronos ou de indução contribuem para aumentar o nível de curto-circuito da rede à qual estão conectados. Este fato pode representar um sério impedimento para o desenvolvimento da GD próximo a áreas urbanas, uma vez que os dispositivos de proteção nelas existentes deveriam ser reajustados a cada conexão de geradores locais com a rede [1].
- **Ilhamento:** ocorre quando uma parte da rede de distribuição torna-se eletricamente isolada da subestação, mas continua a ser energizada por geradores distribuídos ao longo do subsistema desconectado. Além de comprometer a segurança, como citado anteriormente, um ilhamento compromete também a coordenação do sistema de proteção e da malha de aterramento da rede ilhada, bem como a qualidade da energia fornecida para seus consumidores (pois está fora do controle da concessionária), ou ainda pode causar uma sobrecarga no gerador, danificando-o. Sendo assim, é indispensável que haja um sistema de proteção que isole os geradores da rede. E, após seu restabelecimento, o algoritmo de sincronismo do gerador deve atuar novamente para a reconexão [18, 19].

1.3 Motivações e Objetivos do Trabalho

São bastante difundidas hoje diferentes técnicas de identificação de

amplitude, frequência e ângulo de fase da onda fundamental da tensão/corrente da rede para o controle de dispositivos de Eletrônica de Potência e Condicionamento de Energia Elétrica, bem como para medição e análise da Qualidade de Energia fornecida a um consumidor. É comum encontrar na literatura várias aplicações dessas técnicas e cada uma apresenta desempenho satisfatório sob determinadas condições de operação.

Dada a já citada necessidade do sincronismo para suavizar os transitórios decorrentes da conexão de um gerador em paralelo com a rede para GD, é possível utilizar alguns desses algoritmos para identificação da amplitude, frequência e ângulo de fase da onda fundamental da tensão da rede de distribuição e, em seguida, utilizar as informações obtidas para o ajuste do gerador. Sendo assim, a excitação e o conjugado de rotação de um gerador síncrono, por exemplo, podem ser ajustados para que as tensões por ele produzidas e as da rede tenham magnitude, frequência e ângulo de fase os mais próximos possíveis, obedecendo certos limites de segurança. Este, porém, ainda é um assunto pouco explorado pelos pesquisadores da área de GD.

Outro problema já citado é a identificação de umilhamento e a necessária desconexão do gerador da rede em um intervalo de tempo adequado. Alguns relés de sub/sobrefrequência, de taxa de variação de frequência e de deslocamento de fase têm sido utilizados para este propósito [18].

Assim, baseado no desenvolvimento e na análise de desempenho de três técnicas de sincronismo (Phase-Locked Loop, Transformada Discreta de Fourier e filtro de Kalman) e no princípio de funcionamento dos relés supra-citados, surgem as idéias propostas neste trabalho.

Observando os limites de segurança propostos por normas internacionais a serem explicitados posteriormente, este trabalho procurou contribuir para os estudos sobre técnicas para sincronização com a rede, aplicadas ao controle de um gerador síncrono para geração distribuída, buscando uma conexão o mais suave possível. Deste modo, os principais objetivos do presente trabalho são:

1. Expor e analisar as principais formas de GD, seus impactos na rede e as normas de segurança internacionais relativas ao sincronismo.

2. Apresentar a técnica de sincronismo Phase-Locked Loop e propor melhorias em seu projeto.
3. Apresentar a técnica de sincronismo baseada na Transformada Discreta de Fourier Recursiva e propor melhorias em seu projeto.
4. Apresentar a técnica de sincronismo que faz uso do filtro de Kalman, modelando um SEP em variáveis de estado, e propor melhorias em seu projeto.
5. Analisar o desempenho das técnicas apresentadas na conexão de um gerador síncrono em paralelo com a rede de distribuição e propor uma metodologia de detecção de ilhamento.

1.4 Organização do Trabalho

Esta dissertação, observando-se o que foi descrito no item anterior, está organizada da seguinte maneira:

O *Capítulo 1* apresenta um panorama geral sobre várias formas de geração distribuída, as condições de sincronismo e os impactos na rede, além das motivações e objetivos desse trabalho.

O *Capítulo 2* apresenta o algoritmo Phase-Locked Loop (PLL) para identificação de frequência e do ângulo de fase da onda fundamental de um sinal de tensão, sua origem, evolução, equacionamento e condições de projeto. A partir dele, serão desenvolvidos um detector de seqüência positiva (para redes trifásicas) e um detector de amplitude (para redes monofásicas). Será mostrado em simulação e em um sistema de aquisição de dados seu comportamento sob diversas condições de tensão trifásica e monofásica.

No *Capítulo 3*, será desenvolvido o algoritmo que faz uso da Transformada Discreta de Fourier Recursiva (TDFR) para identificação da frequência e do ângulo de fase da onda fundamental de um sinal de tensão. Além do seu equacionamento, será discutido seu desempenho quando a fundamental do sinal de entrada possui período diferente do tamanho da janela de amostragem. Será mostrado em simulação e em um sistema de aquisição de dados seu desempenho sob diversas condições de tensão.

O *Capítulo 4* trará uma revisão de processos estocásticos para, em seguida, apresentar o equacionamento do filtro de Kalman (FK) para identificação da frequência, do ângulo de fase e da amplitude da fundamental de um sinal de tensão, bem como a modelagem em variáveis de estado de um SEP monofásico e um trifásico. Seu comportamento também será analisado através de simulações e de em um sistema de aquisição de dados para diversas condições de tensão.

O *Capítulo 5* utilizará os três algoritmos expostos para atender as condições de sincronismo de um gerador síncrono que será conectado em paralelo com a rede de distribuição de energia elétrica. Serão apresentados resultados de simulações e também de um sistema de aquisição de dados a fim de analisar os pontos positivos e negativos da utilização de cada um dos algoritmos.

O *Capítulo 6* apresentará as conclusões do trabalho e as sugestões para trabalhos futuros.

Capítulo 2

Algoritmo PLL para identificação de frequência e ângulo de fase

A detecção precisa e rápida da frequência e do ângulo de fase da onda fundamental da tensão da rede elétrica é de grande interesse para sistemas de controle e aplicações eletrônicas nos SEPs. Nos últimos anos, diferentes algoritmos e circuitos foram propostos no sentido de obter tais informações, com resposta dinâmica rápida, precisão em regime e robustez na presença de distorções harmônicas e/ou transitórios na tensão da rede [20-29]. O PLL (do inglês *Phase-Locked Loop*) é um desses algoritmos. Com as informações por ele fornecidas, é possível gerar ondas filtradas e sincronizadas com as medidas.

Uma versão inicial do PLL foi baseada na Teoria de Potências Instantâneas trifásicas e monofásicas [30-32], que será exposta aqui, a título de comparação [33, 34].

O algoritmo atual, proposto em [35, 36], é justificado pelo cálculo vetorial instantâneo. Com ele, é possível desenvolver um detector de seqüência positiva (para

redes trifásicas) ou de amplitude (para redes monofásicas). Dentre suas possíveis aplicações em Sistemas de Potência, destaca-se sua utilização no controle de um Filtro Ativo Série como dispositivo de condicionamento da tensão da rede elétrica, como sugerido em [37].

Neste trabalho, o PLL será empregado também no controle da geração das tensões de uma máquina síncrona para GD.

2.1. O PLL – Origem e Conceito

Circuitos analógicos de sincronismo, conhecidos como PLL, são bastante utilizados nos sistemas de comunicações [38], sendo o primeiro proposto por um pesquisador francês em 1932 [39]. Constituem-se basicamente de um detector de fase, um filtro passa-baixas e um oscilador controlado por tensão [21]. Este último é responsável pelo sinal que será comparado com o sinal de entrada no detector de fase, como na Fig. 2.1.

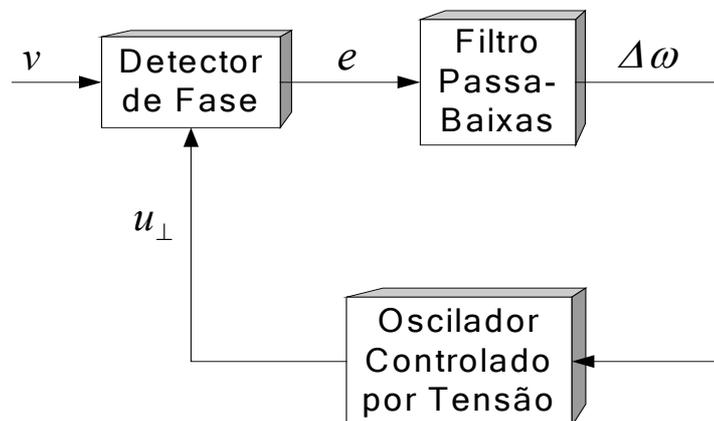


Fig. 2.1 – Diagrama representativo de um PLL genérico.

No detector de fase, um sinal de entrada v é comparado com um sinal u_{\perp} , idealmente ortogonal a ele, sintetizado pelo PLL. Caso a diferença de fase não seja de 90° , um sinal de erro é gerado e filtrado, sendo interpretado como um desvio de frequência $\Delta\omega$ que ajustará, pelo Oscilador Controlado, o sinal u_{\perp} para o próximo passo

de cálculo. Sendo assim, é possível identificar a frequência e a fase da fundamental do sinal de entrada através do sinal u_{\perp} .

2.2. O PLL em Sistemas de Potência

Desde que dispositivos de Eletrônica de Potência começaram a ser amplamente empregados nos sistemas de energia elétrica, circuitos de sincronismo têm sido requisitados para o controle de filtros ativos de potência, dispositivos FACTS, retificadores controlados, “no-breaks” e relés, dentre outros. Para tanto, diversos algoritmos foram propostos ao longo do tempo, conforme a aplicação, sendo muitos deles baseados na Teoria de Potências Instantâneas e fazendo uso de algum tipo de adaptação temporal, como a decomposição de Fortescue, para a obtenção de informações sobre a tensão v [22, 23, 25, 26, 28, 40].

Dispositivos eletrônicos, porém, contribuíram para que as distorções de tensão na rede elétrica aumentassem, o que impossibilitou o uso de algoritmos mais simples como, por exemplo, de detecção de passagem por zero, para monitoração da frequência. O PLL, partindo de uma frequência de referência e do sinal $\Delta\omega$, pode fornecer também essa grandeza, além de identificar o componente fundamental da tensão de entrada, sendo, portanto, adaptativo e capaz de ser empregado como um circuito de sincronismo.

2.2.1 PLL baseado na Teoria de Potências Instantâneas (TPI)

Inicialmente, foi desenvolvido um modelo de PLL baseado na Teoria de Potências Instantâneas. O modelo em questão aplicado a um sistema de potência trifásico está descrito na Fig. 2.2. Os sinais de tensão são amostrados diretamente da rede (v_{xa} e v_{xc}) e correntes fictícias (i_a' e i_c') são geradas pelo próprio PLL. Com isto, calcula-se uma potência fictícia instantânea, que pode ser trifásica (ativa, não-ativa) ou monofásica, dependendo da configuração adotada. A potência calculada é comparada

com um valor de referência e a diferença corresponde a um sinal de erro, que passa por um controlador Proporcional-Integral (PI) cuja função, além de anular este erro de potência (pq_{erro}), é fornecer, em sua saída, a frequência angular fundamental (ω) do sinal em rad/s. Tal frequência é integrada a fim de se obter uma função da fase no tempo ($\theta(t) = \omega t$) da corrente fictícia gerada. Há também um bloco representando o atraso ("delay") se considerado um sistema discreto, onde T_s é o período de amostragem. Sabendo que a frequência angular nominal da rede é $\omega_0 = 2\pi 60$ rad/s, pode-se inserir uma inicialização ("feed-forward"), como indicado na Fig. 2.2, para melhorar a dinâmica inicial.

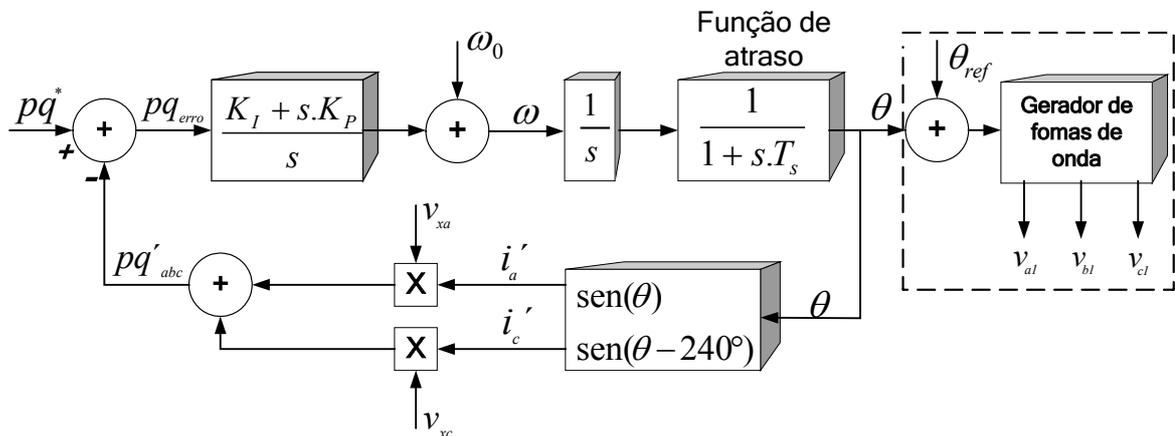


Fig. 2.2: Modelo geral do PLL baseado na TPI em um sistema de potência trifásico.

O valor pq^* define o tipo de referência utilizada (p ou q), o que irá determinar a defasagem entre as tensões de entrada e as correntes fictícias sintetizadas [25, 28].

2.2.1.1 PLL trifásico baseado no conceito de potência ativa (p-PLL)

A expressão convencional para o cálculo da potência ativa instantânea é dada por:

$$p'_{abc} = v_a \cdot i'_a + v_b \cdot i'_b + v_c \cdot i'_c \quad (2.1)$$

Para que o valor da potência p'_{abc} seja nulo, assumindo $p^* = 0$, é necessário que as correntes fictícias sejam ortogonais às tensões [31]. Portanto, definindo a referência de potência $p^* = 0$, o PLL fará com que tal ortogonalidade seja mantida.

Sabendo que as correntes fictícias são sempre senoidais, por imposição, e balanceadas, uma vez que são geradas matematicamente, a soma $i'_a + i'_b + i'_c = 0$ sempre vale, independente se há ou não um condutor neutro no sistema físico. Logo, pode-se reescrever (2.1) como:

$$p'_{abc} = v_{ab} \cdot i'_a + v_{cb} \cdot i'_c = v_{xa} \cdot i'_a + v_{xc} \cdot i'_c, \quad (2.2)$$

o que significa, em termos práticos, que, com apenas dois sensores medindo tensões de linha, é possível calcular a potência instantânea fictícia.

Se a referência de potência é nula ($p^* = 0$), o sinal de erro que entra no controlador é dado por $p_{erro} = p^* \pm p'_{abc}$, que será eliminado quando a potência fictícia convergir para zero. Como resultado, tem-se correntes adiantadas em relação às tensões de entrada ($+90^\circ$) se o sinal negativo for utilizado ($-p'_{abc}$) ou atrasadas (-90°) se o sinal positivo ($+p'_{abc}$) for utilizado no somador (Fig. 2.2).

2.2.1.2 PLL trifásico baseado no conceito de potência não-ativa (q-PLL)

Trabalhos recentes apresentam a definição de potência não-ativa instantânea que, na verdade, pode, em condições específicas [30-33], ser associada à potência reativa convencional como:

$$q'_{abc} = \frac{1}{\sqrt{3}} \cdot (v_{ab} \cdot i'_c + v_{bc} \cdot i'_a + v_{ca} \cdot i'_b). \quad (2.3)$$

Esta pode ser reescrita, se considerada a mesma condição para as correntes fictícias do p-PLL, resultando em:

$$q'_{abc} = \frac{1}{\sqrt{3}} \cdot [(v_{bc} + v_{ac}) \cdot i'_a + (v_{ac} + v_{ab}) \cdot i'_c] = \frac{1}{\sqrt{3}} \cdot [v_{xa} \cdot i'_a + v_{xc} \cdot i'_c] \quad (2.4)$$

Para que q'_{abc} seja nulo, é necessário que as correntes estejam em fase ou em oposição de fase com relação às tensões [30]. Portanto, definindo a referência de potência $q^* = 0$, o PLL fará com que tais condições sejam mantidas.

Se a referência de potência é nula, o sinal de erro que entra no controlador é dado por $q_{erro} = q^* \pm q'_{abc}$, que será eliminado quando a potência fictícia convergir para zero. Como resultado, têm-se correntes em fase com as tensões de entrada (0°) se o sinal negativo for utilizado ($-q'_{abc}$) ou em oposição de fase (180°) se o sinal positivo ($+q'_{abc}$) for utilizado na somatória.

Note-se que v_{xa} e v_{xc} possuem valores diferentes no p-PLL e no q-PLL. Uma desvantagem do q-PLL, então, pode ser o fato de necessitar de três sensores de tensão, enquanto o p-PLL requer apenas dois.

Em qualquer dos PLLs, se há uma diferença na frequência das tensões medidas e das correntes fictícias ou um desequilíbrio entre as fases, as defasagens padrão deixam de valer no período transitório. Mas o PI sempre convergirá corretamente para cada caso.

Resumindo, de acordo com [25, 28], a Tabela 2.1 indica as respectivas defasagens em função do sinal de pq'_{abc} :

Tabela 2.1: Defasagens padrão das correntes com relação aos sinais de tensão medidos da rede em função do sinal de pq'_{abc} .

Tipo de PLL	Variável de controle	Defasagem padrão
p-PLL	$+ p'_{abc}$	$- 90^\circ$ (atrasada)
	$- p'_{abc}$	$+ 90^\circ$ (adiantada)
q-PLL	$+ q'_{abc}$	180° (oposição de fase)
	$- q'_{abc}$	0° (em fase)

2.2.2 PLL baseado no Cálculo Vetorial Instantâneo (CVI)

O modelo de PLL que justifica matematicamente seu funcionamento em SEPs é baseado no cálculo vetorial instantâneo [35, 36]. É este modelo que será estudado e utilizado ao longo desse trabalho. De acordo com [41], o produto interno de dois vetores instantâneos n -dimensionais $\mathbf{v} = [v_1 \ v_2 \ \dots \ v_n]$ e $\mathbf{u}_\perp = [u_{\perp 1} \ u_{\perp 2} \ \dots \ u_{\perp n}]$ é dado pela soma dos produtos dos termos de mesmo índice dos dois vetores, ou seja:

$$\mathbf{v} \cdot \mathbf{u} = [v_1 \ v_2 \ \dots \ v_n] \cdot [u_{\perp 1} \ u_{\perp 2} \ \dots \ u_{\perp n}] = v_1 \cdot u_{\perp 1} + v_2 \cdot u_{\perp 2} + \dots + v_n \cdot u_{\perp n} = \sum_{l=1}^n v_l \cdot u_{\perp l}. \quad (2.5)$$

Dois vetores de funções temporais não nulos são chamados ortogonais em um intervalo de tempo $t_1 \leq t \leq t_2$ com relação a uma função peso estritamente positiva $w(t) > 0$ se, e somente se:

$$\mathbf{v} \perp \mathbf{u}_\perp \Leftrightarrow \int_{t_1}^{t_2} w(t) \cdot [\mathbf{v}(t) \cdot \mathbf{u}_\perp(t)] \cdot dt = 0. \quad (2.6)$$

Se a função peso for assumida como sendo o inverso do intervalo de integração, isto é, $w(t) = 1/(t_2 - t_1)$, então (2.6) implica que o valor médio do produto interno de dois sinais ortogonais é sempre nulo, independente de suas amplitudes:

$$\overline{\mathbf{v} \cdot \mathbf{u}_\perp} = \frac{1}{t_2 - t_1} \int_{t_1}^{t_2} [\mathbf{v}(t) \cdot \mathbf{u}_\perp(t)] \cdot dt = 0. \quad (2.7)$$

No caso de sinais periódicos, como as funções trigonométricas que caracterizam os sinais de tensão/corrente, (2.7) pode ser reescrita como:

$$\overline{\mathbf{v} \cdot \mathbf{u}_\perp} = \frac{1}{T_1} \int_t^{t+T_1} [\mathbf{v}(t) \cdot \mathbf{u}_\perp(t)] \cdot dt = 0. \quad (2.8)$$

onde $T_l = 1/f_l$ é o período da fundamental de $v(t)$ e $u_{\perp}(t)$. Considerando uma implementação digital, a equação (2.8) pode ser representada de forma discreta:

$$\overline{v(k) \cdot u_{\perp}(k)} = \frac{1}{T_1} \sum_{k=N}^k \left[\sum_{l=1}^n v_l(k) \cdot u_{\perp l}(k) \right] = 0, \quad (2.9)$$

com T_s sendo o período de amostragem e N , o número de amostras por período.

Se os vetores v e u_{\perp} forem unidimensionais, eles podem ser associados a um sistema monofásico e, se forem tridimensionais, a um trifásico. Na modelagem do PLL, será visto que o trifásico é, na verdade, um caso particular do monofásico.

2.2.2.1 PLL Monofásico

O modelo proposto está na Fig. 2.3 e a idéia central é similar à do PLL baseado em Teoria de Potências Instantâneas. No entanto, ao invés de se ter correntes fictícias sendo sintetizadas pelo PLL, tem-se uma função senoidal unitária u_{\perp} que será sempre ortogonal à tensão fundamental de entrada em regime. A potência calculada anteriormente agora passa a ser o produto interno dos vetores v e u_{\perp} , e seu valor médio deve convergir para zero.

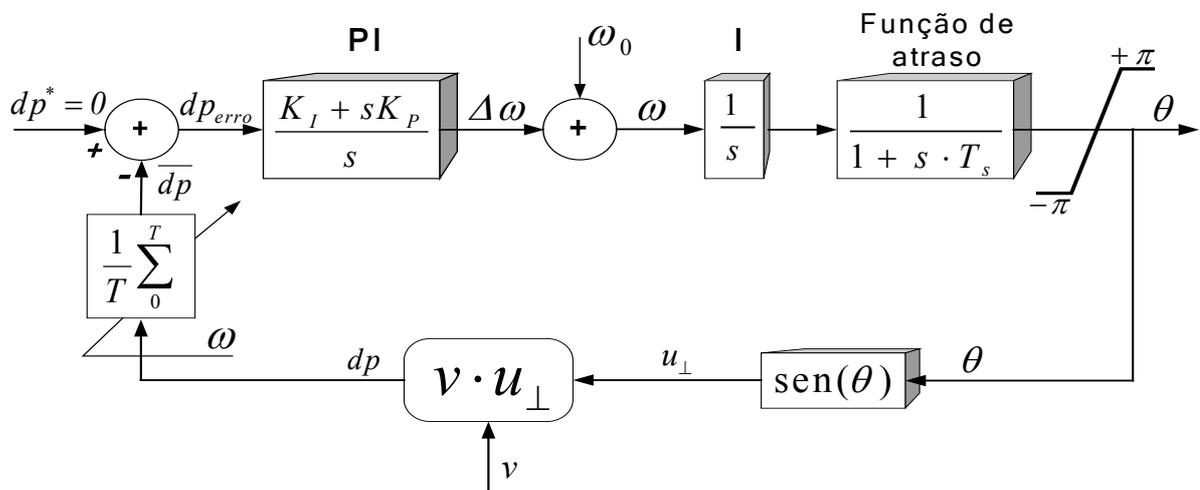


Fig. 2.3 – Modelo do PLL monofásico baseado no CVI.

2.2.2.1.1 Filtro de Média Móvel Adaptativo

O filtro de média móvel deve ser auto-ajustado conforme as variações da frequência ($\Delta\omega$). Para tanto, se o número de amostras por período for mantido constante, o tamanho da janela ou o período de amostragem deve ser alterado.

Dado que este filtro é definido conceitualmente no domínio discreto, pode-se tentar representá-lo através de uma função contínua, partindo-se da definição de valor médio de uma função, obtendo-se:

$$\overline{dp} = \frac{1}{T_1} \int_0^{T_1} dp(t) dt . \quad (2.10)$$

Considerando a resposta do filtro ao impulso $h(t)$ e, usando a seguinte convolução, a saída do filtro é dada por:

$$p(t) * h(t) = \int_{-\infty}^{\infty} p(\tau) h(t - \tau) d\tau . \quad (2.11)$$

Comparando (2.10) e (2.11), é possível perceber que $h(t)$ só pode ser um pulso retangular definido entre os instantes 0 e T_1 , com amplitude valendo $1/T_1$:

$$h(t) = \frac{1}{T_1} [u(t) - u(t - T_1)] , \quad (2.12)$$

onde $u(t)$ é a função degrau unitário.

Logo, o filtro pode ser representado no domínio de Laplace como:

$$H_{\text{filtro}}(s) = \frac{1 - e^{-sT_1}}{sT_1} . \quad (2.13)$$

No sentido de linearizar a função de transferência (2.13), aplica-se a série de Taylor para a função exponencial e, como os termos de ordem maior que 1 são

bastante pequenos, eles podem ser desprezados. Com isso, tem-se:

$$H_{\text{filtro}}(s) = \frac{1 - e^{-sT_1}}{sT_1} = \frac{1 - [1 - sT_1 + \frac{(sT_1)^2}{2!} - \frac{(sT_1)^3}{3!} \dots]}{sT_1} \cong 1. \quad (2.14)$$

Com base em (2.14), pode-se concluir, então, que o filtro de média móvel representaria uma função contínua de ganho unitário, não influenciando, assim, o projeto dos ganhos do controlador PI.

2.2.2.1.2 Projeto dos ganhos do controlador PI

São os valores dos ganhos do controlador PI que determinam a dinâmica e a eficácia do sistema. Por isso, seu projeto deve ser analisado de acordo com as condições nas quais o PLL será aplicado [42, 43]. Muitos autores têm se dedicado na discussão desse problema [22, 24, 26, 27, 29, 40].

A tensão de entrada v , com amplitudes fundamental V_1 e harmônicas V_n , $n = 2, 3, 4, \dots$, e o sinal ortogonal sintetizado unitário u_{\perp} podem ser expressos por:

$$v = V_1 \text{sen}(\omega t + \theta_v) + \sum_{n=2}^N V_n \text{sen}[n(\omega t + \theta_v)]$$

$$u_{\perp} = \cos(\theta) = \cos(\omega t + \theta_u), \quad (2.15)$$

onde θ_v e θ_u são os ângulos de fase de v e u_{\perp} , respectivamente. Tomando-se v com amplitude unitária (em p.u.), o produto interno $v \cdot u_{\perp}$ é dado por:

$$v \cdot u_{\perp} = \left\{ \text{sen}(\omega t + \theta_v) + \sum_{n=2}^N V_n \text{sen}[n(\omega t + \theta_v)] \right\} \cdot \cos(\omega t + \theta_u) =$$

$$= \text{sen}(\omega t + \theta_v) \cdot \cos(\omega t + \theta_u) + \left\{ \sum_{n=2}^N V_n \text{sen}[n(\omega t + \theta_v)] \right\} \cdot \cos(\omega t + \theta_u) \quad (2.16)$$

Utilizando identidades trigonométricas conhecidas, (2.16) pode ser reescrita como:

$$v \cdot u_{\perp} = \frac{\text{sen}(2\omega t + \theta_v + \theta_u) + \text{sen}(\theta_v - \theta_u) + V_n \left\{ \sum_{n=2}^N \text{sen}[(n+1)(\omega t + \theta_v) + \theta_u] + \text{sen}[(n-1)\omega t + n\theta_v - \theta_v] \right\}}{2} \quad (2.17)$$

cujo valor médio é:

$$\overline{v \cdot u_{\perp}} = \frac{\text{sen}(\theta_v - \theta_u)}{2} \quad (2.18)$$

Como a diferença entre os ângulos de fase dos sinais v e u_{\perp} é pequena, já que a função do PLL é forçar que a fase do sinal u_{\perp} acompanhe a fase da tensão v com o menor erro possível, (2.18) pode ser simplificada, resultando em:

$$\overline{v \cdot u_{\perp}} = \frac{\text{sen}(\theta_v - \theta_u)}{2} \cong \frac{(\theta_v - \theta_u)}{2} = \Delta\theta \quad (2.19)$$

De (2.19), tem-se que o diagrama da Fig. 2.3 pode ser também simplificado, resultando na Fig. 2.4:

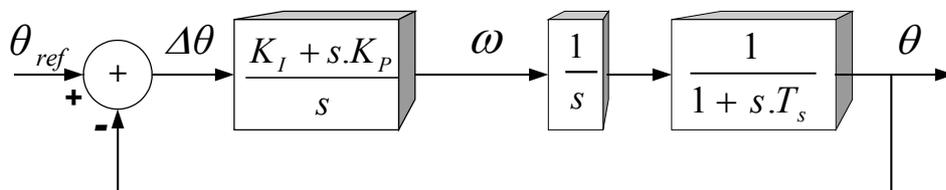


Fig. 2.4: Modelo simplificado do PLL.

Assumindo o integrador digital e o atraso de amostragem como sendo a planta do sistema, temos sua função de transferência dada por:

$$H_{planta}(s) = \left(\frac{1}{s}\right) \cdot \left(\frac{1}{1 + s.T_s}\right). \quad (2.20)$$

Então, as funções de transferência em malha aberta e em malha fechada, incluindo o PI e a planta são, respectivamente:

$$\begin{aligned} H_{MA}(s) &= PI(s) \cdot H_{planta}(s) \\ &= \left(\frac{K_I + s.K_P}{s}\right) \cdot \left(\frac{1}{s}\right) \cdot \left(\frac{1}{1 + s.T_s}\right), \end{aligned} \quad (2.21)$$

$$H_{MF}(s) = \frac{H_{MA}(s)}{1 + H_{MA}(s)} = \frac{K_P s + K_I}{s^3 T_s + s^2 + K_P s + K_I}. \quad (2.22)$$

O sistema resultante de terceira ordem deveria ser idealmente controlado obtendo-se uma resposta rápida, boa dinâmica de desempenho e erro de regime nulo, além de ser robusto a transitórios e ruídos na entrada. Infelizmente, não há método de controle linear capaz de atender todas essas exigências. Deve-se, então, buscar aquele que melhor se aproxime das condições desejadas. Serão discutidos dois métodos:

i) Método Symmetrical Optimum [22, 24, 44]

Esse método parece ser uma boa alternativa para a solução do problema. Os ganhos são definidos de forma que os diagramas de Bode (resposta em frequência) de amplitude e de fase em malha aberta sejam simétricos com relação à frequência de corte ω_c [rad/s], que é a média geométrica da banda passante do sistema. De acordo com esse método, os ganhos podem ser associados à frequência de corte através de um fator de normalização α e calculados por:

$$K_P = \omega_c, \quad K_I = \frac{\omega_c^2}{\alpha}, \quad \omega_c = \frac{1}{\alpha.T_s}. \quad (2.23)$$

O fator α pode ser associado com o fator de amortecimento teórico ζ , que define a capacidade de filtragem e a dinâmica do modelo, como:

$$\alpha = 2\zeta + 1. \quad (2.24)$$

Como será mostrado na análise de estabilidade, quanto menor o fator α , mais rápida será a resposta do sistema, porém menor será a capacidade de filtragem, que resultará uma forma de onda θ distorcida na saída, caso haja um alto índice de distorção na entrada.

ii) Método Canônico para sistemas de 2ª. ordem [26, 27, 42, 43]

Considerando (2.22) e, enquanto o período de amostragem for muito pequeno, o pólo que ele adiciona no lado esquerdo do plano “ s ” está muito longe da origem. Assim, ele pode ser desconsiderado sem afetar a capacidade de controle do sistema [43] e sua nova função de transferência em malha fechada torna-se:

$$H_{MF}(s) = \frac{2\xi\omega_n s + \omega_n^2}{s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2} = \frac{K_P s + K_I}{s^2 + K_P s + K_I}. \quad (2.25)$$

Então, os ganhos do PI podem ser projetados como:

$$K_P = 2\xi\omega_n, \quad K_I = \omega_n^2, \quad (2.26)$$

onde ω_n [rad/s] é a frequência natural do sistema em malha fechada e ξ é o fator de amortecimento (que varia usualmente entre 0,5 e 1).

Logo, conhecendo algumas condições gerais de operação do sistema, qualquer um dos métodos discutidos pode prover um bom ajuste para o desempenho desejado.

2.2.2.1.3 Análise de Estabilidade e Resposta Dinâmica

Através da ferramenta MatLab 7.0.1, os diagramas de Bode (resposta em frequência), a resposta ao degrau e o lugar das raízes foram desenvolvidos com o objetivo de analisar a estabilidade e a dinâmica do sistema PLL para diferentes condições de projeto. Neste caso, considera-se o período de amostragem como sendo $T_s \cong 0,000083333$ s ($f_s = 12$ kHz).

Fazendo uso do método *symmetrical optimum*, pode-se observar o comportamento do sistema nas Fig. 2.5, 2.7, 2.9 e 2.11, para $\alpha = 100$, e nas Fig. 2.6, 2.8, 2.10 e 2.12, para $\alpha = 30$. É observada claramente a simetria característica do método nos diagramas de Bode para a malha aberta, nas Fig. 2.5 e 2.6. Com um menor valor de α , percebe-se que a frequência de simetria aumenta, porém a magnitude e a fase variam com menor intensidade. Pelo Lugar das Raízes das Fig. 2.7 e 2.8, nota-se que realmente o pólo adicionado pelo período de amostragem é, em módulo, muito grande quando comparado aos outros, o que justifica a aproximação pelo método canônico de 2^a ordem (2.25). Nota-se ainda que todas as raízes encontram-se no semiplano esquerdo do gráfico, que comprova a estabilidade do sistema. A resposta ao degrau nas Fig. 2.9 e 2.10 comprova o que já era esperado, ou seja, para valores grandes de α , o sistema filtra um pouco melhor, porém é mais lento, enquanto que para α pequeno, o sistema é mais rápido, porém a qualidade da filtragem é prejudicada, além de uma pequena sobre-elevação transitória (“overshoot”). É possível perceber, inclusive, na Fig. 2.10, um certo erro de regime. Na Fig. 2.9, ele também existe, porém diminui mais rapidamente. Nas Fig. 2.11 e 2.12, vê-se a característica de filtragem do sistema em seu diagrama de Bode em malha fechada, onde está também mostrada a atenuação para a frequência da 2^a harmônica. Mais uma vez, para valores grandes de α , a atenuação é maior, o que comprova sua melhor capacidade de filtragem. Porém, na Fig. 2.11, esta atenuação ainda é baixa. O valor de ω_c calculado em (2.23) pode ser visto nessas últimas figuras, com atenuação de -3 dB.

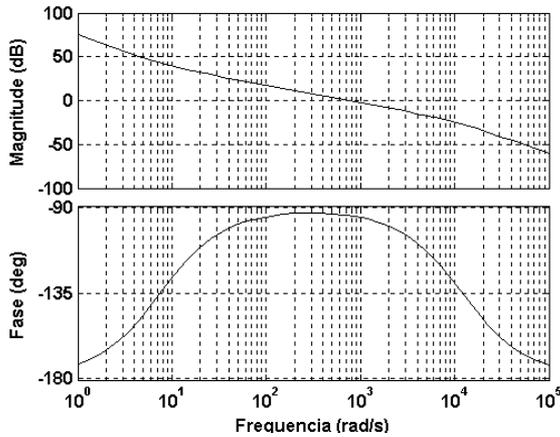


Fig. 2.5: Diagrama de Bode do Sistema em malha aberta pelo método *symmetrical optimum* com $\alpha = 100$.

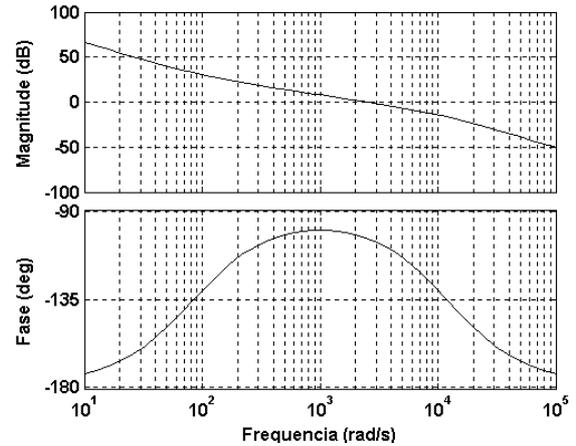


Fig. 2.6: Diagrama de Bode do Sistema em malha aberta pelo método *symmetrical optimum*, com $\alpha = 30$.

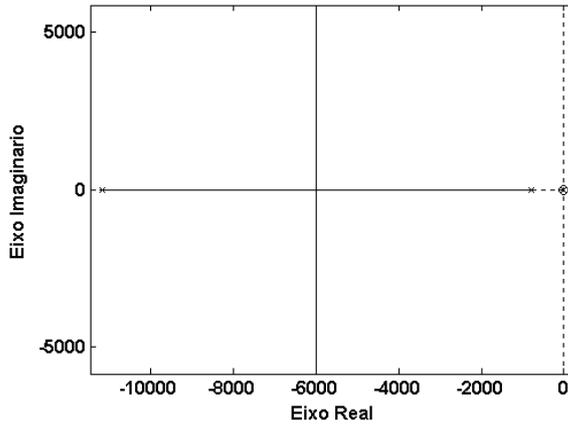


Fig. 2.7: Lugar das Raízes do Sistema em malha fechada pelo método *symmetrical optimum* com $\alpha = 100$.

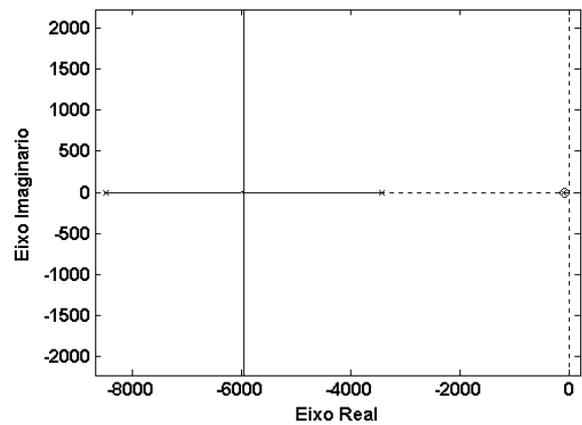


Fig. 2.8: Lugar das Raízes do Sistema em malha fechada pelo método *symmetrical optimum* com $\alpha = 30$.

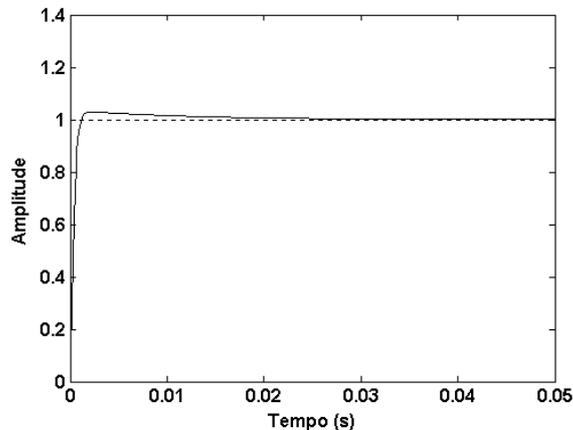


Fig. 2.9: Resposta ao degrau do Sistema em malha fechada pelo método *symmetrical optimum* com $\alpha = 100$.

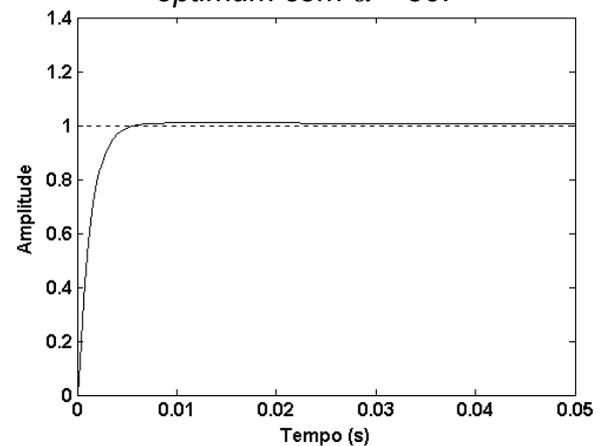


Fig. 2.10: Resposta ao degrau do Sistema em malha fechada pelo método *symmetrical optimum* com $\alpha = 30$.

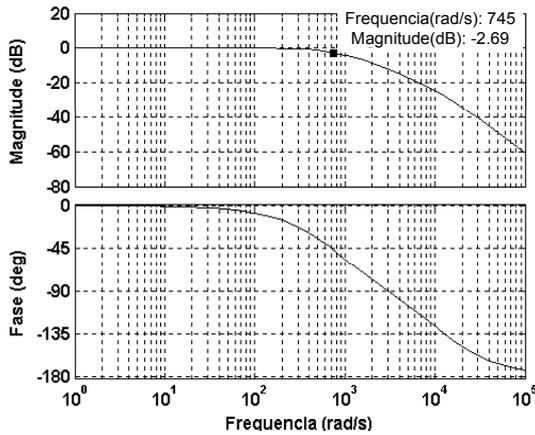


Fig. 2.11: Diagrama de Bode do Sistema em malha fechada pelo método *symmetrical optimum* com $\alpha = 100$.

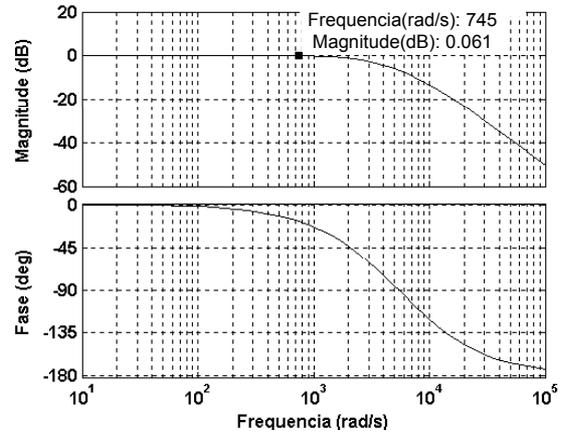


Fig. 2.12: Diagrama de Bode do Sistema em malha fechada pelo método *symmetrical optimum* com $\alpha = 30$.

Fazendo uso do método canônico de 2^a. ordem, pode-se observar o comportamento do sistema nas Fig. 2.13, 2.15, 2.17 e 2.19, para $\omega_n = 22,63$ rad/s e $\xi = 0,707$, e nas Fig. 2.14, 2.16, 2.18 e 2.20, para $\omega_n = 90$ rad/s e $\xi = 0,5$. Nas Fig. 2.13 e 2.14, vê-se que já não há mais simetria como no método anterior. A frequência em que há a inflexão nos diagramas é a frequência natural ω_n , e é diferente para as duas figuras, assim como a taxa de variação. Nas Fig. 2.15 e 2.16, tem-se o lugar das raízes para o sistema, onde se pode perceber a alocação dos zeros e pólos próximos à origem, uma vez que não há mais o pólo adicionado pelo período de amostragem. Além disso, nota-se mais uma vez a estabilidade do sistema pelo fato de não haver raízes no semiplano direito do gráfico. A variação dos parâmetros ω_n e ξ não alteram de maneira significativa a forma de alocação, mas somente o valor dos pólos e zeros. Nas Fig. 2.17 e 2.18, nota-se a presença de um “overshoot” maior. A resposta do sistema é mais lenta, principalmente na Fig. 2.17, porém não há erro de regime. Por fim, nas Fig. 2.19 e 2.20, vê-se a característica de filtragem do sistema em seu diagrama de Bode em malha fechada, onde está também mostrada a atenuação para a frequência da 2^a. harmônica. Nesse caso, a atenuação para essa frequência é consideravelmente grande, principalmente na Fig. 2.19, o que mostra a grande capacidade de filtragem para esse caso.

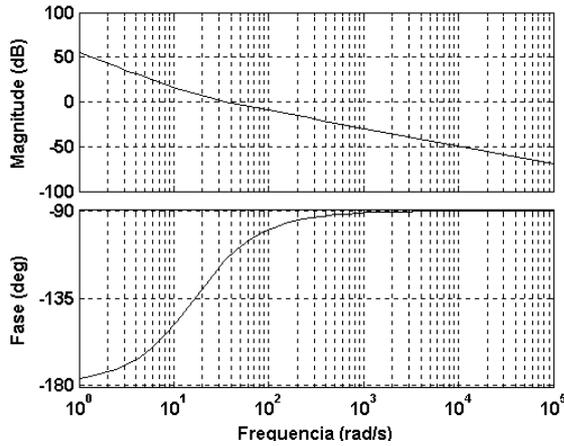


Fig. 2.13: Diagrama de Bode do Sistema em malha aberta pelo método canônico com $\omega_n = 22,63$ rad/s e $\xi = 0,707$.

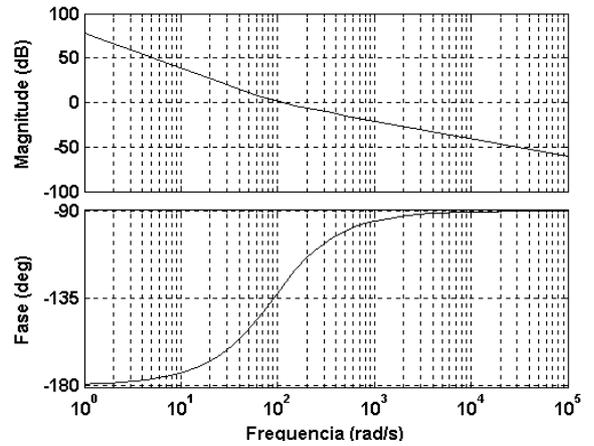


Fig. 2.14: Diagrama de Bode do Sistema em malha aberta pelo método canônico com $\omega_n = 90$ rad/s e $\xi = 0,5$.

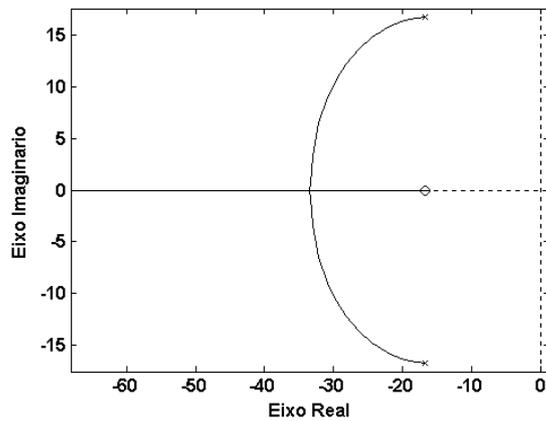


Fig. 2.15: Lugar das Raízes do Sistema em malha fechada pelo método canônico com $\omega_n = 22,63$ rad/s e $\xi = 0,707$.

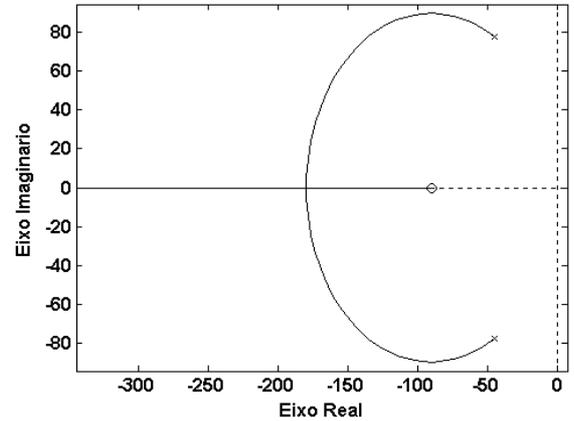


Fig. 2.16: Lugar das Raízes do Sistema em malha fechada pelo método canônico com $\omega_n = 90$ rad/s e $\xi = 0,5$.

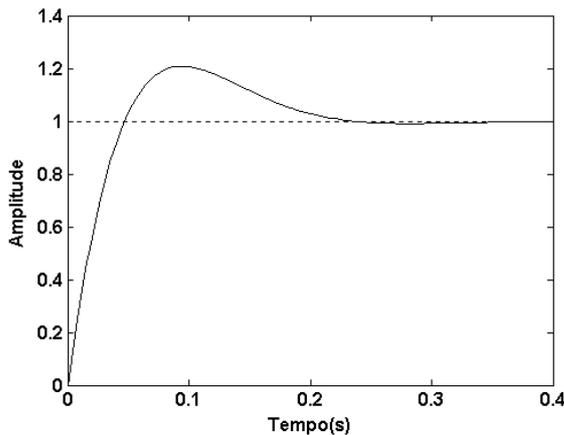


Fig. 2.17: Resposta ao degrau do Sistema em malha fechada pelo método canônico com $\omega_n = 22,63$ rad/s e $\xi = 0,707$.

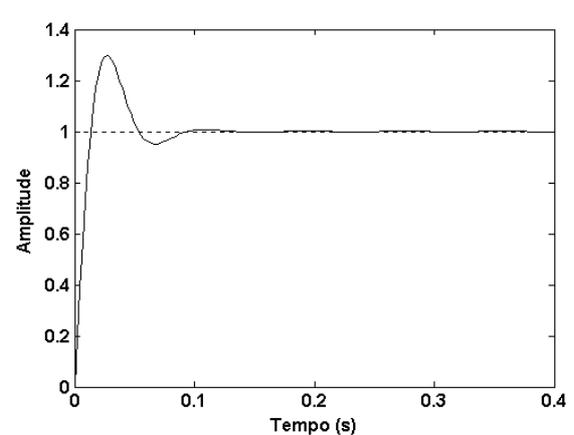


Fig. 2.18: Resposta ao degrau do Sistema em malha fechada pelo método canônico com $\omega_n = 90$ rad/s e $\xi = 0,5$.

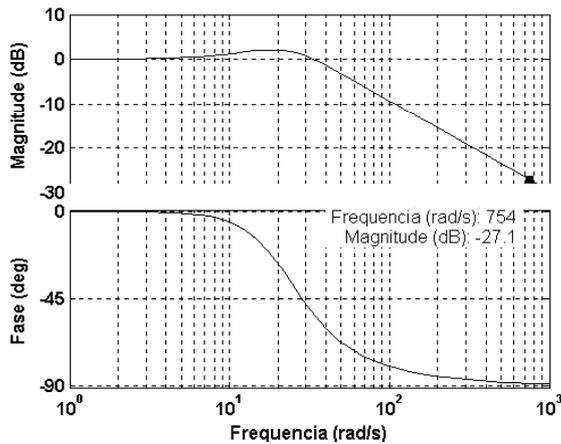


Fig. 2.19: Diagrama de Bode do Sistema em malha fechada, pelo método canônico com $\omega_n = 22,63$ rad/s e $\xi = 0,707$.

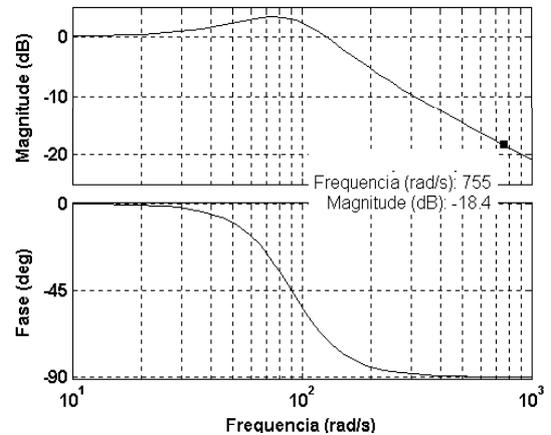


Fig. 2.20: Diagrama de Bode do Sistema em malha fechada, pelo método canônico com $\omega_n = 90$ rad/s e $\xi = 0,5$.

Conclui-se, a priori, comparando os dois métodos, que o método *symmetrical optimum* com $\alpha = 100$ é recomendado quando se quer uma resposta rápida, e a entrada não for muito distorcida. Caso contrário, o método canônico de 2ª ordem com $\omega_n = 22,63$ rad/s e $\xi = 0,707$ é o mais recomendado. Outra vantagem do primeiro método é que há somente um parâmetro a ser variado, enquanto existem dois no segundo. A simplicidade, porém, traz as limitações já discutidas.

2.2.2.2 PLL Trifásico

Se o modelo monofásico estiver aplicado a uma das fases de uma rede trifásica e houver nesta fase uma falta, o PLL não será capaz de identificar a frequência e fase a partir das outras fases. A estrutura anterior pode ser, então, modificada, como na Fig. 2.21.

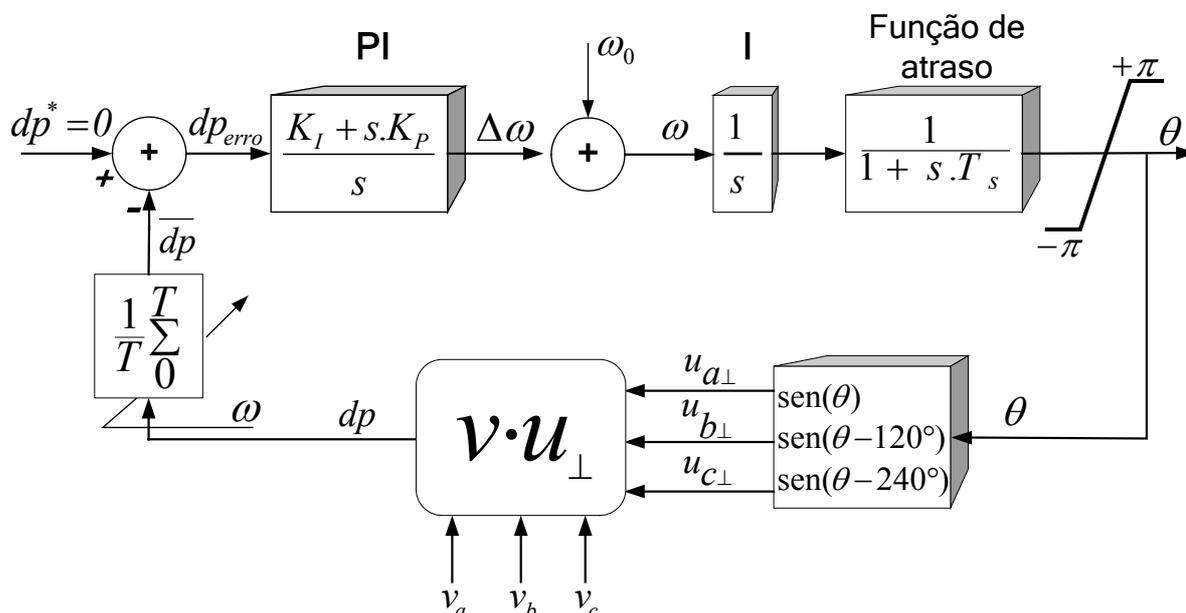


Fig. 2.21 – Modelo do PLL trifásico baseado no CVI.

Nota-se que o modelo trifásico requer as três fases como sinais de entrada, resultando em vetores \mathbf{v} e \mathbf{u}_\perp tridimensionais. Porém, a malha de controle do sistema tanto aberta, como fechada, resulta nas mesmas expressões do modelo monofásico. Portanto, todas as discussões anteriores a respeito do projeto dos ganhos do controlador PI, bem como a análise de estabilidade e dinâmica, continuam válidas para este caso.

Uma característica bastante peculiar deste modelo é que o valor resultante do produto interno é nulo quando se têm tensões senoidais equilibradas, sendo, portanto, dispensável o filtro de média móvel, que implica um aumento da velocidade de convergência. Se o desequilíbrio e as distorções não forem muito grandes, a capacidade de filtragem do controlador PI consegue assegurar o bom desempenho do PLL, mesmo sem o filtro de média.

Além disso, como os sinais sintetizados \mathbf{u}_\perp são impostos matematicamente como sendo senoidais e equilibrados, a soma deles resulta sempre em 0 ($u_{a\perp} + u_{b\perp} + u_{c\perp} = 0$). Portanto, o produto escalar $\mathbf{v} \cdot \mathbf{u}_\perp$ pode ser escrito como:

$$\mathbf{v} \cdot \mathbf{u}_\perp = v_a \cdot u_{a\perp} + v_b \cdot u_{b\perp} + v_c \cdot u_{c\perp} = v_{ab} \cdot u_{a\perp} + v_{cb} \cdot u_{c\perp}, \quad (2.27)$$

ou seja, o cálculo pode ser feito em função de apenas duas tensões de linha, reduzindo o número de sensores de tensão em aplicações práticas, da mesma forma que em (2.2).

Sendo assim, o modelo da Fig. 2.21 pode ser simplificado, como na Fig. 2.22, e conclui-se que o modelo trifásico é, na verdade, um caso particular do modelo monofásico.

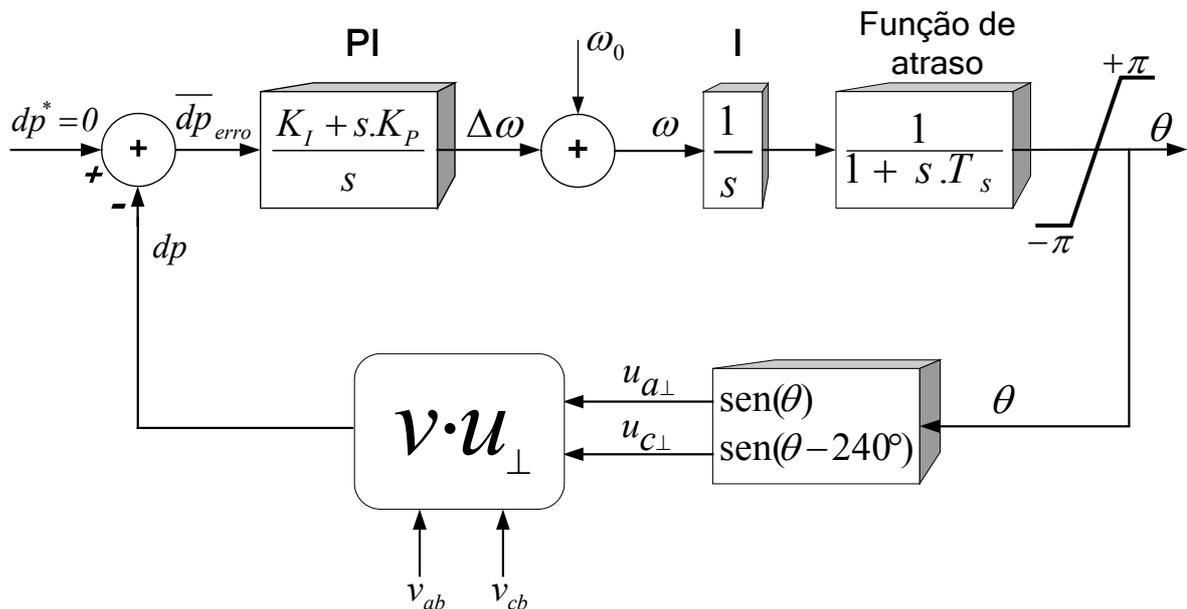


Fig. 2.22 – Modelo do PLL trifásico simplificado baseado no CVI.

2.2.2.3 Síntese da forma de onda fundamental

A partir da freqüência e do ângulo de fase obtidos através do PLL, pode-se sintetizar uma forma de onda (u) que é proporcional às formas de onda fundamentais equilibradas da rede. Isto é possível através de uma manipulação trigonométrica do ângulo de fase (θ) na saída do PLL e de um atraso de 90° . Assim, além da função de sincronismo de fase e de freqüência, o PLL assume o papel de um filtro sintonizado adaptativo. Se as tensões de entrada apresentarem-se distorcidas ou desequilibradas (desde que dentro de percentuais razoáveis), o PLL será responsável por calcular a

freqüência angular fundamental (ω) ou o ângulo de fase correspondente (θ) à tensão de referência (normalmente, a fase a), a qual entra no cálculo dos sinais ortogonais sintetizados.

Sendo o PLL monofásico, a tensão u sintetizada é dada por:

$$u = \text{sen}(\theta + 90^\circ), \quad (2.28)$$

enquanto que no trifásico, têm-se :

$$\begin{aligned} u_a &= \text{sen}(\theta + 90^\circ) \\ u_b &= \text{sen}(\theta - 120^\circ + 90^\circ) \\ u_c &= \text{sen}(\theta - 240^\circ + 90^\circ) \end{aligned} \quad (2.29)$$

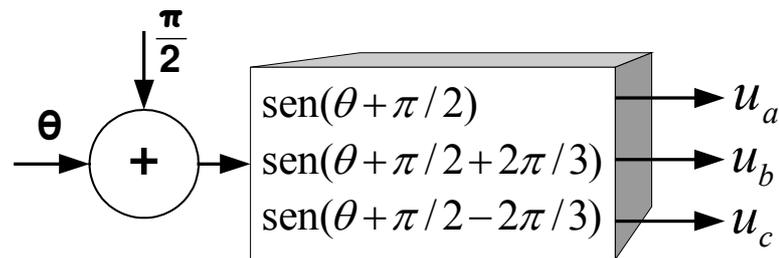


Fig. 2.23 – Gerador de tensões trifásicas senoidais unitárias.

Neste ponto, é importante destacar a necessidade de um algoritmo capaz de calcular a amplitude da onda fundamental da tensão monofásica ou das fundamentais de seqüência positiva (caso trifásico), já que (2.28) e (2.29) definem apenas senóides unitárias equilibradas e proporcionais às tensões do sistema físico. Tal algoritmo deve ser suficientemente robusto para funcionar em condições nas quais as tensões do sistema forem distorcidas e/ou desequilibradas. É o que será detalhado no próximo tópico.

2.3. Detector de Seqüência Positiva

Como sugerido em [35], é possível, a partir do cálculo de um novo produto interno, obter os componentes de seqüência positiva. Sendo as tensões medidas dadas por:

$$\begin{aligned} v_a &= V_{a1} \text{sen}(\omega t + \theta_v) + \sum_{n=2}^N V_n \text{sen}[n(\omega t + \theta_v)] \\ v_b &= V_{b1} \text{sen}(\omega t + \theta_v - 120^\circ) + \sum_{n=2}^N V_n \text{sen}[n(\omega t + \theta_v - 120^\circ)] , \\ v_c &= V_{c1} \text{sen}(\omega t + \theta_v - 240^\circ) + \sum_{n=2}^N V_n \text{sen}[n(\omega t + \theta_v - 240^\circ)] \end{aligned} \quad (2.30)$$

onde V_{a1} , V_{b1} e V_{c1} são as magnitudes das tensões fundamentais das fases a , b e c , respectivamente, e as tensões em fase sintetizadas como em (2.29), o produto interno delas é dado por:

$$v \cdot u = v_a \cdot u_a + v_b \cdot u_b + v_c \cdot u_c . \quad (2.31)$$

Substituindo (2.29) e (2.30) em (2.31), e tomando sua média, obtém-se:

$$\overline{v \cdot u} = \frac{V_{a1} + V_{b1} + V_{c1}}{2} = \frac{3V^+}{2} . \quad (2.32)$$

Sendo assim, multiplicando-se o resultado da equação (2.32) por $2/3$, tem-se a magnitude da seqüência positiva V^+ :

$$V^+ = \frac{2}{3} \overline{v \cdot u} , \quad (2.33)$$

que multiplicada pelos sinais sintetizados em u , resultam as formas de onda das tensões de seqüência positiva das três fases, como ilustrado na Fig. 2.24.

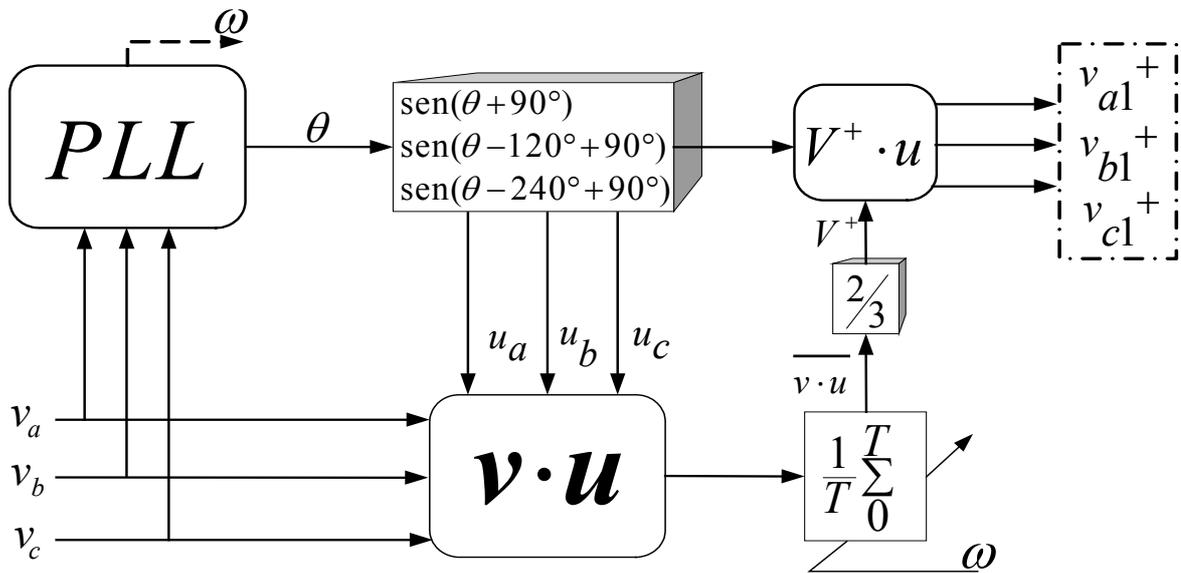


Fig. 2.24 – Detector de Seqüência Positiva.

2.4. Detector de Amplitude

Como contribuição desse trabalho, que resultou em [37], pode-se propor também um detector de amplitude, partindo do mesmo princípio do algoritmo anterior, porém, fazendo-se uso do PLL monofásico. Sendo a tensão medida v como em (2.15) e a tensão u sintetizada como em (2.28) em fase com v , o valor médio do produto interno dessas tensões é:

$$\overline{v \cdot u} = \frac{V_1}{2}. \quad (2.34)$$

Disto, a amplitude do componente fundamental da tensão medida é obtida diretamente de:

$$V_1 = 2 \cdot \overline{v \cdot u}, \quad (2.35)$$

e o componente fundamental da tensão é identificado através de multiplicação de V_1 por u , resultando v_1 , como mostrado na Fig. 2.25.

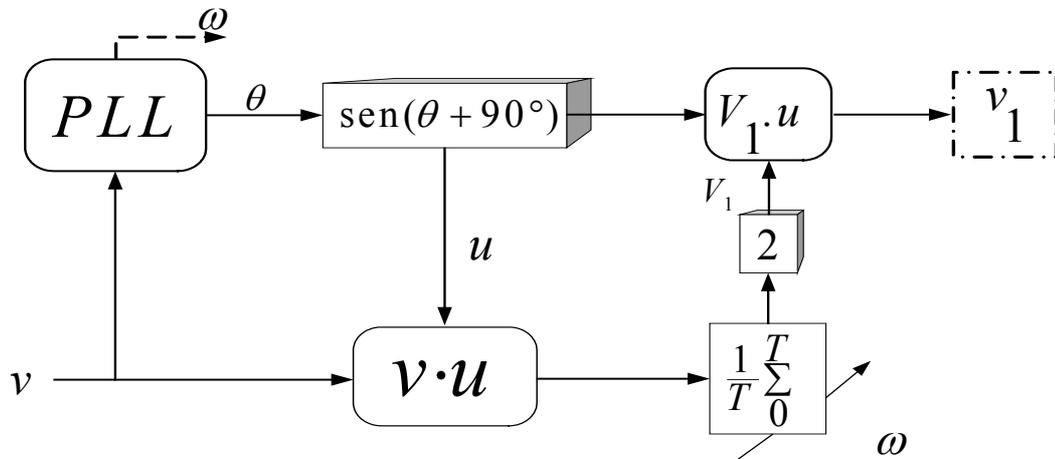


Fig. 2.25 – Detector de Amplitude.

2.5. Simulações

A fim de verificar o comportamento do algoritmo, algumas simulações são detalhadas a seguir, usando-se sempre $T_s = 1/12000$ s. Para tanto, foi utilizado o software MatLab/Simulink 7.0.1 acompanhado de um programa em linguagem C, contido em um bloco “s-function”.

Alguns tópicos de implementação do projeto precisaram ser analisados antes da obtenção dos resultados.

Como o simulador é um sistema contínuo e o projeto, um sistema discreto, fez-se necessária a avaliação de erros de truncamento dos coeficientes numéricos, principalmente nos valores iniciais de frequência e de fase. Para tanto, a partir de alguns arredondamentos de casas decimais, observou-se o comportamento do sistema e não houve nenhuma mudança considerável. Logo, pelo menos em simulação, esse não foi um problema.

Outro ponto a ser discutido foi o método de integração utilizado na implementação do controlador e do próprio integrador digital. Foram testados os métodos de Euler, Trapezoidal, 1/3 de Simpson e 3/8 de Simpson [45]. Concluiu-se que o sistema responde da mesma forma para qualquer um dos métodos. Então, optou-se pelo uso do método de Euler, devido à sua simplicidade de implementação.

Observa-se ainda que a dinâmica de inicialização do algoritmo depende do valor inicial do ângulo de fase instantâneo θ .

2.5.1 PLL Monofásico

2.5.1.1 Método *Symmetrical Optimum*

Na Fig. 2.26, destaca-se a importância do valor inicial de θ para a dinâmica de inicialização. Nela está o desempenho do filtro monofásico, com os ganhos projetados pelo método *symmetrical optimum* ($\alpha = 100$), quando submetido a uma tensão senoidal v de 1 p.u., 60 Hz e fase 60° . No gráfico superior, vê-se que os sinais v e u estão superpostos e u_{\perp} ortogonal a eles como esperado. No gráfico do meio, tem-se o ângulo de fase θ identificado pelo PLL. No gráfico inferior, tem-se a frequência fundamental f_1 calculada. Para estes valores, a convergência dá-se em, aproximadamente, 2 ciclos. Os transitórios observados são decorrentes da diferença entre o valor inicial real de θ e o fixado no algoritmo (-90°).

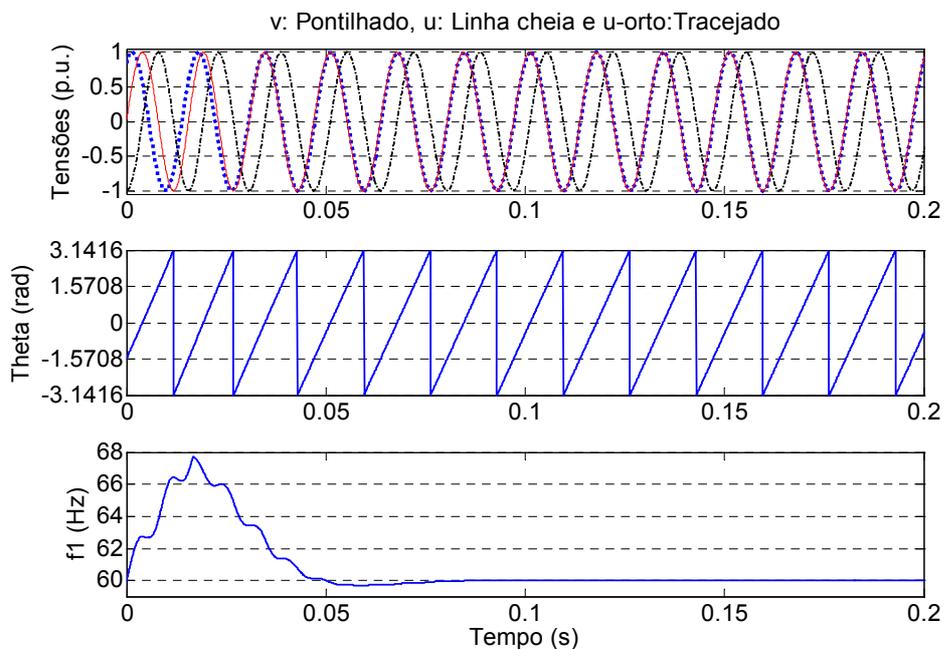


Fig. 2.26 – PLL-1 ϕ (*symmetrical optimum*, $\alpha = 100$): Tensões de entrada (1 p.u., 60 Hz, 60°), de saída u e u_{\perp} , θ e f_1 .

A qualidade de filtragem do PLL-1 ϕ pode ser observada através da Fig. 2.27, com a tensão v do caso anterior, distorcida com 5% de 3^a, 5^a e 7^a harmônicas. Novamente se nota a convergência dos sinais filtrados em 2 ciclos e a mesma dinâmica de inicialização. A DHT, que para a tensão de entrada era de 8,66%, foi reduzida para 0,9%, demonstrando a boa capacidade de atenuação do PLL.

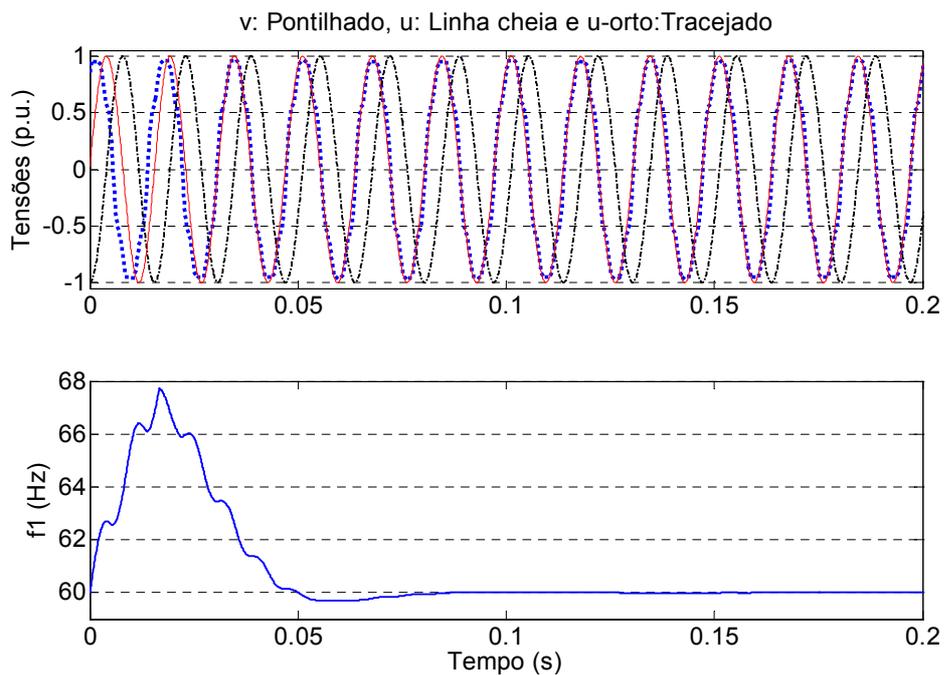


Fig. 2.27 – PLL-1 ϕ (*symmetrical optimum*, $\alpha = 100$): Tensões de entrada (1 p.u., 60 Hz, 60°), com 5% de 3^a, 5^a e 7^a harmônicas, de saída e f_i .

As Fig. 2.28 e 2.29 mostram o desempenho do PLL-1 ϕ quando a tensão distorcida da Fig. 2.27 é submetida a transitórios de amplitude (afundamento de 50%) e de frequência (transição brusca de 60 Hz para 59 Hz) no instante 2,5 s. Na primeira, as tensões convergem de forma praticamente instantânea, enquanto que o valor da frequência sofre pequenas alterações. A amplitude, mostrada no gráfico do meio, é corretamente calculada pelo detector da seção 2.4. Na segunda, u acompanha v , e o valor de f_i necessita de 4 ciclos para se estabilizar. Oscilações neste valor (58,85 Hz - 59,15 Hz) ocorrem uma vez que o filtro de média móvel não foi ajustado (T_s constante).

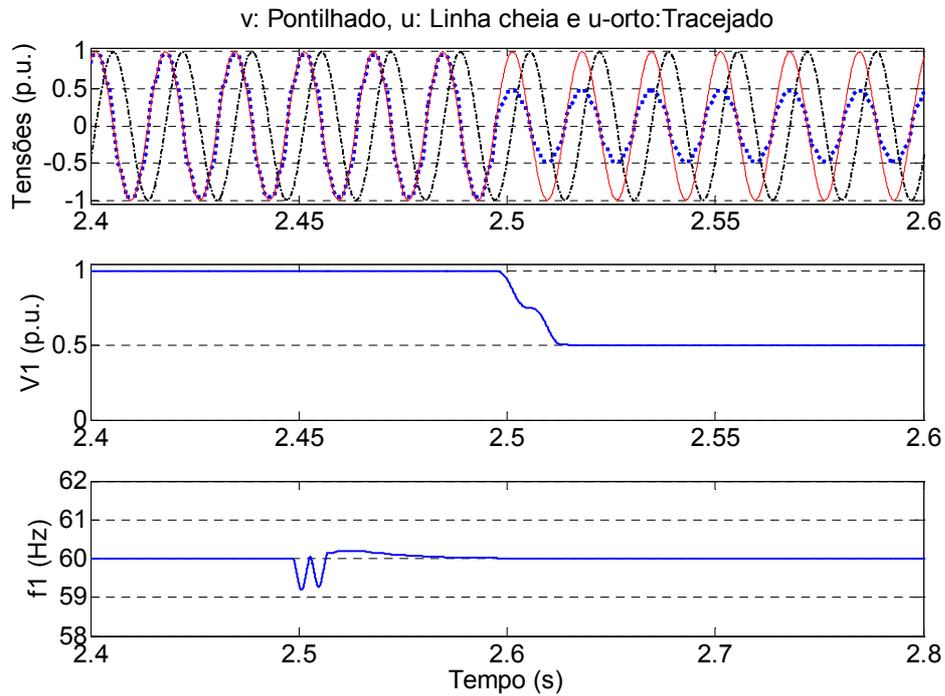


Fig. 2.28 – PLL- 1ϕ (*symmetrical optimum*, $\alpha = 100$): Tensões de entrada e de saída do filtro e f_1 , após um afundamento de tensão.

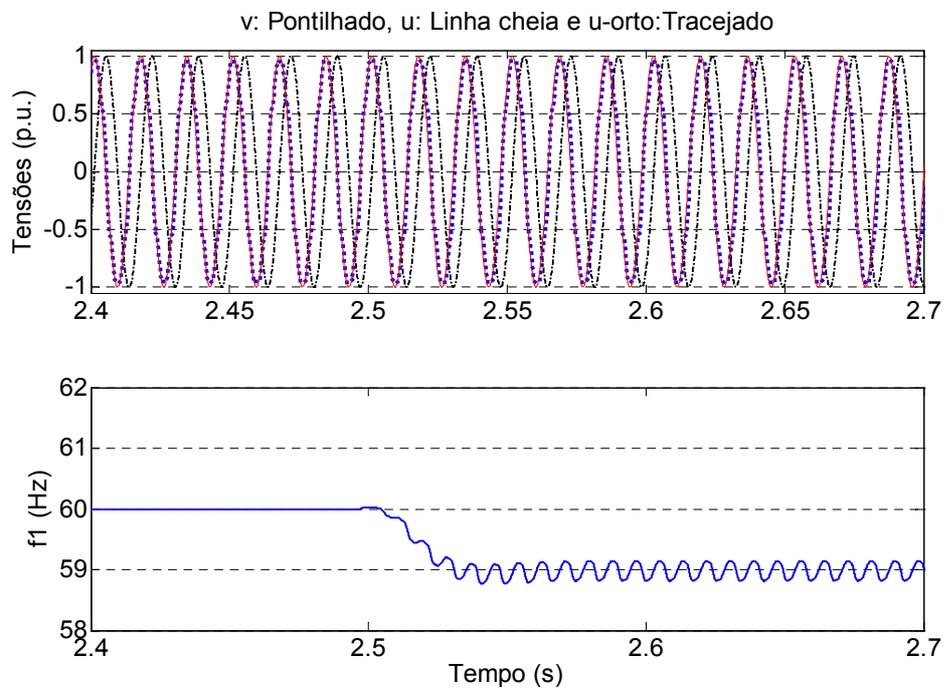


Fig. 2.29 – PLL- 1ϕ (*symmetrical optimum*, $\alpha = 100$): Tensões de entrada e de saída do filtro e f_1 , após um transitório de frequência.

2.5.1.2 Método Canônico de 2ª Ordem

Com este método de projeto dos ganhos do PI, com $\omega_n = 22,63 \text{ rad/s}$ e $\xi = 0,707$, são mostrados resultados do PLL-1 ϕ quando submetido às mesmas situações da seção anterior. No gráfico superior da Fig. 2.30, tem-se o comportamento do PLL com entrada nas mesmas condições da Fig. 2.26. Os sinais v e u estão superpostos e u_{\perp} está ortogonal a eles como esperado. No gráfico do meio, tem-se o ângulo de fase θ identificado pelo PLL. E no gráfico inferior, tem-se a frequência fundamental f_1 calculada. Para estes valores, a convergência de f_1 dá-se agora em, aproximadamente 30 ciclos, mais lenta que o método anterior, como antecipado na seção 2.2.2.1.3.

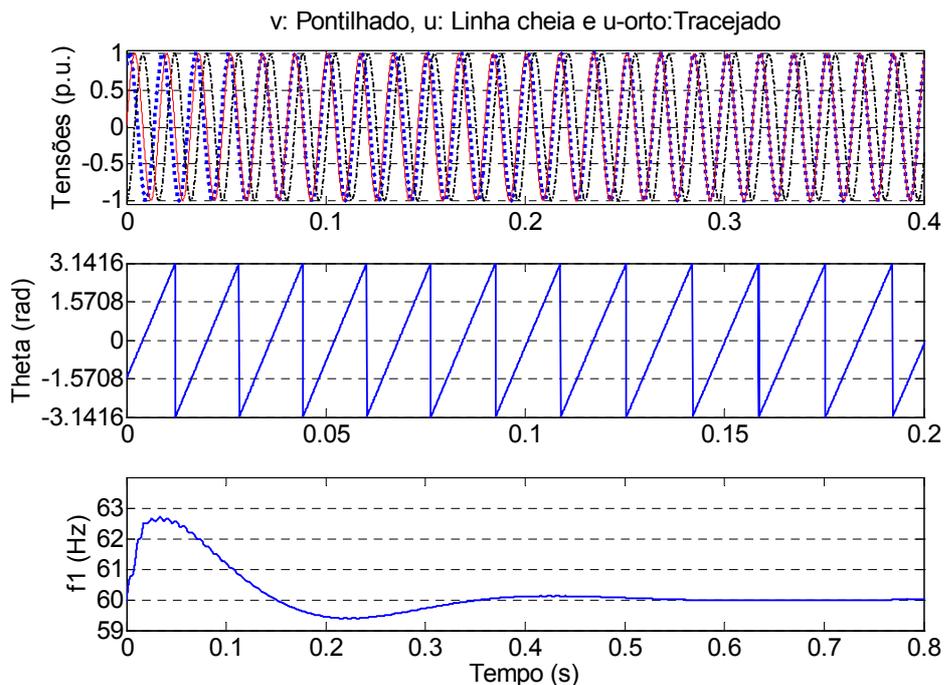


Fig. 2.30 – PLL-1 ϕ (método canônico, $\omega_n = 22,63 \text{ rad/s}$ e $\xi = 0,707$): Tensões de entrada (1 p.u., 60 Hz, 60°), de saída u e u_{\perp} , θ e f_1 .

Na presença de harmônicas, o PLL-1 ϕ comporta-se como na Fig. 2.31. A tensão v é a do caso anterior, distorcida com 5% de 3ª, 5ª e 7ª harmônicas. A dinâmica é praticamente a mesma da apresentada na Fig. 2.30 e as distorções foram, da mesma forma que na Fig. 2.27, atenuadas (DHT $\cong 0,9\%$).

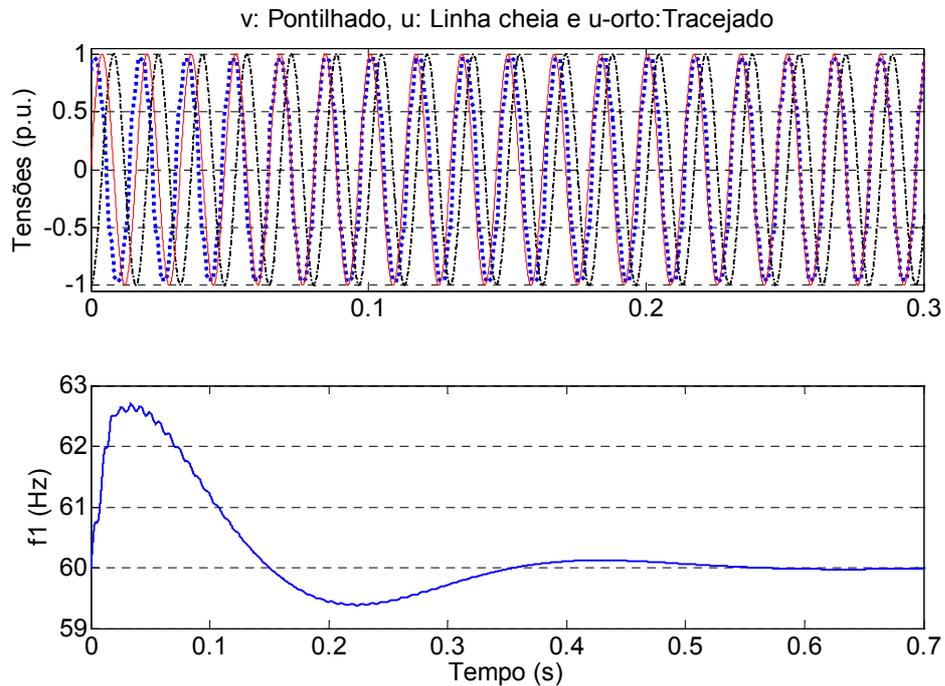


Fig. 2.31 – PLL-1 ϕ (método canônico, $\omega_n = 22,63$ rad/s e $\xi = 0,707$): Tensões de entrada (1 p.u., 60 Hz, 60°), com 5% de 3^a, 5^a e 7^a harmônicas, de saída e f_1 .

As Fig. 2.32 e 2.33 mostram o desempenho do PLL-1 ϕ quando a tensão distorcida da Fig. 2.31 é submetida a transitórios de amplitude e de frequência. Na primeira, as tensões convergem de forma praticamente instantânea, a amplitude é corretamente calculada e o valor da frequência sofre alterações leves. Na segunda, u acompanha v , e o valor de f_1 necessita de 30 ciclos para se estabilizar. Oscilações continuam ocorrendo neste valor, embora menores (58,96 Hz - 59,04 Hz).

Como concluído na seção 2.2.2.1.3, este método, apesar de proporcionar uma melhor atenuação de harmônicas, converge mais lentamente que o anterior. Porém, como o nível de distorção na rede é limitado por norma [46], ambos os métodos conseguem apresentar desempenho satisfatório, mesmo o *symmetrical optimum* não sendo tão robusto a harmônicas.

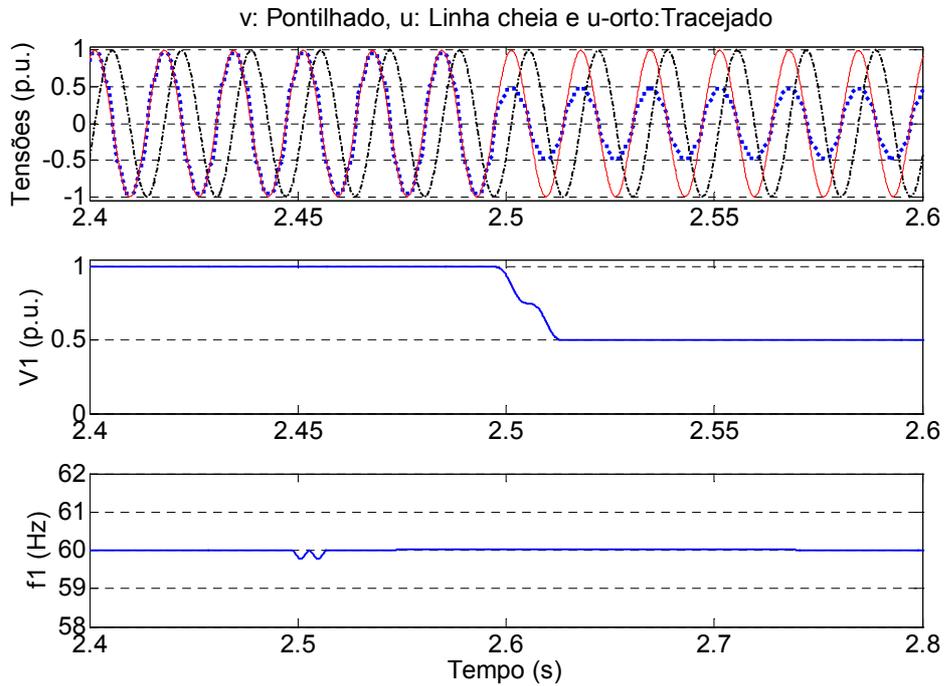


Fig. 2.32 – PLL-1 ϕ (método canônico, $\omega_n = 22,63$ rad/s e $\xi = 0,707$): Tensões de entrada e de saída do filtro e f_1 , após um afundamento de tensão.

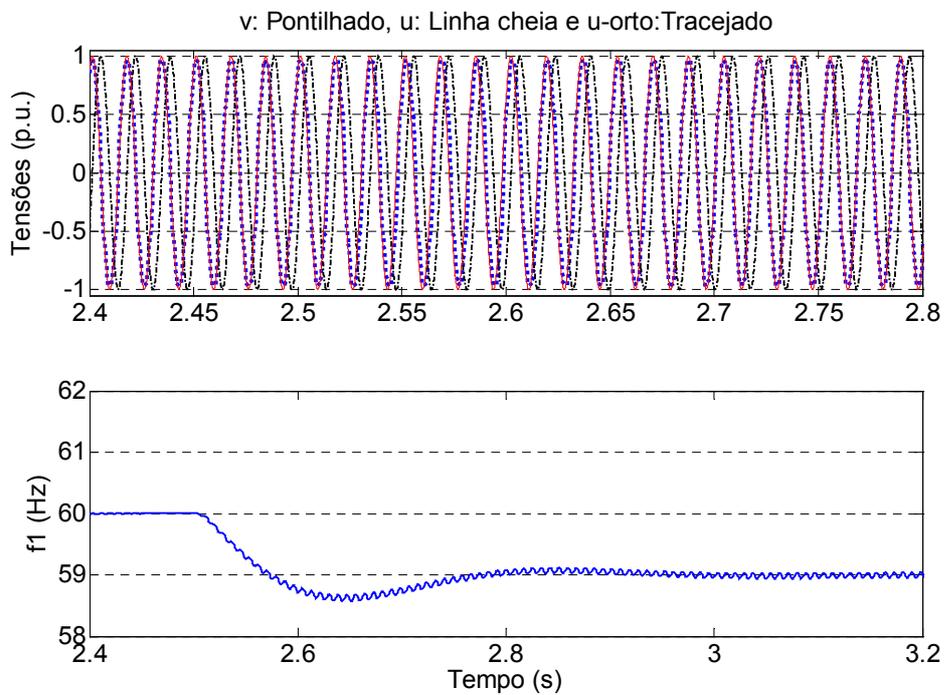


Fig. 2.33 – PLL-1 ϕ (método canônico, $\omega_n = 22,63$ rad/s e $\xi = 0,707$): Tensões de entrada e de saída do filtro e f_1 , após um transitório de frequência.

2.5.2 PLL Trifásico

2.5.2.1 Método *Symmetrical Optimum*

O PLL trifásico foi submetido a testes semelhantes aos do monofásico e, sendo os ganhos do PI projetados pelo método *symmetrical optimum*, com $\alpha = 100$, os resultados obtidos estão nas Fig. 2.34-2.37. No gráfico superior da Fig. 2.34, tem-se as tensões senoidais equilibradas de 1 p.u., 60 Hz e fase 60° (Fase a) que são entradas para o PLL- 3ϕ . No gráfico do meio, têm-se os sinais v_a e u_a superpostos e $u_{a\perp}$ ortogonal a eles como esperado. Nos inferiores, estão o ângulo de fase θ identificado pelo PLL (direito) e a frequência fundamental f_1 calculada (esquerdo). Para estes valores, a convergência de f_1 dá-se em, aproximadamente 14 ciclos, mais lenta que o equivalente monofásico.

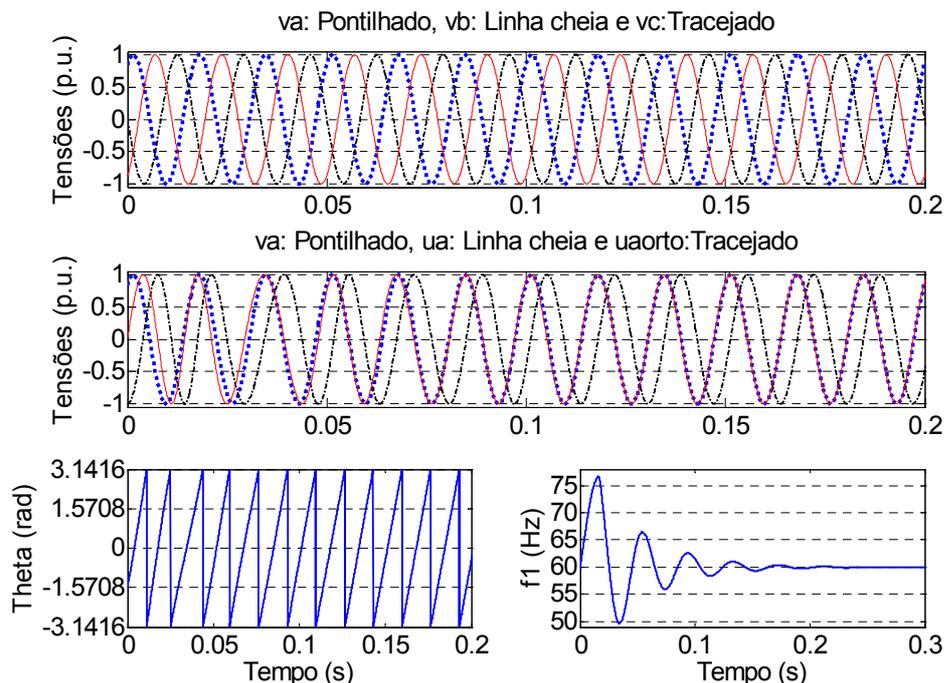


Fig. 2.34 – PLL- 3ϕ (*symmetrical optimum*, $\alpha = 100$): Tensões de entrada equilibradas (1 p.u., 60 Hz, 60° - Fase a), e saídas u_a , $u_{a\perp}$, θ e f_1 .

A qualidade de filtragem do PLL- 3ϕ e o desempenho do detector de seqüência positiva (seção 2.3) podem ser observados na Fig. 2.35, quando as tensões

trifásicas, além de distorcidas com 5% de 3^a, 5^a e 7^a harmônicas, estão desequilibradas (0,7 p.u. na fase *b* e 0,85 na fase *c*). A dinâmica é similar à apresentada na Fig. 2.34, as distorções foram atenuadas (DHT \cong 0,9%) e o valor da amplitude da seqüência positiva convergiu para o valor correto de $(1 + 0,7 + 0,85)/3 = 0,85$ p.u..

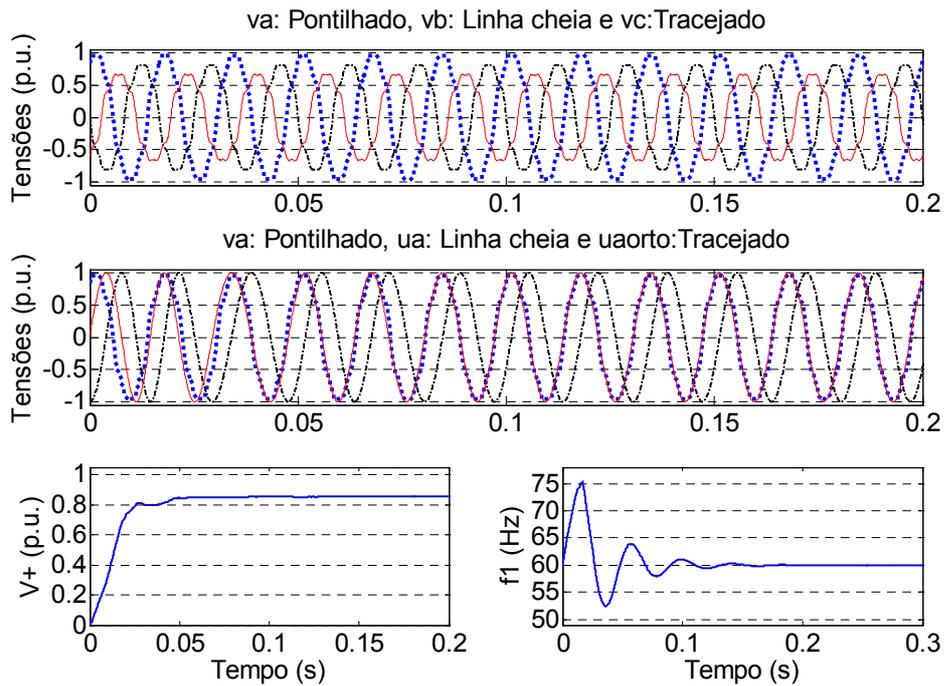


Fig. 2.35 – PLL-3 ϕ (*symmetrical optimum*, $\alpha = 100$): Tensões de entrada distorcidas e desequilibradas, u_a , $u_{a\perp}$, V^+ e f_1 .

As Fig. 2.36 e 2.37 mostram o comportamento do PLL-3 ϕ quando as tensões distorcidas e desequilibradas da Fig. 2.34 são submetidas a transitórios de amplitude (afundamento trifásico de 50%) e de frequência (transição brusca de 60 Hz para 59 Hz) no instante 2,5 s. Na primeira, as tensões convergem de forma praticamente instantânea, a amplitude da seqüência positiva é corretamente calculada e o valor da frequência sofre alterações um pouco maiores que no teste análogo do PLL-1 ϕ . Na segunda, pode-se observar u_a acompanhando v_a , e o valor de f_1 levando 9 ciclos para se estabilizar. Oscilações entre 58,95 Hz e 59,05 Hz ainda ocorrem neste valor.

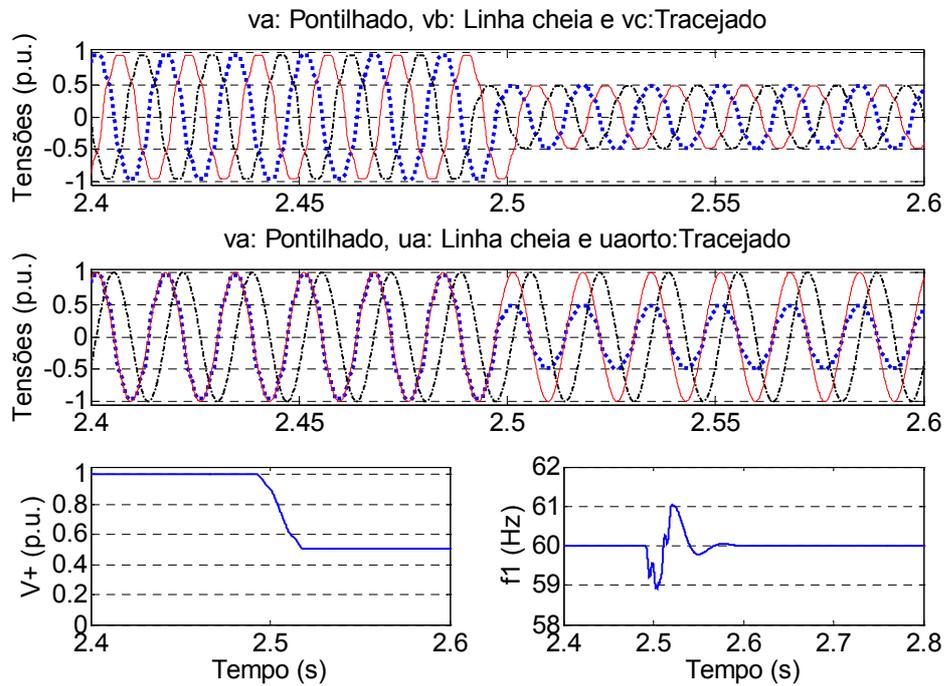


Fig. 2.36 – PLL-3 ϕ (*symmetrical optimum*, $\alpha = 100$): Tensões de entrada distorcidas e desequilibradas, u_a , $u_{a\perp}$, V^+ e f_1 , após um afundamento de tensão.

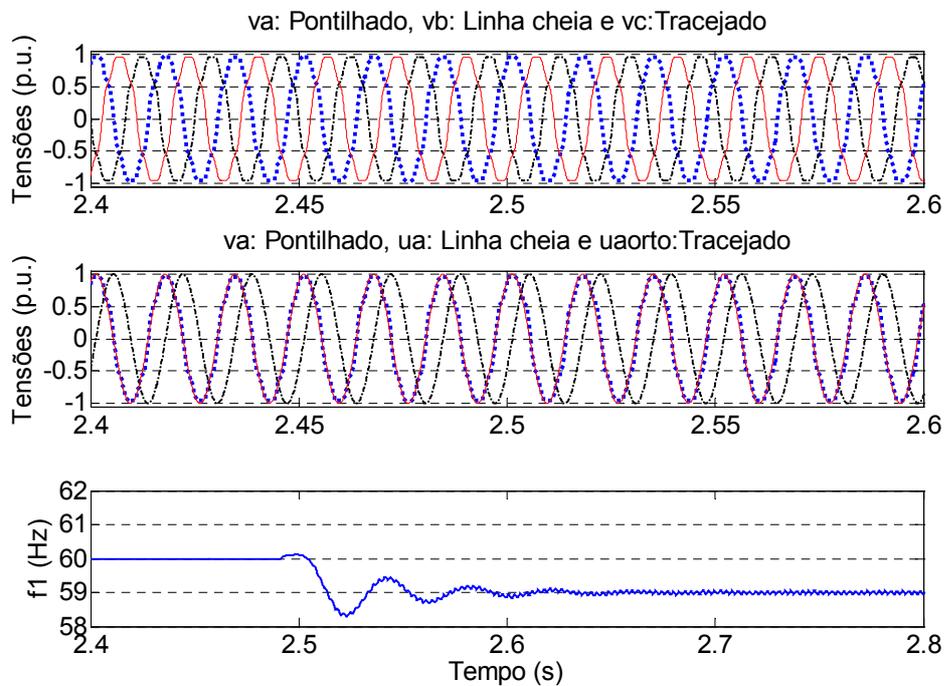


Fig. 2.37 – PLL-3 ϕ (*symmetrical optimum*, $\alpha = 100$): Tensões de entrada distorcidas e desequilibradas, u_a , $u_{a\perp}$ e f_1 , após um transitório de frequência.

2.5.2.2 Método Canônico de 2ª Ordem

Nas próximas figuras (Fig. 2.38-2.41), tem-se o comportamento do PLL-3 ϕ com os ganhos projetados pelo método canônico ($\omega_n = 22,63$ rad/s e $\xi = 0,707$). No gráfico superior da Fig. 2.38, têm-se as tensões da Fig. 2.34, enquanto que no do meio, estão os sinais v_a e u_a superpostos e $u_{a\perp}$ ortogonal a eles. Nos inferiores, estão o ângulo de fase θ identificado pelo PLL (direito) e a frequência fundamental f_1 calculada (esquerdo). Para estes valores, a convergência de f_1 dá-se em, aproximadamente 13 ciclos, mais rápido que o equivalente monofásico.

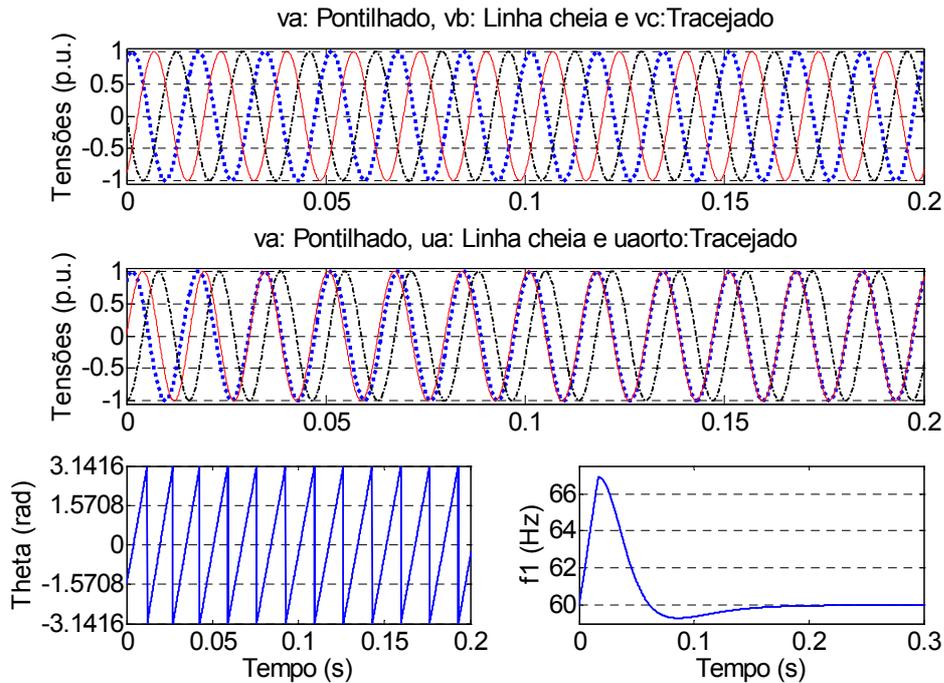


Fig. 2.38 – PLL-3 ϕ (método canônico, $\omega_n = 22,63$ rad/s e $\xi = 0,707$): Tensões de entrada equilibradas (1 p.u., 60 Hz, 60° - Fase a), e saídas u_a , $u_{a\perp}$, θ e f_1 .

Na presença de harmônicas, o PLL-3 ϕ comporta-se, agora, como na Fig. 2.39. As tensões trifásicas são as da Fig. 2.35 e a dinâmica é praticamente a mesma da apresentada na Fig. 2.38. As distorções foram atenuadas ($DHT \cong 0,9\%$) e o valor da amplitude da seqüência positiva convergiu para o valor correto de 0,85 p.u..

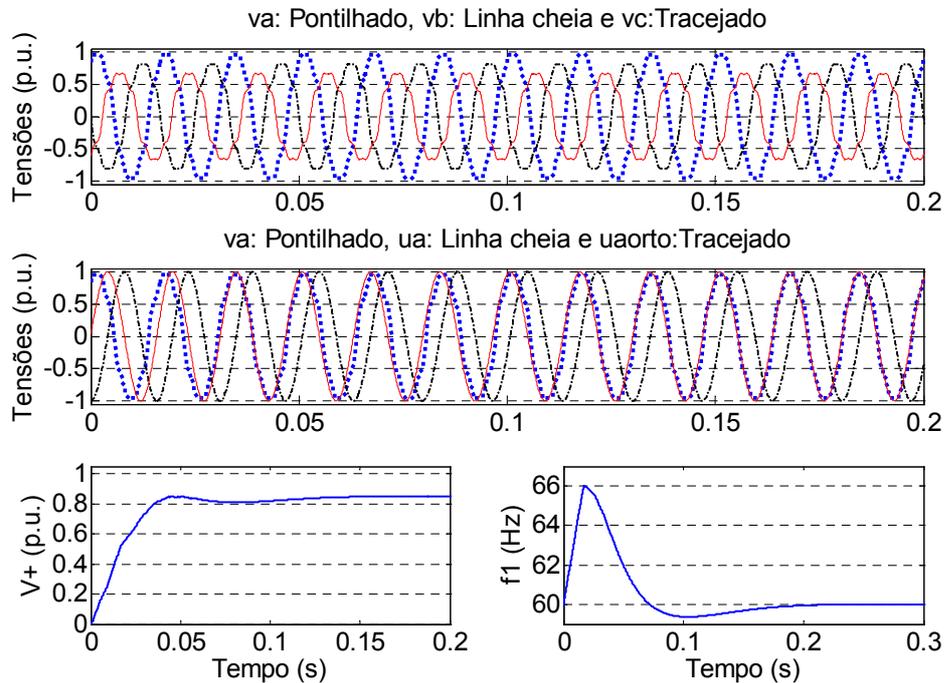


Fig. 2.39 – PLL-3 ϕ (método canônico, $\omega_n = 22,63$ rad/s e $\xi = 0,707$): Tensões de entrada distorcidas e desequilibradas, u_a , $u_{a\perp}$, V^+ e f_1 .

As Fig. 2.40 e 2.41 mostram o desempenho do PLL-3 ϕ quando as tensões distorcidas e desequilibradas da Fig. 2.39 são submetidas a transitórios de amplitude e de frequência. Na primeira, as tensões convergem de forma praticamente instantânea, a amplitude da seqüência positiva é corretamente calculada e o valor da frequência sofre alterações um pouco maiores que no teste análogo do PLL-1 ϕ . Na segunda, pode-se observar u_a acompanhando v_a , e o valor de f_1 estabilizando-se em 14 ciclos. As oscilações neste valor (58,99 Hz - 59,01 Hz) são mínimas.

Diante desses resultados, percebe-se que, para aplicações onde se deseja uma resposta rápida, o método *symmetrical optimum* é aconselhado, enquanto que para aplicações onde se tem elevado nível de distorções ou se necessita de uma dinâmica mais suave na convergência de frequência, o método canônico obtém melhor desempenho. Além disso, como antecipado na seção 2.2.2.2, o PLL trifásico, que dispensa o filtro de média móvel, pode responder mais rapidamente que o PLL monofásico. Logo, o tipo do PLL e os seus ganhos podem ser ajustados de acordo com as necessidades requeridas, apresentando sempre resultados satisfatórios.

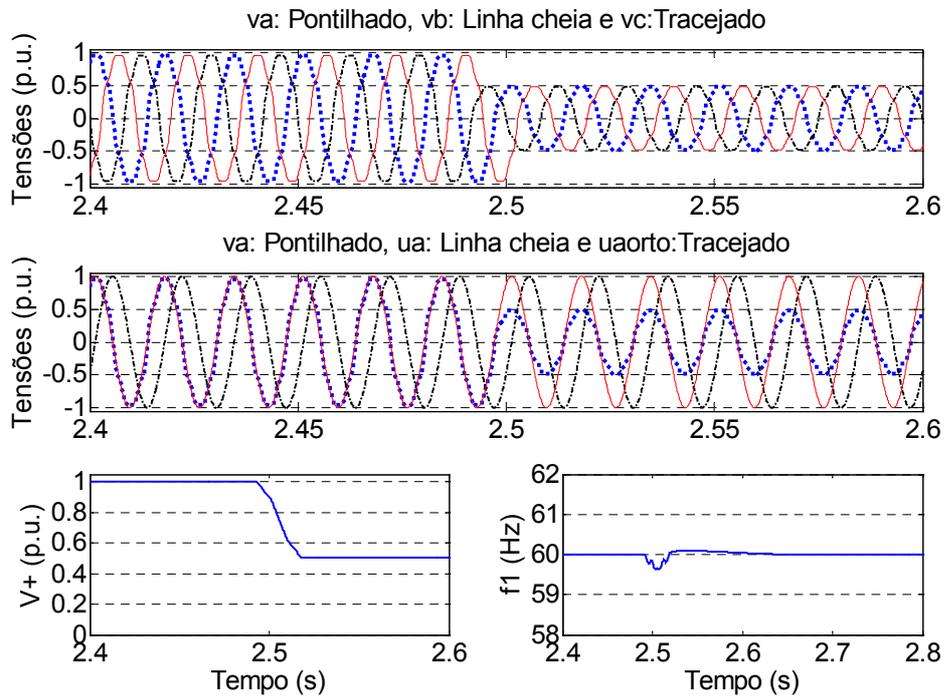


Fig. 2.40 – PLL-3 ϕ (método canônico, $\omega_n = 22,63$ rad/s e $\xi = 0,707$): Tensões de entrada distorcidas e desequilibradas, u_a , $u_{a\perp}$, V^+ e f_1 , após um afundamento de tensão.

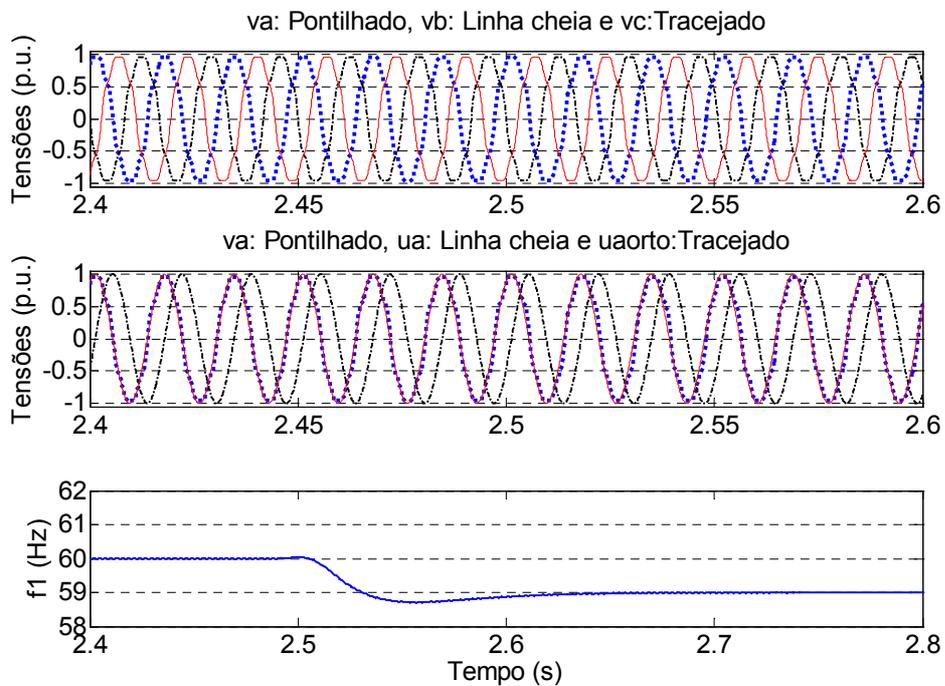


Fig. 2.41 – PLL-3 ϕ (método canônico, $\omega_n = 22,63$ rad/s e $\xi = 0,707$): Tensões de entrada distorcidas e desequilibradas, u_a , $u_{a\perp}$ e f_1 , após um transitório de frequência.

2.6. Resultados Experimentais

Os algoritmos propostos foram avaliados através de suas implementações em um sistema de aquisição e processamento de dados baseado no conceito de instrumentação virtual. Tal ferramenta é composta de uma placa de aquisição de dados de oito canais de aquisição simultânea, com um conversor AD de 16 bits e frequência de amostragem de até 200 kHz (NI PCI-6143 da *National Instruments*) [47]. Os sinais analógicos foram medidos através de sensores de Efeito Hall de tensão (LV-25P da LEM). O sistema foi implementado em um micro-computador com processador Pentium 4 e plataforma LabView 7.1 da NI.

Com o auxílio de uma fonte de tensão trifásica programável California Instruments, modelo 4500iL, os algoritmos, com os ganhos do PI projetados pelo método canônico de 2^a ordem, fazendo $\omega_n = 22,63$ rad/s e $\xi = 0,707$, foram submetidos a diferentes condições de tensão, com frequência de amostragem definida para $f_s = 12$ kHz por canal.

Na Fig. 2.42, tensões trifásicas senoidais (v_a, v_b, v_c) de 127 V eficazes, 60 Hz, distorcidas com 10% de 5^a e 7^a harmônicas (gráfico superior esquerdo), após normalização pelo detector de amplitude, são sinais de entrada para o PLL trifásico, que fornece em sua saída três sinais sintetizados, dentre os quais o sinal v_{a1} , resultante da multiplicação de u_a pela amplitude detectada (gráfico inferior esquerdo). A frequência ω e a evolução do ângulo de fase θ identificados pelo algoritmo e condizentes com os sinais de entrada estão apresentados nos gráficos da direita.

Na Fig. 2.43, vê-se que o desequilíbrio das tensões não afeta significativamente o desempenho do algoritmo. O sinal v_{a1} , filtrado, a frequência ω e o ângulo de fase θ foram novamente identificados.

Na Fig. 2.44, as tensões de entrada da Fig. 2.43 sofrem um afundamento de 50%, o que não impede que o algoritmo execute sua operação. O sinal v_{a1} converge em um ciclo, enquanto que a frequência ω sofre pequenas oscilações. Na Fig. 2.45, as tensões sofrem uma alteração em sua frequência fundamental, passando para 59,5 Hz. A convergência da tensão é praticamente instantânea, enquanto que a frequência leva cerca de 0,2 s para se estabilizar.

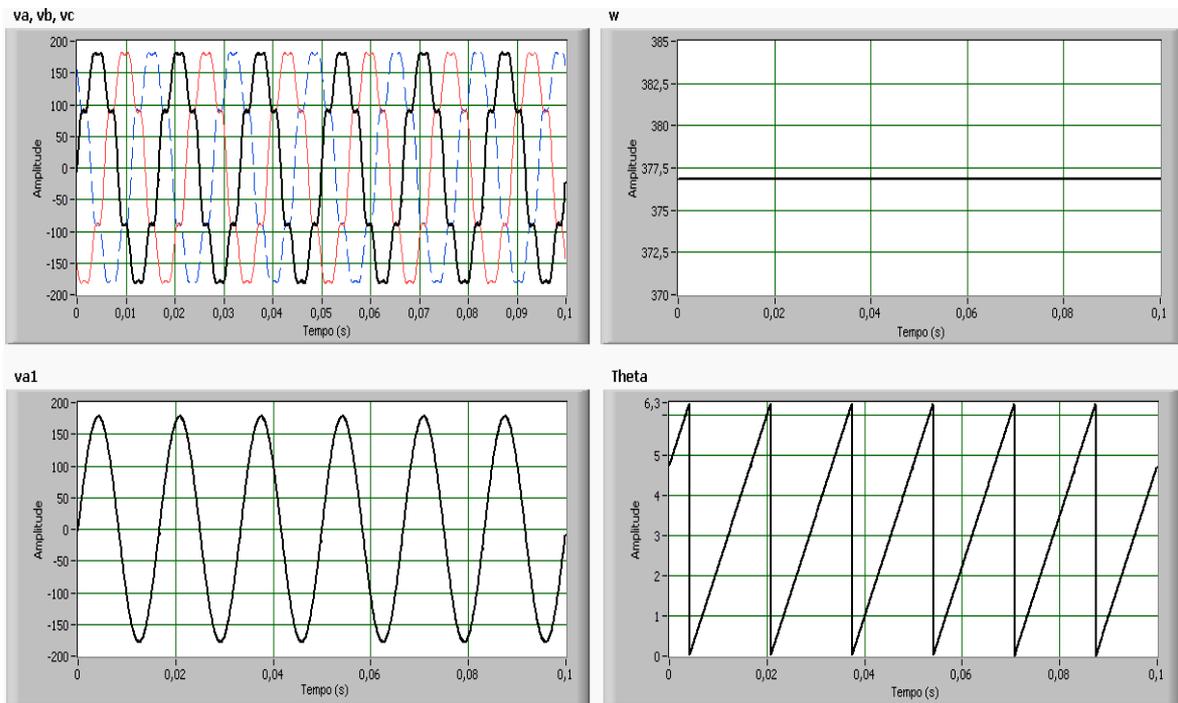


Fig. 2.42 – PLL-3 ϕ : Tensões de entrada distorcidas, fundamental sintetizada, ω e θ .

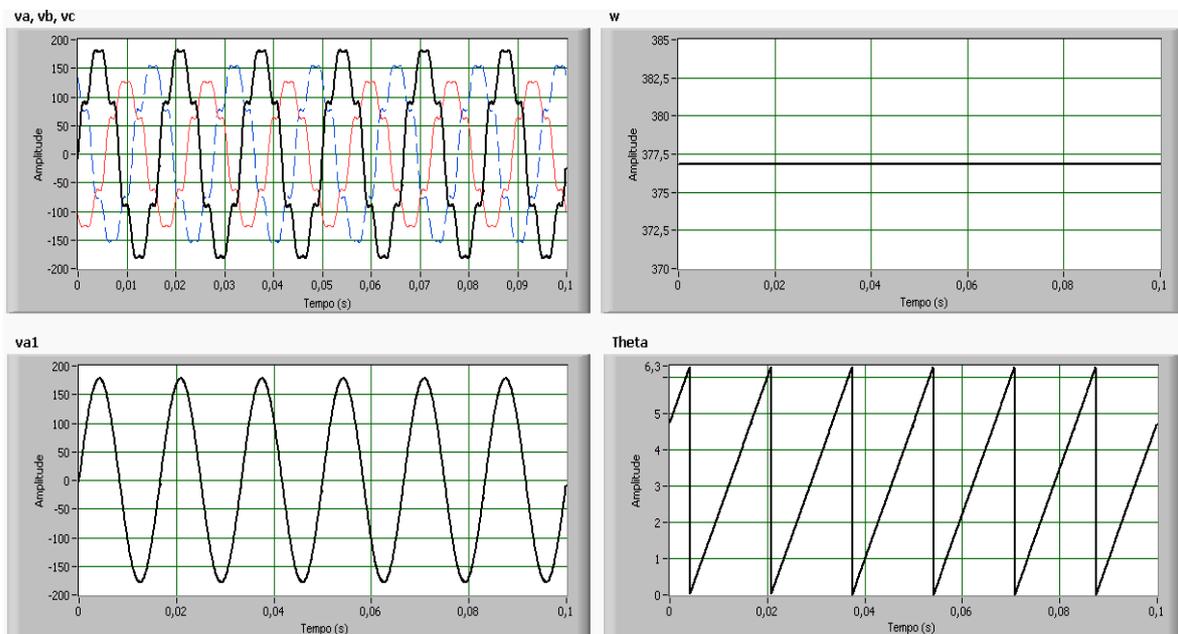


Fig. 2.43 – PLL-3 ϕ : Tensões de entrada distorcidas e desequilibradas, fundamental sintetizada, ω e θ .

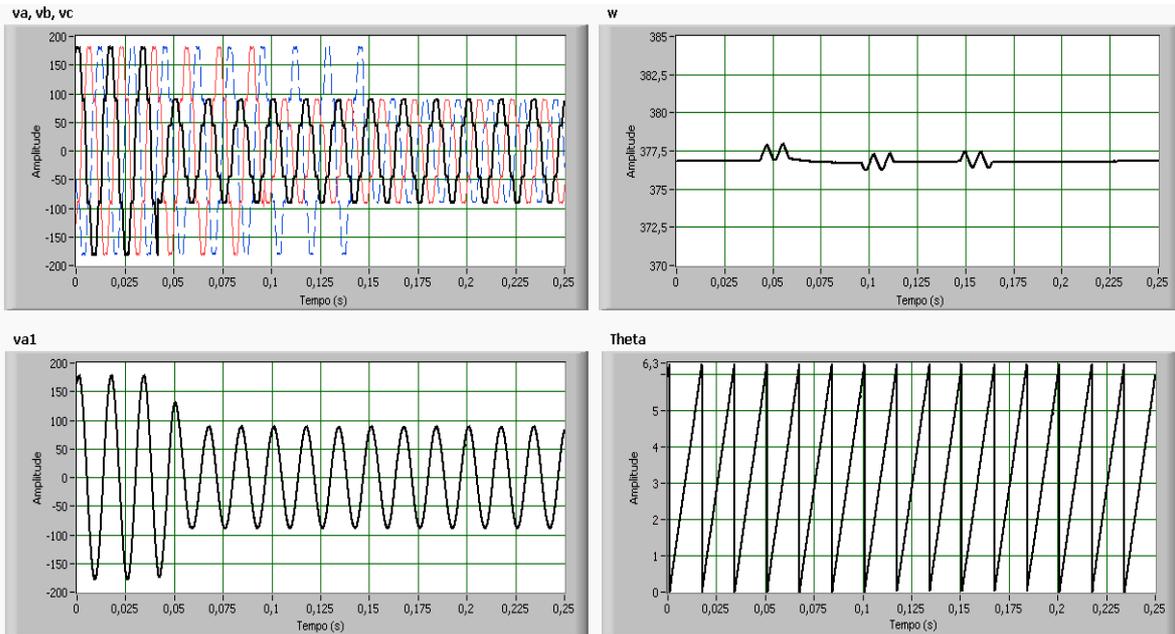


Fig. 2.44 – PLL-3 ϕ : Tensões de entrada distorcidas sofrendo afundamento, fundamental sintetizada, ω e θ .

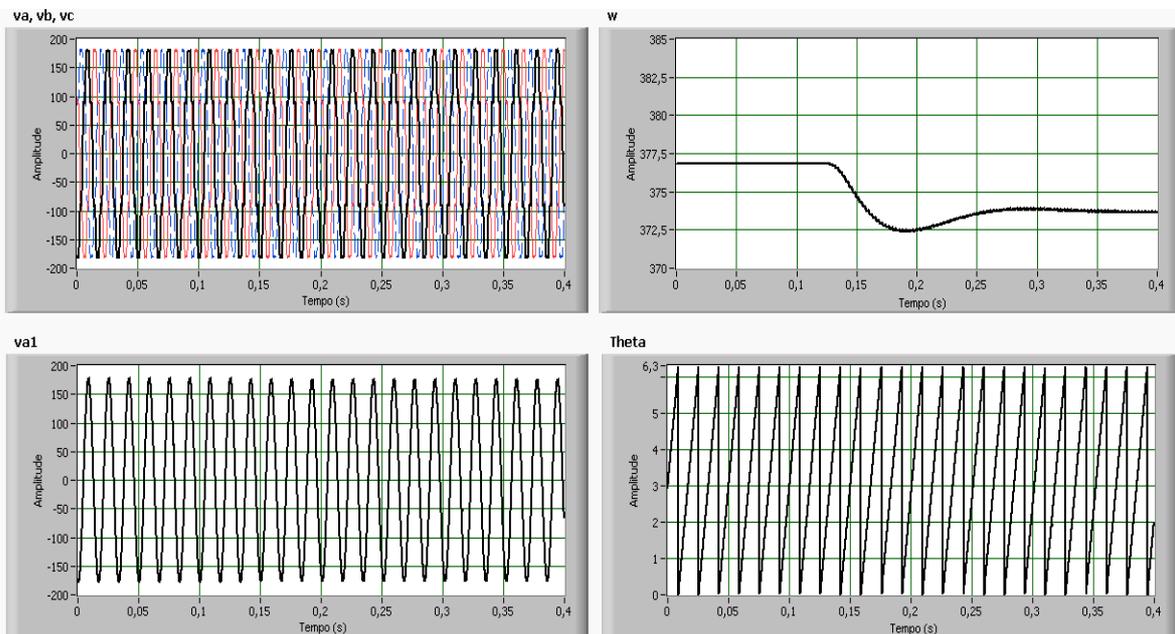


Fig. 2.45 – PLL-3 ϕ : Tensões de entrada distorcidas com transitório de frequência, fundamental sintetizada, ω e θ .

O PLL monofásico também foi submetido a transitórios de amplitude e frequência como nas Fig. 2.46 e 2.47, respectivamente. Na primeira, a convergência da tensão v_1 sintetizada é praticamente instantânea e a frequência ω passa por um leve

transitório. Na segunda, apesar da tensão novamente convergir instantaneamente, a frequência leva cerca de 0,7 s para se estabilizar sendo, portanto, mais lento que o trifásico.

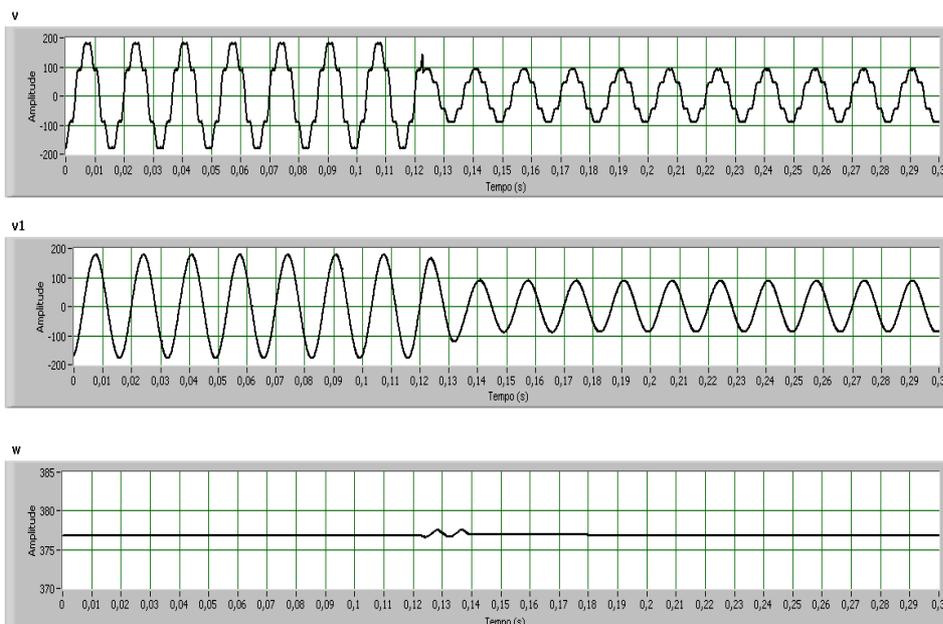


Fig. 2.46 – PLL-1 ϕ : Tensão de entrada distorcida sofrendo afundamento, fundamental sintetizada e ω .

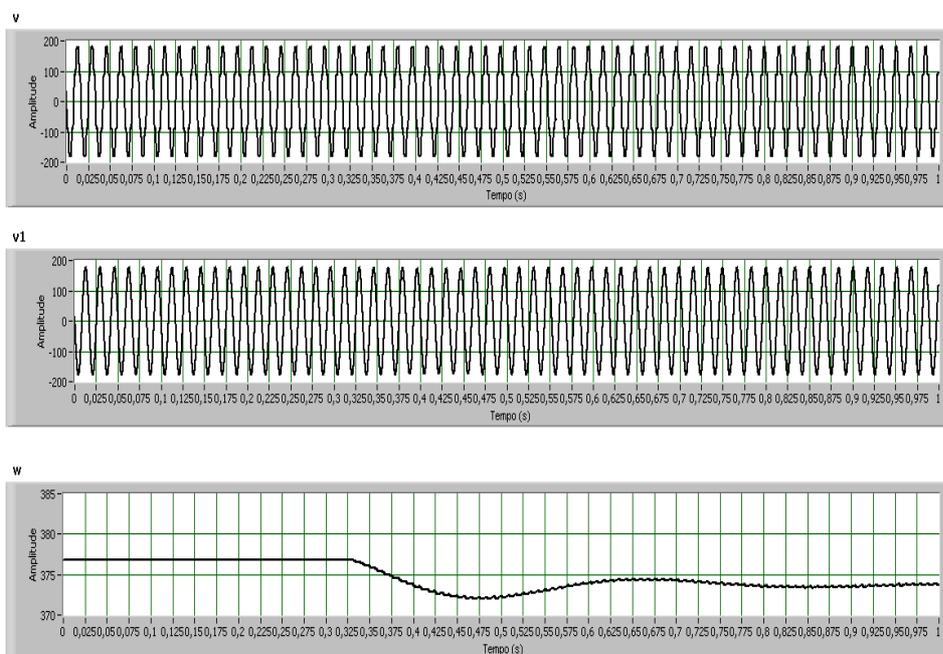


Fig. 2.47 – PLL-1 ϕ : Tensão de entrada distorcida com transitório de frequência, fundamental sintetizada e ω .

2.7. Conclusões

Pode-se confirmar que o PLL é uma ferramenta muito útil também em sistemas de potência, uma vez que vários dispositivos não funcionam e podem até mesmo ser danificados quando se perde a referência com variações bruscas de qualquer tipo na tensão. Com ele, é possível filtrar harmônicas, identificando assim, a onda fundamental da tensão da rede, e acompanhar variações de frequência e de fase tanto em sistemas trifásicos equilibrados como desequilibrados, e também em monofásicos. Porém, nota-se que, à medida com que cresce o desequilíbrio, o PLL vai perdendo sua eficácia.

Baseado na teoria de controle linear, não foi possível atingir condições ótimas de projeto no que diz respeito ao controlador PI já que, conforme se melhora a qualidade da filtragem, a dinâmica do sistema deteriora-se e vice-versa. Foram encontrados, então, valores de ganhos que representam um compromisso entre essas condições.

A grande contribuição desse trabalho foi o uso do PLL para a detecção de amplitude (monofásico) ou de seqüência positiva (trifásico), além da análise comparativa entre as modelagens e também dos projetos dos ganhos dos controladores. Assim, o PLL implementado em algum circuito real pode ser uma boa alternativa para quem necessita da obtenção das características da fundamental da tensão da rede, o que é de suma importância neste trabalho para operação do gerador síncrono em paralelo com a rede.

Capítulo 3

Algoritmo TDFR para identificação de frequência e ângulo de fase

Uma das mais importantes e mais usadas técnicas de análise de sinais no domínio da frequência é a Transformada Discreta de Fourier (TDF). Ela consiste de uma representação em frequência de seqüências de duração finita, ou seja, de sinais amostrados no tempo.

Pesquisas recentes vêm mostrando que esta ferramenta também pode ser utilizada em aplicações de Sistemas de Potência, mais precisamente, em Qualidade de Energia, por exemplo, para fins de identificação da onda fundamental de tensões/correntes ou filtragem [48-58].

Aqui, a TDF será tratada como uma ferramenta para obtenção do ângulo de fase instantâneo e da frequência fundamental da tensão de uma rede de distribuição de energia elétrica, independentemente de sua frequência, amplitude ou de eventuais distorções, bem como para sintetizar uma senóide de amplitude unitária e em fase com a mesma. Sendo assim, com o auxílio do detector de amplitude do capítulo anterior, será possível identificar todas as informações necessárias para proceder o fechamento de uma chave que conecte um gerador com a rede para GD.

3.1. A TDF

3.1.1 Definição

Seja uma seqüência $v[n]$ com N amostras no intervalo $0 \leq n \leq N-1$. Podemos construir a seqüência periódica $v_p[n]$ com N amostras por período repetindo $v[n]$ a um passo N . Da mesma forma que um sinal periódico contínuo, $v_p[n]$ pode ser representada, de acordo com [59], por uma série discreta de Fourier correspondente, do tipo:

$$v_p[n] = \frac{1}{N} \sum_{m=0}^{N-1} \tilde{V}_m \cdot \exp\left(j \frac{2\pi mn}{N}\right), \quad (3.1)$$

onde o coeficiente da série é expresso por:

$$\tilde{V}_m = \sum_{n=0}^{N-1} v_p[n] \cdot \exp\left(-j \frac{2\pi mn}{N}\right), \quad (3.2)$$

sendo m a ordem da harmônica e n um inteiro.

A seqüência dos coeficientes da série discreta de Fourier também é periódica de período N . Esses coeficientes podem ser interpretados como sendo amostras no domínio da frequência da Transformada de Fourier de $v[n]$, que é obtida através de:

$$V(\omega) = \sum_{n=0}^{N-1} v[n] \cdot \exp(-j\omega n), \quad (3.3)$$

com $\omega = 2\pi m/N$.

Sabendo que todas as informações do sinal estão contidas em um período tanto no tempo como em frequência, a transformada discreta de Fourier pode ser então definida como:

$$V_m = \begin{cases} \tilde{V}_m, & 0 \leq m \leq N-1 \\ 0, & \text{caso contrário.} \end{cases} \quad (3.4)$$

Portanto, a TDF é dada por:

$$V_m = \sum_{n=0}^{N-1} v[n] \cdot \exp\left(-j \frac{2\pi mn}{N}\right), \quad 0 \leq m \leq N-1, \quad (3.5)$$

e a transformada inversa:

$$v[n] = \frac{1}{N} \sum_{m=0}^{N-1} V_m \cdot \exp\left(j \frac{2\pi mn}{N}\right), \quad 0 \leq n \leq N-1. \quad (3.6)$$

3.1.2 TDF Recursiva (TDFR)

Considerando que a Transformada Discreta de Fourier pode ser calculada de forma recursiva [48-52], neste trabalho será utilizado o modelo proposto em [48]. Destaca-se que, aqui, o equacionamento da TDFR será detalhadamente apresentado e as influências de variações na freqüência fundamental, bem como na forma de onda da tensão de entrada, serão discutidas.

A fim de garantir informação necessária e suficiente para o cálculo da transformada, um sinal $v(t)$ é amostrado com uma freqüência $f_s = N / T_w$, onde T_w é um intervalo de tempo adequado e N é o número de amostras a cada intervalo T_w . Considere agora a seqüência de amostras $v[n]$, $k-N \leq n \leq k-1$, $k \geq 1$. A transformada discreta deste conjunto de amostras, onde $v[n] = 0$, se $n \leq 0$, é dada por:

$$V_m(k-1) = \sum_{n=k-N}^{k-1} v[n] \cdot \exp\left(-j \frac{2\pi(n-1)m}{N}\right). \quad (3.7)$$

Os componentes em frequência são identificados a cada conjunto de N amostras de $v(t)$, isto é, a cada passo de amostragem, expresso, neste caso, pelo argumento $(k-1)$. Notar que, agora, parte-se de que a amostra obtida no primeiro passo de cálculo ocorre quando $n = 1$ e não $n = 0$, como em (3.5) e (3.6), o que justifica o fator $n - 1$ na exponencial ao invés de n .

A amostra seguinte é inserida no instante k , formando um novo conjunto de amostras no intervalo $k-N+1 \leq n \leq k$ e uma nova transformada é calculada:

$$V_m(k) = \sum_{n=k-N+1}^k v[n] \cdot \exp\left(-j \frac{2\pi(n-1)m}{N}\right). \quad (3.8)$$

Subtraindo (3.7) de (3.8), obtém-se:

$$\begin{aligned} V_m(k) &= V_m(k-1) + (v[k] - v[k-N]) \exp\left(-j \frac{2\pi(k-1)m}{N}\right) = \\ &= \left\{ \operatorname{Re}\{V_m(k-1)\} + (v[k] - v[k-N]) \cos\left(\frac{2\pi(k-1)m}{N}\right) \right\} + \\ &+ j \left\{ \operatorname{Im}\{V_m(k-1)\} - (v[k] - v[k-N]) \operatorname{sen}\left(\frac{2\pi(k-1)m}{N}\right) \right\}. \end{aligned} \quad (3.9)$$

A equação (3.9) é, então, a expressão para o cálculo recursivo da TDF com $V_m(0) = 0$. Ou seja, seu cálculo é baseado apenas no histórico da TDF e na diferença entre a k -ésima e a $(k-N)$ -ésima amostras da seqüência, sendo desnecessário o armazenamento de N amostras a cada passo de amostragem, como em (3.5). Desta forma, pode-se concluir que com um intervalo de N amostras (1 ciclo) é possível obter a transformada de um sinal. E partindo de (3.9), pode-se obter a transformada inversa também de uma forma mais simples, como exposto a seguir.

3.1.3 TDFR e a obtenção da forma de onda fundamental

Para a obtenção da forma de onda $\text{Re}\{v_1[\cdot]\}$ do componente fundamental da tensão medida $v(t)$, é necessário filtrar a tensão de modo a separar este componente. Isto pode ser feito de forma eficiente usando a transformada discreta na sua forma recursiva. Para isto, presume-se T_w igual ao período da fundamental, de modo que cada componente espectral de (3.5) situe-se em um múltiplo da frequência fundamental. Com isto, o termo correspondente a $m = 1$ representará o componente fundamental. Logo, a filtragem pode ser feita anulando-se todos os componentes espectrais do sinal, exceto o fundamental, e tomando-se a primeira amostra de sua transformada inversa a cada passo de cálculo através de:

$$v_1(k - N) = \frac{2}{N} V_1(k) \exp\left(j \frac{2\pi(k-1)}{N}\right). \quad (3.10)$$

Como o espectro de um sinal senoidal é composto por raias simétricas com relação à frequência zero, um fator 2 é necessário em (3.10). A partir da identidade de Euler para as exponenciais complexas, (3.10) pode ser reescrita como:

$$v_1(k - N) = \frac{2}{N} V_1(k) \left(\cos\left(\frac{2\pi(k-1)}{N}\right) + j \sin\left(\frac{2\pi(k-1)}{N}\right) \right). \quad (3.11)$$

O sinal desejado $\text{Re}\{v_1[k-N]\}$ é a parte real do sinal complexo $v_1(k-N)$, diferente de quando se usa a Transformada Discreta Co-senoidal [60], ou seja:

$$\text{Re}\{v_1(k - N)\} = \frac{2}{N} \left(\text{Re}\{V_1(k)\} \cos\left(\frac{2\pi(k-1)}{N}\right) - \text{Im}\{V_1(k)\} \sin\left(\frac{2\pi(k-1)}{N}\right) \right). \quad (3.12)$$

O diagrama da Fig. 3.1 representa todo o processo de cálculo, baseado em (3.9) e (3.12).

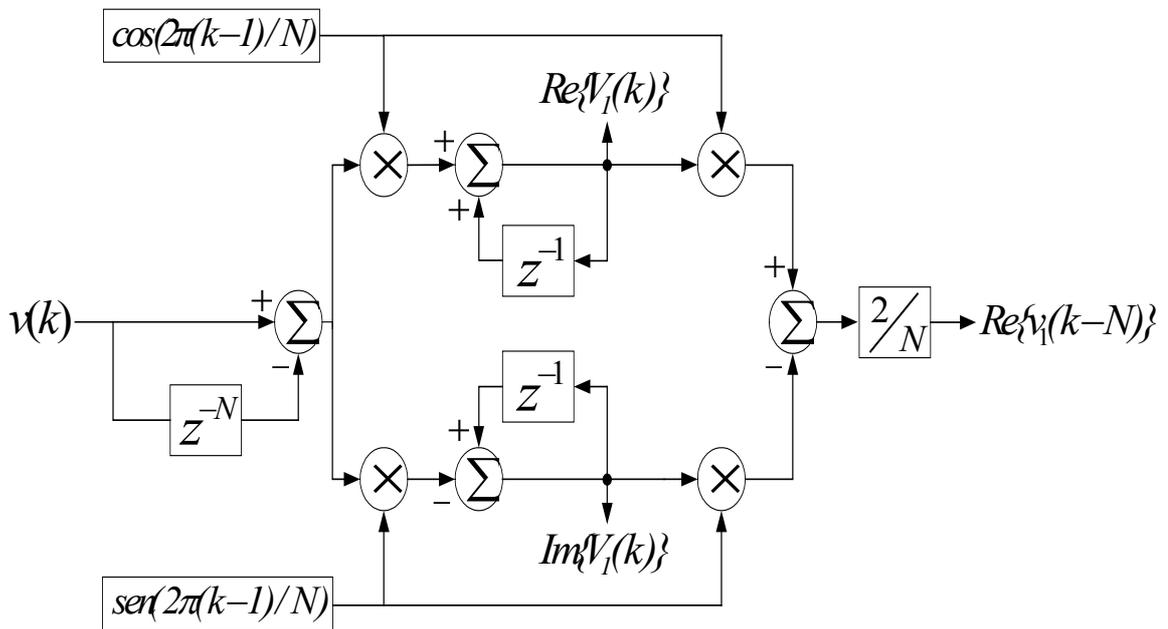


Fig. 3.1 – Diagrama de blocos para a TDFR.

3.2. Análise de desempenho da TDFR

3.2.1 Relação entre TDF, T_w e T_l

Seja a tensão medida $v(t)$ da forma:

$$v(t) = \cos\left(\frac{2\pi}{T_1}t + \theta_v\right) = \frac{1}{2} \exp\left(j\left(\frac{2\pi}{T_1}t + \theta_v\right)\right) + \frac{1}{2} \exp\left(-j\left(\frac{2\pi}{T_1}t + \theta_v\right)\right), \quad (3.13)$$

onde T_l é o período da fundamental e θ_v , o ângulo de fase.

Deseja-se calcular o sinal que será fornecido pela expressão (3.12) quando o intervalo T_w não for igual ao período T_l de $v(t)$. Esta análise pode ser feita usando a transformada contínua de Fourier, uma vez que a TDF é composta por suas amostras.

Para aplicar este procedimento, um trecho de $v(t)$ correspondente a um conjunto de N amostras deve ser separado. Isto é feito multiplicando $v(t)$ por um pulso retangular móvel $r(t)$ com largura T_w e amplitude unitária, conforme mostrado na Fig. 3.2. A transformada de Fourier de $v(t)$ é dada por [38]:

$$V(\omega) = \pi \left[\exp(j\theta_v) \cdot \delta\left(\omega - \frac{2\pi}{T_1}\right) + \exp(-j\theta_v) \cdot \delta\left(\omega + \frac{2\pi}{T_1}\right) \right], \quad (3.14)$$

com $\delta(t)$ sendo a função impulso (Delta de Dirac), enquanto que a transformada de Fourier de $r(t)$ é dada por [38]:

$$R(\omega) = T_w \text{Sa}\left(\omega \frac{T_w}{2}\right) \exp\left[-j\omega\left(\frac{T_w}{2} + \frac{(k-N-1)T_w}{N}\right)\right], \quad (3.15)$$

em que
$$\text{Sa}\left(\omega \frac{T_w}{2}\right) = \frac{\text{sen}\left(\omega \frac{T_w}{2}\right)}{\omega \frac{T_w}{2}}.$$

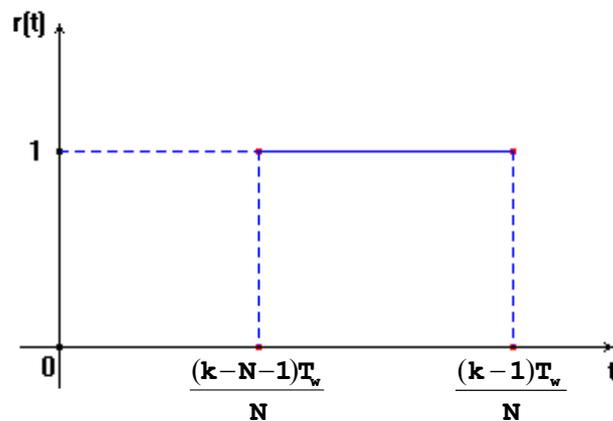


Fig. 3.2 – Pulso retangular de amplitude unitária.

Seja $s(t)$ o produto de $v(t)$ pelo pulso retangular $r(t)$. Conhecendo as duas propriedades a seguir da transformada de Fourier:

- $R(\omega) * \delta(\omega - \omega_1) = R(\omega - \omega_1)$ e
- $v(t) \cdot r(t) \Leftrightarrow \frac{1}{2\pi} [V(\omega) * R(\omega)]$,

a transformada de $s(t)$, chamada $S(\omega)$, é dada por:

$$S(\omega) = V(\omega) * R(\omega) = \frac{1}{2} \left\{ \exp(j\theta_v) R\left(\omega - \frac{2\pi}{T_1}\right) + \exp(-j\theta_v) R\left(\omega + \frac{2\pi}{T_1}\right) \right\}. \quad (3.16)$$

Substituindo (3.15) em (3.16), resulta:

$$S(\omega) = \frac{T_w}{2} \left\{ \exp(j\theta_v) \cdot Sa \left[\left(\omega - \frac{2\pi}{T_1} \right) \frac{T_w}{2} \right] \cdot \exp \left[-j \left(\omega - \frac{2\pi}{T_1} \right) \left(\frac{T_w}{2} + \frac{(k-N-1)T_w}{N} \right) \right] + \right. \\ \left. + \exp(-j\theta_v) \cdot Sa \left[\left(\omega + \frac{2\pi}{T_1} \right) \frac{T_w}{2} \right] \cdot \exp \left[-j \left(\omega + \frac{2\pi}{T_1} \right) \left(\frac{T_w}{2} + \frac{(k-N-1)T_w}{N} \right) \right] \right\}. \quad (3.17)$$

A transformada discreta das amostras de $s(t)$ pode ser obtida a partir de (3.17) calculando $S(2\pi m/T_w)$ para $0 \leq m \leq N-1$. No entanto, o espectro de um sinal amostrado obedece a seguinte propriedade [59]:

- $S(\omega) \Big|_{\omega = \frac{2\pi m}{T_w}} = \frac{1}{T_s} \sum_{n=-\infty}^{\infty} S\left(\omega - \frac{2\pi n}{T_s}\right)$,

com $T_s = 1/f_s$. Ou seja, ele consiste de réplicas do espectro original, porém escalonadas e deslocadas por múltiplos inteiros da frequência de amostragem. Como o interesse

está no componente fundamental de $v(t)$, apenas o componente espectral correspondente a $m = 1$ precisa ser calculado. Este é dado por:

$$S(\omega) \Big|_{\omega=\frac{2\pi}{T_w}} = \frac{T_w}{2T_s} \left\{ \exp(j\theta_v) \cdot Sa \left[\left(\frac{2\pi}{T_w} - \frac{2\pi}{T_1} \right) \frac{T_w}{2} \right] \cdot \exp \left[-j \left(\frac{2\pi}{T_w} - \frac{2\pi}{T_1} \right) \left(\frac{T_w}{2} + \frac{(k-N-1)T_w}{N} \right) \right] + \exp(-j\theta_v) \cdot Sa \left[\left(\frac{2\pi}{T_w} + \frac{2\pi}{T_1} \right) \frac{T_w}{2} \right] \cdot \exp \left[-j \left(\frac{2\pi}{T_w} + \frac{2\pi}{T_1} \right) \left(\frac{T_w}{2} + \frac{(k-N-1)T_w}{N} \right) \right] \right\}. \quad (3.18)$$

De (3.18), constata-se que, se $T_w = T_1$, o componente espectral corresponderá a um sinal senoidal idêntico à fundamental de $v(t)$, como era de se esperar. Porém, se $T_w \neq T_1$, o componente senoidal correspondente deverá apresentar frequência $2\pi/T_1$, mas amplitude e ângulo de fase diferentes do sinal $v(t)$.

Para tanto, uma situação de interesse prático é aquela em que $T_w \cong T_1$. Podemos calcular a amplitude e a fase da transformada do sinal para este caso, supondo que:

$$\begin{aligned} Sa \left[\left(\frac{2\pi}{T_w} - \frac{2\pi}{T_1} \right) \frac{T_w}{2} \right] &\cong 1 \\ Sa \left[\left(\frac{2\pi}{T_w} + \frac{2\pi}{T_1} \right) \frac{T_w}{2} \right] &\cong 0 \end{aligned}, \quad (3.19)$$

e, portanto,

$$\begin{aligned} S(\omega) \Big|_{\omega=\frac{2\pi}{T_w}} &\cong \frac{T_w}{2T_s} \left\{ \exp(j\theta_v) \cdot \exp \left[-j \left(\frac{2\pi}{T_w} - \frac{2\pi}{T_1} \right) \left(\frac{T_w}{2} + \frac{(k-N-1)T_w}{N} \right) \right] \right\} = \\ &= \frac{T_w}{2T_s} \left\{ \exp \left[j \left(\theta_v - \frac{2\pi(k-N-1)}{N} + \frac{2\pi}{T_1} \cdot \frac{(k-N-1)T_w}{N} - \pi \left(1 - \frac{T_w}{T_1} \right) \right) \right] \right\} = \\ &= \frac{N}{2} \exp[j\varphi(k)], \quad -\pi < \varphi(k) \leq \pi \end{aligned}, \quad (3.20)$$

onde $f_s = N / T_w$ e $\varphi(k)$ é argumento da transformada de Fourier do sinal, o qual também pode ser expresso por:

$$\varphi(k) = \text{tg}^{-1} \left(\frac{\text{Im} \{S(\omega)\}}{\text{Re} \{S(\omega)\}} \right)_{\omega = \frac{2\pi}{T_w}} \cong \theta_v - \pi \left(1 - \frac{T_w}{T_l} \right) - \left(1 - \frac{T_w}{T_l} \right) \frac{2\pi(k-N-1)}{N}. \quad (3.21)$$

A parte real da transformada inversa de (3.20), no instante de tempo k , pode ser calculada aplicando-se (3.6), resultando um sinal análogo ao obtido em (3.12) da forma:

$$\text{Re} \{v_1(k-N)\} = \cos \left[\frac{2\pi}{T_l} \cdot \frac{(k-1)T_w}{N} + \theta_v + \Delta\theta \right], \quad (3.22)$$

onde:

$$\Delta\theta \cong \pi \left(1 - \frac{T_w}{T_l} \right). \quad (3.23)$$

Em (3.23), vê-se que quando T_l coincide com T_w , a filtragem via TDFR fornecerá, a partir de (3.21), a fase correta e $\varphi(k) = \theta_v$, como na Fig. 3.3, obtida via simulação. Nela, têm-se o argumento $\varphi(k)$ resultante do algoritmo quando o ângulo de fase θ_v da tensão medida é de $-\pi/6$.

Quando T_l não coincide com T_w , $\varphi(k)$ dado por (3.21) é variante no tempo e pode ser interpretado como sendo a defasagem instantânea entre a fundamental do sinal de entrada e uma senóide de frequência $1/T_w$, resultando na Fig. 3.4. No entanto, (3.22) e (3.23) mostram que a fundamental sintetizada por (3.12), além de estar na mesma frequência, possui uma defasagem constante de $\left[\pi \left(1 - \frac{T_w}{T_l} \right) \right]$, com relação ao sinal original, podendo ser visualizada na Fig. 3.5.

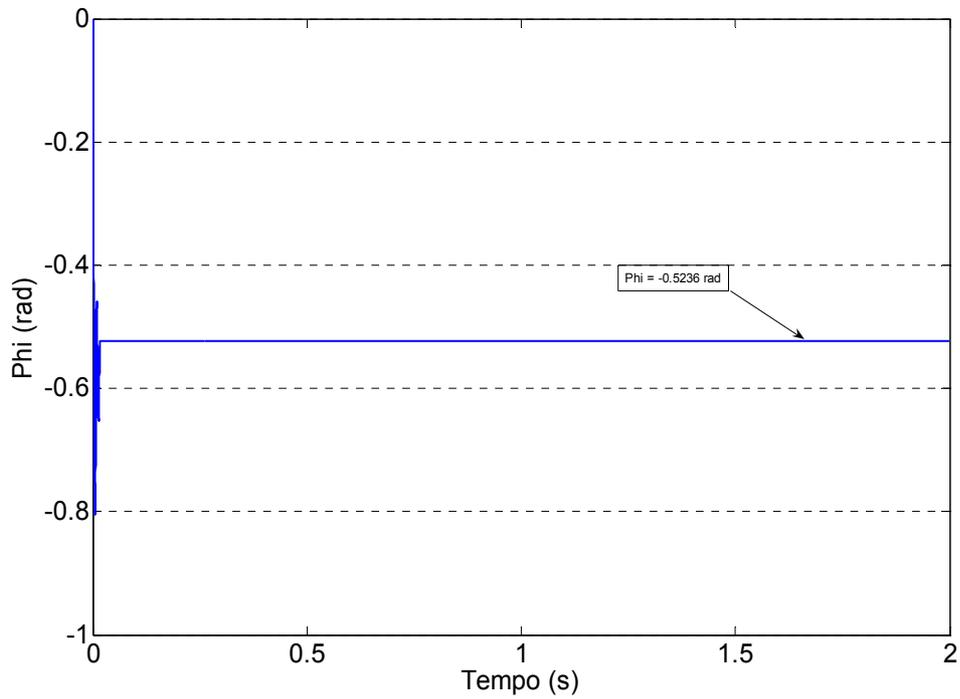


Fig. 3.3 – Argumento resultante da TDF (φ), a partir de (3.21), quando o ângulo de fase do sinal de entrada (θ_v) é $-\pi/6$ ($\approx -0,5236$).

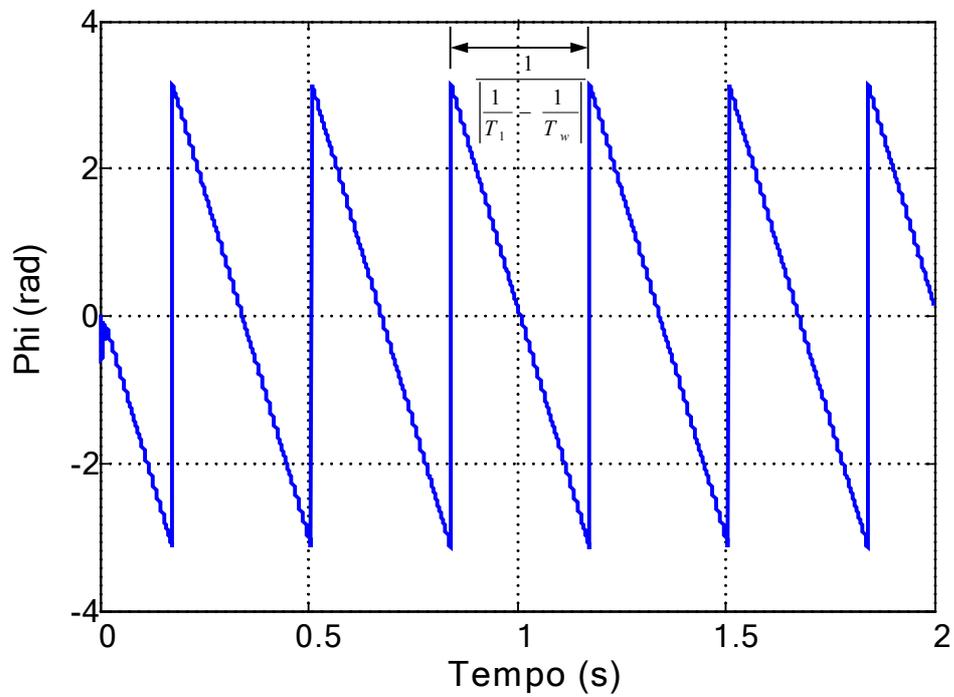


Fig. 3.4 – Argumento resultante da TDF (φ), a partir de (3.21), quando $T_l > T_w$.

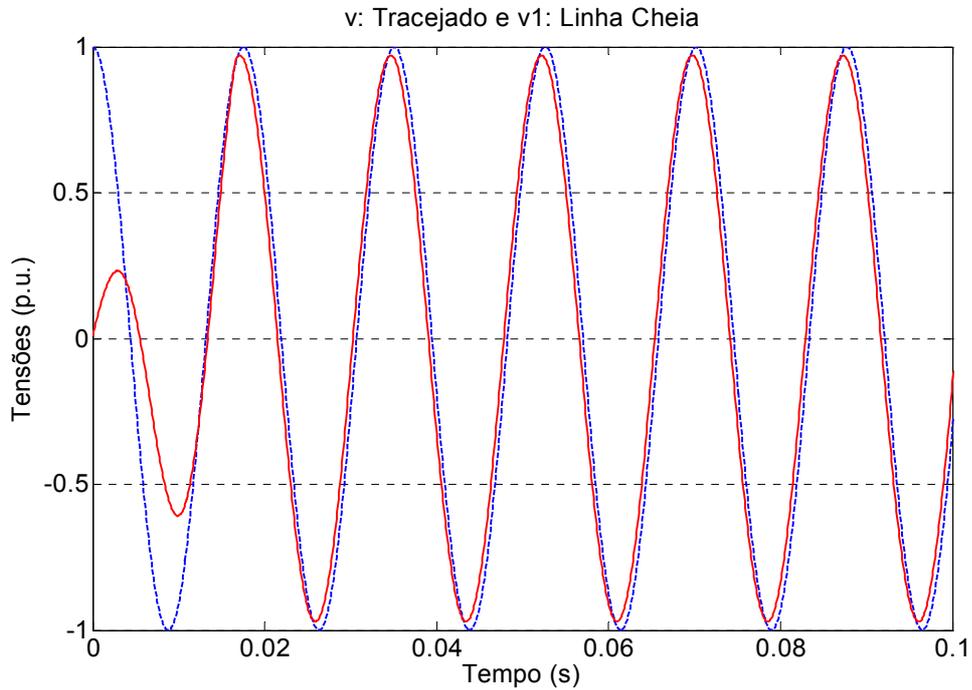


Fig. 3.5 – Tensões de entrada e saída, com $T_l > T_w$.

3.2.2 Considerações Acerca da Aproximação

Para a obtenção de (3.20), fez-se necessário o uso de uma aproximação em (3.19), uma vez que T_l não assume valores muito diferentes de T_w . Isto acarretou em substituir uma função variante no tempo ($Sa(\cdot)$) por valores constantes. A fim de verificar até que ponto essa aproximação é válida, foram obtidas, a partir de (3.18) e (3.20), as figuras 3.6, 3.7a, 3.7b e 3.7c.

A Fig. 3.6 mostra como a amplitude da TDF varia em função da frequência ($f_l = 1/T_l$) e do ângulo de fase da fundamental do sinal de entrada para um $T_w = 1/60$ s fixo. A superfície colorida foi obtida a partir de (3.18) e representa os valores reais, enquanto que a superfície em preto foi obtida de (3.20), representando os valores aproximados. Nota-se claramente que esta não é uma boa aproximação para a amplitude da TDF.

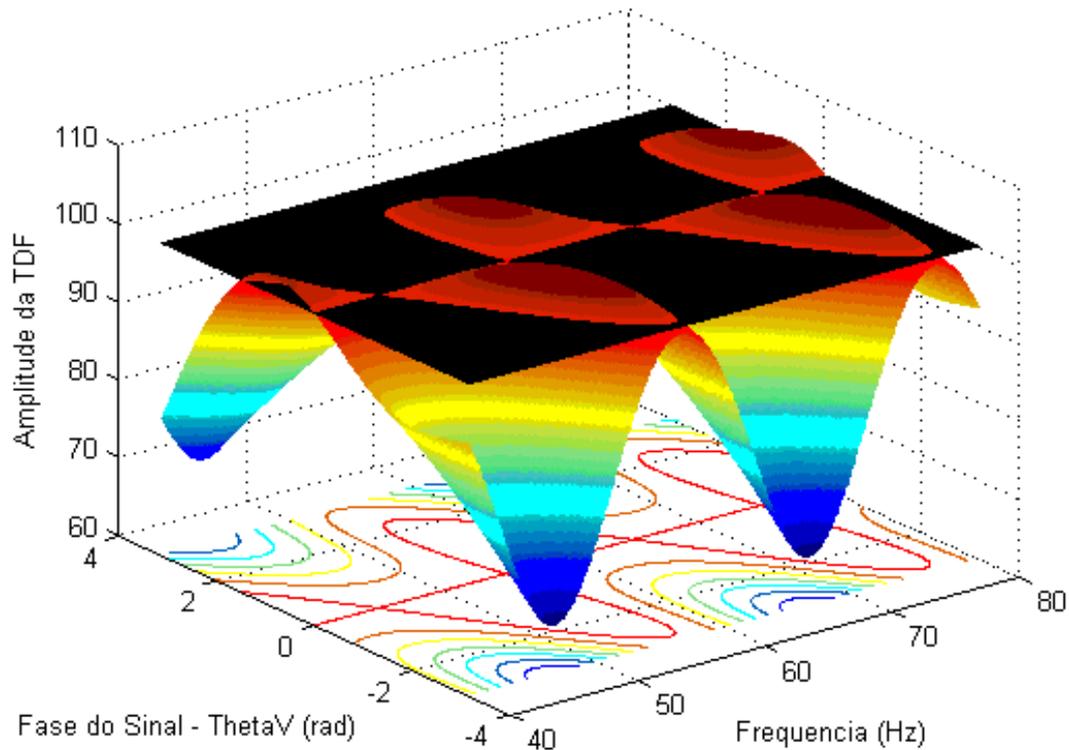


Fig. 3.6 – Amplitude da TDF correta e aproximada em função de f_1 e θ_v , para um sinal de amplitude 100 V e $N = 200$.

Nas figuras 3.7a e 3.7b têm-se, respectivamente, a fase real e a aproximada da TDF em função da frequência e do ângulo de fase da fundamental do sinal de entrada para um T_w fixo. Vê-se que as curvas são bastante parecidas, o que é confirmado pela Fig. 3.7c, onde se tem o erro entre as superfícies. Este erro é bastante pequeno e, na faixa de frequências entre 56,5 Hz e 66 Hz, é praticamente nulo. É nesta faixa, porém, que se encontram todas as possibilidades de variação em frequência da fundamental das tensões/correntes em uma rede elétrica [46]. Portanto, para essas aplicações, a aproximação para o cálculo da fase da TDF é válida e, a partir dela, pode-se sugerir um método de correção da defasagem quando $T_I \neq T_w$, detalhado na seção seguinte.

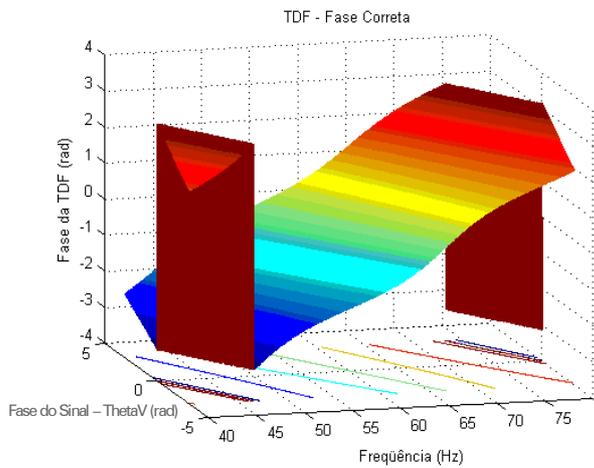


Fig. 3.7a – Fase correta da TDF em função de f_I e θ_v , para $N = 200$.

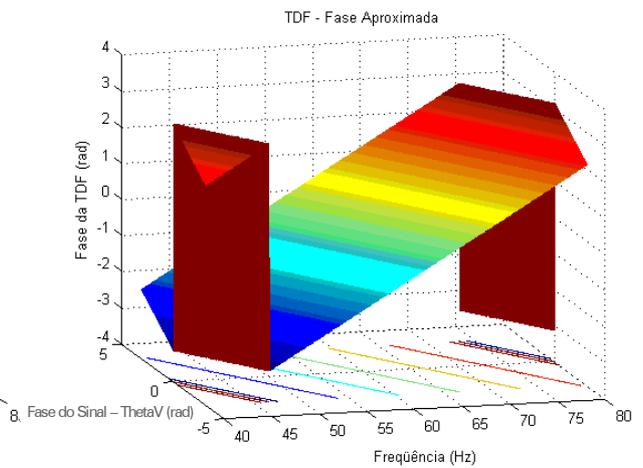


Fig. 3.7b – Fase aproximada da TDF em função de f_I e θ_v , para $N = 200$.

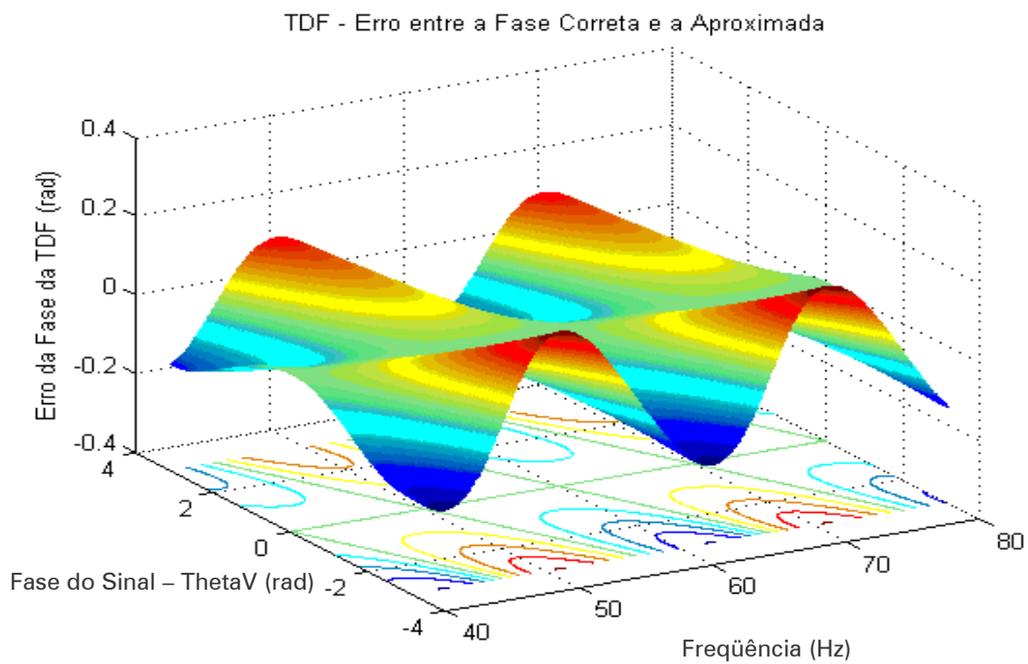


Fig. 3.7c – Erro entre a fase correta e a aproximada da TDF em função de f_I e θ_v , para $N = 200$.

3.2.3 Correção da Defasagem

Através da equação (3.23), pode-se propor dois métodos para a adequação da forma de onda resultante da transformada discreta inversa [48]: 1) Correção do tamanho da janela; 2) Estimação da defasagem resultante.

O primeiro deles implica em adequar T_w de modo que seja igual a T_1 , visando anular $\Delta\theta$. Alterar o valor de T_w significa alterar o número de amostras por período (N) ou alterar a frequência de amostragem (f_s), já que $T_w = N / f_s$. Como o número de amostras por período deve ser um número inteiro, a mudança de N só é viável quando $f_s \cdot T_w$ resultar um número inteiro, o que nem sempre acontece.

Por outro lado, alterar f_s não é viável nas simulações quando são analisados sinais externos pré-amostrados para serem processados pelo algoritmo. Em situações práticas, sua viabilidade restringe-se a sistemas de aquisição de dados que possibilitem alterar a frequência de amostragem em tempo real, sem criar discontinuidades no vetor de amostras do sinal de entrada. Além disto, podem existir malhas de controle ou filtros digitais cujos coeficientes sejam criticamente dependentes de f_s . Nesse caso, os coeficientes deveriam ser recalculados em tempo real, o que pode demandar um tempo computacional bastante elevado. Sendo assim, o primeiro método pode não ser adequado para todos os casos.

O segundo método visa calcular o valor real da defasagem resultante e simplesmente compensá-lo no argumento da transformada inversa. Porém, isto não é feito diretamente de (3.23), uma vez que T_1 , *a priori*, é desconhecido. Uma nova relação, então, deve ser proposta.

De (3.21), tem-se que o argumento da transformada do sinal no início do $(J-1)$ -ésimo intervalo T_w , ou seja, quando $k = (J-1)N + 1$, com $J = 1, 2, 3, \dots$, é:

$$\varphi((J-1)N+1) \cong \theta_v - \pi \left(1 - \frac{T_w}{T_1}\right) - \left(1 - \frac{T_w}{T_1}\right) 2\pi(J-2), \quad (3.24)$$

enquanto que no início do J -ésimo intervalo T_w , ou seja, quando $k = JN + 1$, é:

$$\varphi(JN + 1) \cong \theta_v - \pi \left(1 - \frac{T_w}{T_1} \right) - \left(1 - \frac{T_w}{T_1} \right) 2\pi(J - 1). \quad (3.25)$$

Desses argumentos, quando comparados, tem-se:

$$\varphi(JN + 1) - \varphi((J - 1)N + 1) \cong -2\pi \left(1 - \frac{T_w}{T_1} \right). \quad (3.26)$$

Relacionando (3.26) e (3.23):

$$\overline{\Delta\theta} = -\Delta\theta = \frac{1}{2} [\varphi(JN + 1) - \varphi((J - 1)N + 1)]. \quad (3.27)$$

Portanto, a correção da defasagem entre a forma de onda inicial e a fundamental resultante é dada simplesmente pela metade da diferença dos argumentos resultantes da TDF, dados por (3.21), calculados no início dos dois últimos intervalos T_w . Sendo assim, a tensão sintetizada será:

$$\text{Re}\{v_1(k - N)\} = \frac{2}{N} \left(\text{Re}\{V_1(k)\} \cos\left(\frac{2\pi(k - 1)}{N} + \overline{\Delta\theta}\right) - \text{Im}\{V_1(k)\} \text{sen}\left(\frac{2\pi(k - 1)}{N} + \overline{\Delta\theta}\right) \right). \quad (3.28)$$

3.2.4 Considerações Acerca da Correção da Defasagem

De (3.27), vê-se que o cálculo da defasagem entre a forma de onda inicial e a fundamental resultante não requer um alto nível de processamento. No entanto, se o algoritmo da TDFR for interpretado como sendo um filtro sintonizado na frequência $1/T_w$ (passa-faixa), o fato do sinal de entrada não ter a mesma frequência significa não somente um desvio de fase da onda fundamental resultante, mas também uma alteração em sua amplitude, a qual não é corrigida pelas expressões anteriores. Em

aplicações de eletrônica de potência ou de sistemas de energia, tal efeito caracterizaria, como visto na Fig. 3.5, um erro de amplitude da tensão, o que é certamente indesejável.

Quando se utiliza o primeiro método para adequação da forma de onda resultante da transformada discreta inversa, o fato de se alterar f_s implica uma mudança de sintonia do filtro e, conseqüentemente, o erro de amplitude já mencionado não mais existiria. Entretanto, como citado anteriormente, isto não é viável para todas as aplicações.

Uma das contribuições desse trabalho, citada em [61], é o fato de sugerir a síntese de uma senóide unitária, em fase e com a frequência da fundamental da tensão medida. Dessa forma, com o auxílio de um detector de amplitude, como o do capítulo anterior, o algoritmo da TDFR é perfeitamente capaz de gerar as informações de fase, frequência e amplitude para diversas aplicações.

3.2.5 Síntese da forma de onda fundamental unitária

Conforme discutido na seção 3.2.1, quando $T_w \neq T_l$, $\varphi(k)$ é variante no tempo e pode ser interpretado como sendo a defasagem instantânea entre a fundamental do sinal de entrada e uma senóide de frequência $1/T_w$, resultando da Fig. 3.4. Sendo assim, de (3.21), $\varphi(k)$ também pode ser escrito como:

$$\varphi(k) = \theta(k - N) - \left(\frac{2\pi(k - 1)}{N} + \overline{\Delta\theta} \right), \quad (3.29)$$

onde $\theta(k-N)$ é o ângulo de fase instantâneo da fundamental da onda de entrada. Fica claro que, se $T_w = T_l$, $\varphi(k)$ é constante e igual à fase inicial da fundamental do sinal de entrada. Assim, isolando-se $\theta(k-N)$ em (3.29), pode-se sintetizar uma nova forma de onda a partir de:

$$u(k - N) = \cos(\theta(k - N)), \quad (3.30)$$

que será uma senóide unitária em fase com os sinais de entrada $v(t)$ e filtrado $\text{Re}\{v_1[k-N]\}$ e que converge em, no máximo, 2 ciclos. Um novo diagrama de blocos pode ser proposto para sistematizar este processo (Fig. 3.8), cuja forma de onda resultante terá sua amplitude adequada por um detector de amplitude.

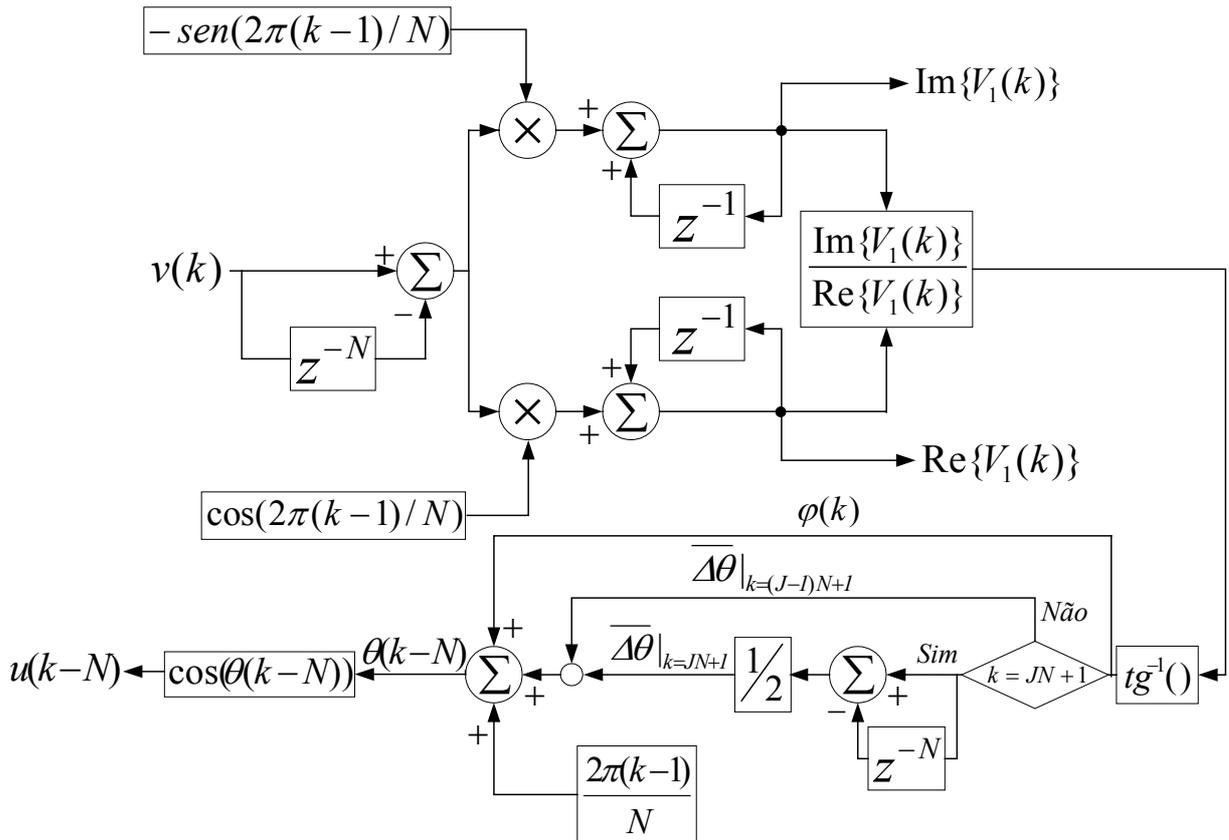


Fig. 3.8 – Diagrama de blocos para a síntese da fundamental unitária a partir da TDFR.

3.3. Obtenção da frequência fundamental

Os dados que o algoritmo proposto fornecem são: 1) as partes real e imaginária da TDF; 2) uma forma de onda unitária filtrada e em fase com a entrada, 3) argumento da TDF. No entanto, para que o gerador distribuído possa ser sincronizado com a rede, é necessário que se forneça a ele o valor da frequência fundamental da

rede para que ele possa adequar a velocidade de rotação do rotor e, conseqüentemente, gerar uma tensão na mesma frequência.

Como $u(k-N)$ é um sinal senoidal puro, pode-se calcular o valor de sua frequência através de detecção de passagem por zero. E, a fim de melhorar a precisão desse cálculo, sugere-se uma média dos seis últimos valores obtidos ao final de cada ciclo de $u(k-N)$, resultando na Fig. 3.9, quando se tem um sinal $v(t)$ com $f_l = 57$ Hz.

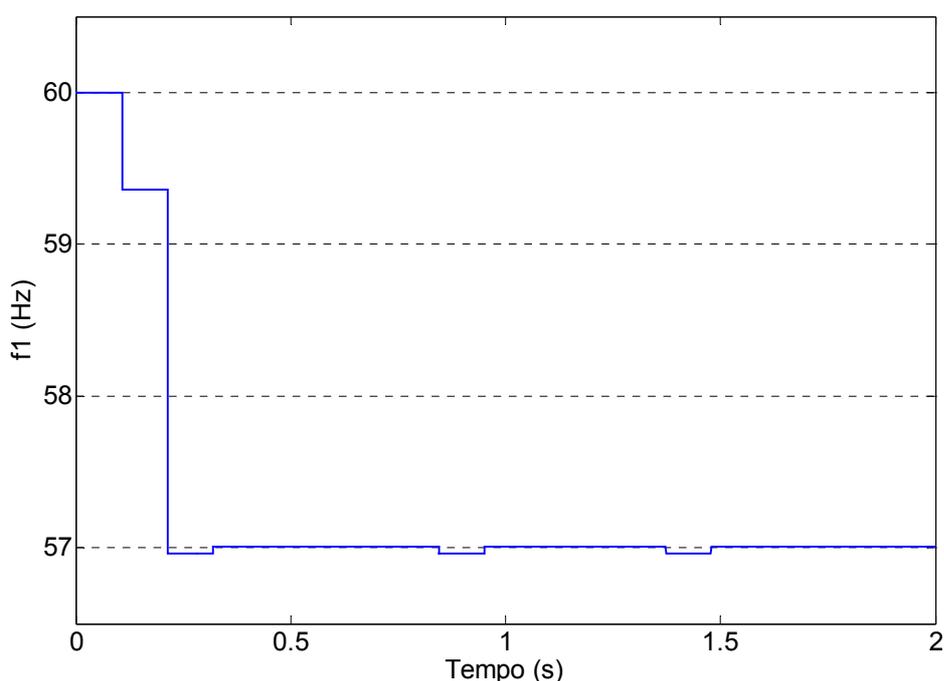


Fig. 3.9 – Resultado do cálculo de f_l via detecção de passagem por zero do sinal filtrado.

Uma outra alternativa para a estimativa do período da onda fundamental de $v(t)$ pode ser encontrada isolando-se T_l em (3.26), resultando em:

$$T_1 \cong \left(\frac{2\pi T_w}{\varphi(JN+1) - \varphi((J-1)N+1) + 2\pi} \right). \quad (3.31)$$

Uma vez que esta equação foi obtida de forma aproximada, o valor de f_l resultante é oscilatório, como pode ser visto na Fig. 3.10. Quando $f_l = 57$ Hz, a variação

em torno do valor correto é de 0,26% e, no pior caso, quando f_l for 55 Hz, a variação será de 0,73%.

O primeiro método é relativamente preciso. Porém, devido à média utilizada, transitórios rápidos na frequência fundamental de $v(t)$ (bastante incomuns) podem passar despercebidos.

Já o segundo método tem convergência mais rápida que o primeiro, mas quanto maior a discrepância entre f_l e 60 Hz, maior e mais rápidas são as oscilações em torno do valor correto. Mesmo assim, tem precisão aceitável na faixa de frequências 56,5-66 Hz [46] na qual será empregado o algoritmo.

Como via de regra as variações da frequência da rede, quando ocorrem, são mais lentas que 6 ciclos [62-64], o fato da convergência do método para sua identificação não ser instantâneo é aceitável. Além disso, a síntese de $u(k-N)$ não depende da detecção da frequência e, com isso, a dinâmica do sistema não é afetada. A escolha do método torna-se importante apenas se houver a necessidade de se monitorar instantaneamente o valor da frequência do sistema.

Desta forma, qualquer um dos métodos pode ser utilizado para a obtenção da frequência fundamental.

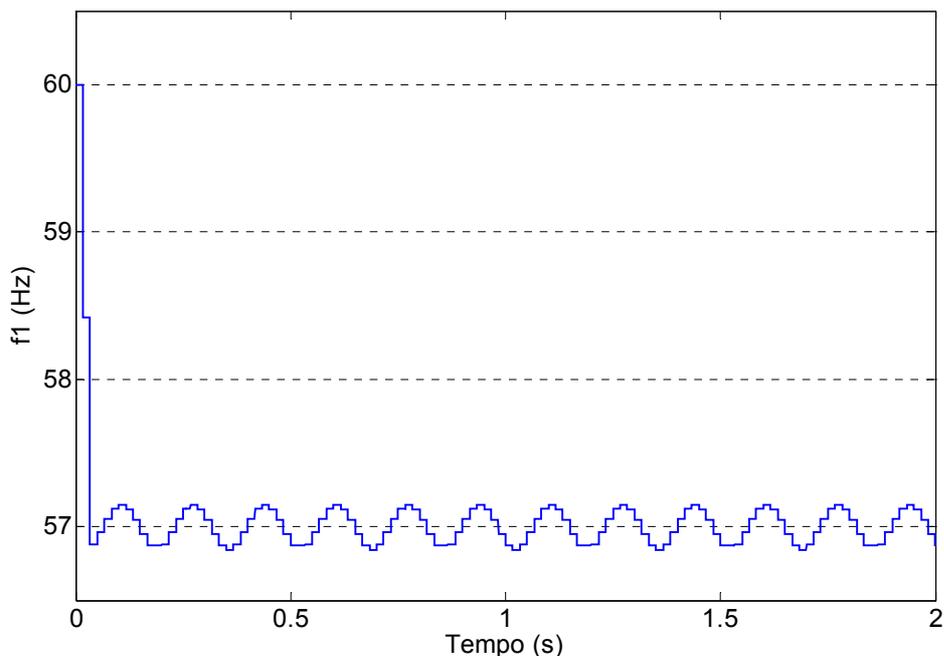


Fig. 3.10 – Resultado do cálculo de f_l via (3.31).

3.4. Simulações

A fim de verificar o comportamento do algoritmo, foram realizadas simulações para distintas condições da tensão medida que serão detalhadas a seguir, usando-se sempre $T_w = 1/60$ s e $f_s = 12$ kHz.

No gráfico superior da Fig. 3.11, uma tensão co-senoidal v de 1 p.u., 60 Hz, fase 60° é o sinal de entrada para o filtro. Vê-se que, como $T_l = T_w$ e v tem amplitude unitária, os sinais de saída v_1 e u estão superpostos e convergem em 2 ciclos. No gráfico do meio, está a fase $\varphi \cong 1,0472$ rad calculada pela TDF, condizente com o sinal de entrada (60°). Já nos gráficos inferiores, tem-se a frequência fundamental f_l calculada via detecção de passagem por zero (esquerdo), que devido à média utilizada, estabiliza-se após 12 ciclos (200 ms), e via equação (3.31) (direito). Notar que ela já é inicializada com o valor padrão de 60 Hz em ambos os casos e está sujeita a transitórios durante a inicialização dos algoritmos.

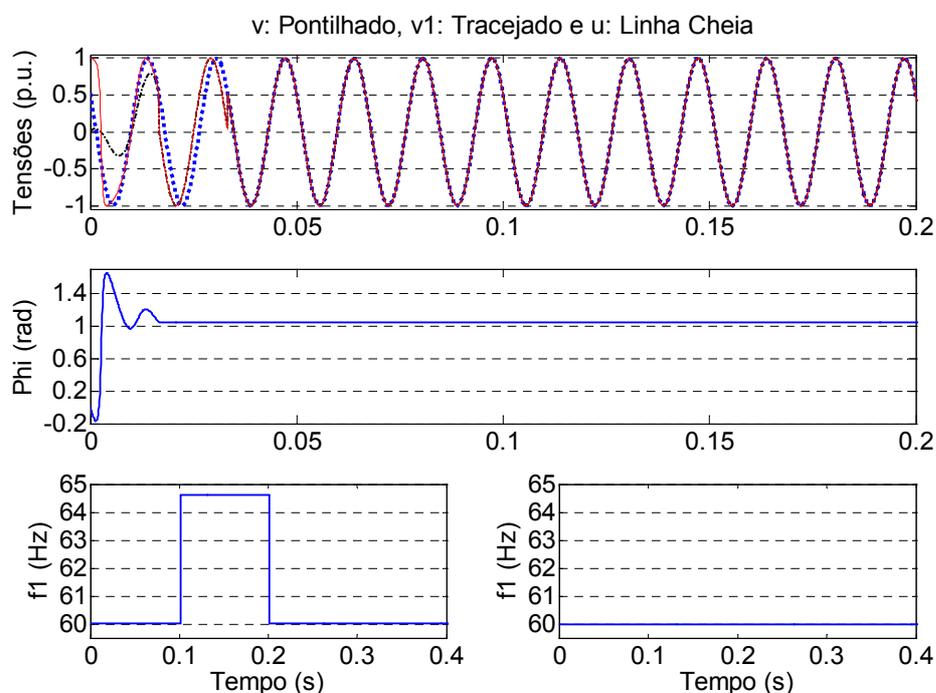


Fig. 3.11 – TDFR: Tensões de entrada (1 p.u., 60 Hz, 60°), de saída, φ e f_l .

Se o sinal de entrada estiver com frequência de 57 Hz, ou seja, $T_w \neq T_I$, o resultado do processamento é aquele mostrado na Fig. 3.12. O sinal v_1 , apesar de estar na mesma frequência e em fase com o sinal v , teve sua amplitude atenuada em 3% e φ é oscilatório, como mencionado na seção 3.2.1 (Fig. 3.4 e 3.5). A convergência de f_I no segundo método é mais rápida que no primeiro: 2 ciclos contra 0,2 s. No entanto, o valor obtido no primeiro é mais preciso: 56,96-57,01 Hz contra 56,85-57,15 Hz.

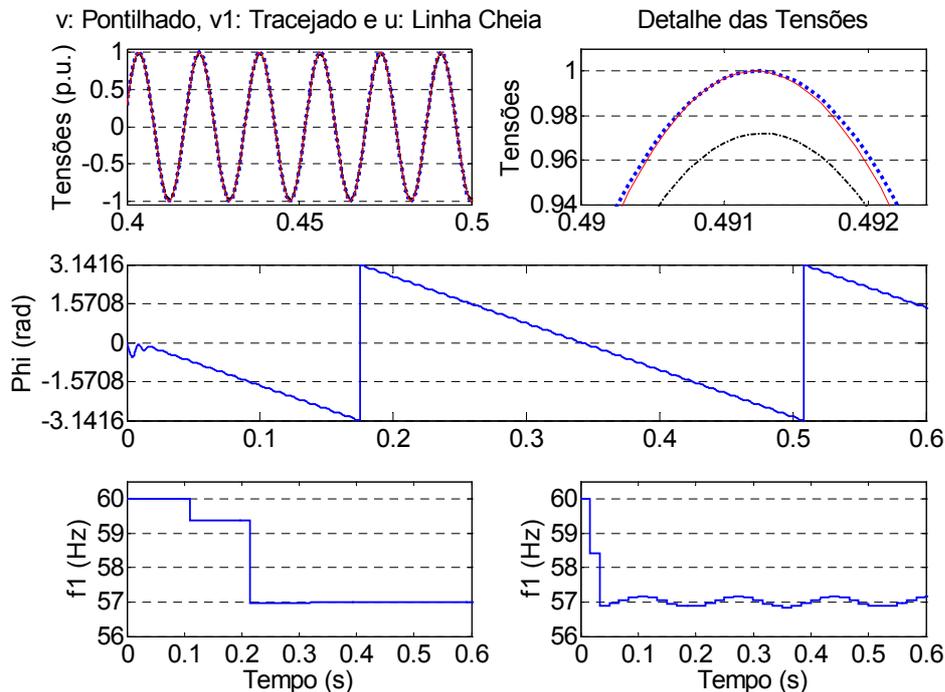


Fig. 3.12 – TDFR: Tensões de entrada (1 p.u., 57 Hz, 0°), de saída, φ e f_I .

A qualidade de filtragem da TDFR pode ser observada através da Fig. 3.13, com a tensão v da Fig. 3.11, distorcida com 5% de 3^a, 5^a e 7^a harmônicas. Novamente se nota a convergência dos sinais filtrados em 2 ciclos e a mesma dinâmica de inicialização. A DHT, que para a tensão de entrada era de 8,66%, foi reduzida para 0%, uma vez que o algoritmo sintetiza um sinal senoidal puro, a partir de $\theta(k-N)$.

As Fig. 3.14 e 3.15 mostram o desempenho da TDFR quando a tensão distorcida da Fig. 3.13 é submetida a transitórios de amplitude (afundamento de 50%) e de frequência (transição brusca de 60 Hz para 59 Hz) no instante 2,5 s. Na primeira, as tensões convergem de forma praticamente instantânea, enquanto que o valor da

freqüência sofre alterações leves. Na segunda, u acompanha v , e o valor de f_I estabiliza-se em 0,1 s, no primeiro método, e em 2 ciclos no segundo.

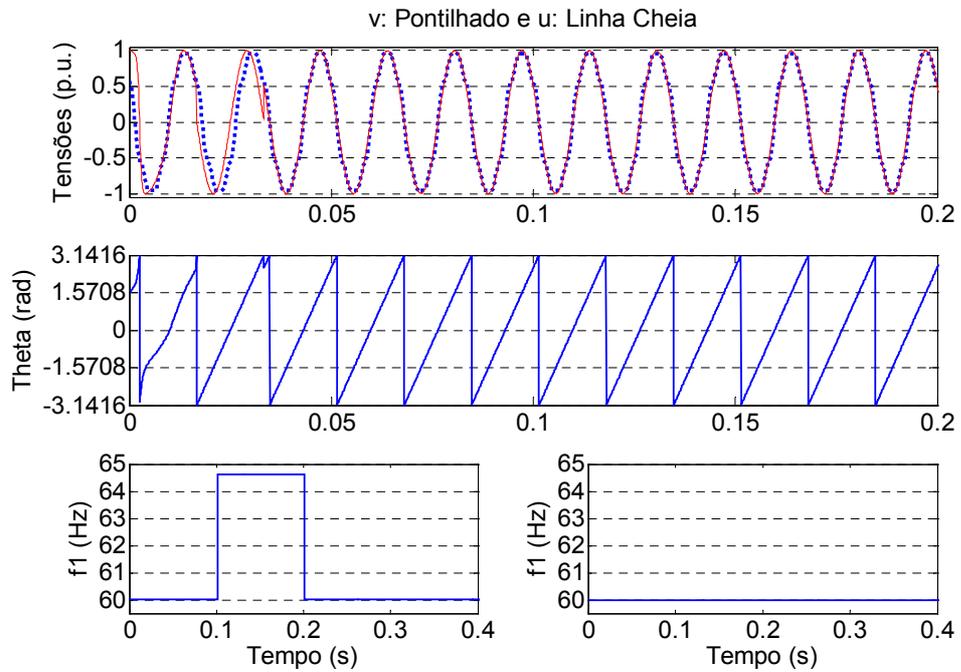


Fig. 3.13 – TDFR: Tensões de entrada (1 p.u., 60 Hz, 60°), com 5% de 3^a, 5^a e 7^a harmônicas, de saída, θ e f_I .

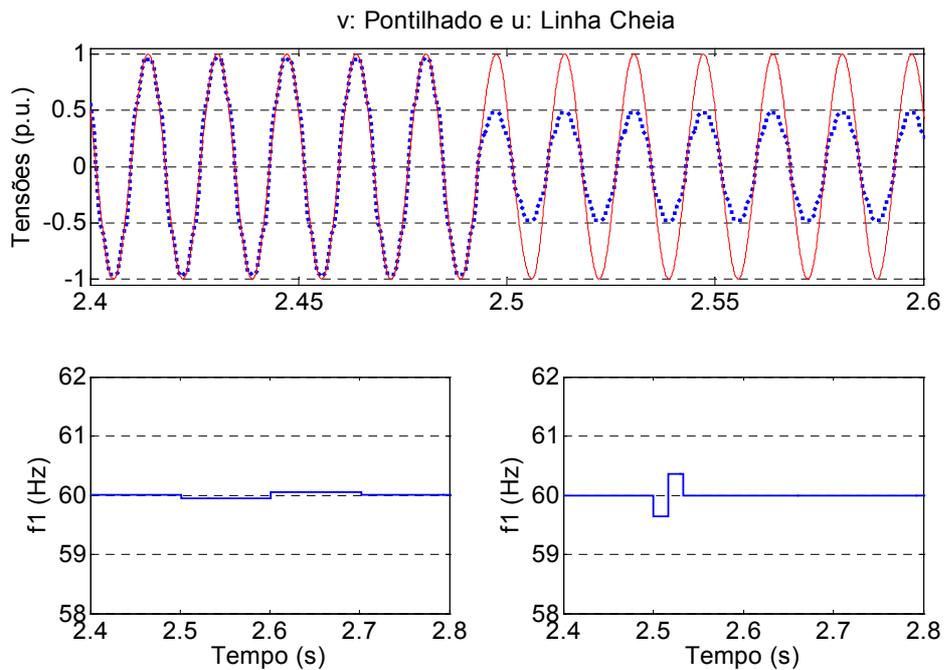


Fig. 3.14 – TDFR: Tensões de entrada, de saída e f_I , após um afundamento de tensão.

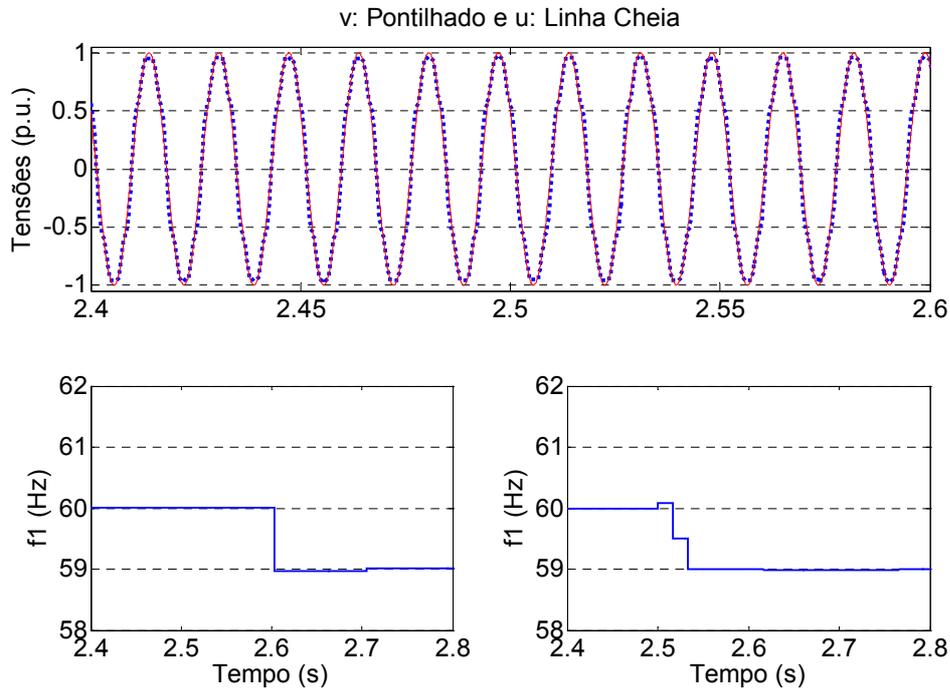


Fig. 3.15 – TDFR: Tensões de entrada, de saída e f_1 , após um transitório de frequência.

3.5. Resultados Experimentais

O algoritmo foi implementado no mesmo sistema de aquisição e processamento de dados já citado e submetido a testes em malha aberta com diferentes condições de tensão providas por uma fonte de tensão trifásica programável, sempre com $T_w = 1/60$ s e $f_s = 12$ kHz, e os resultados obtidos encontram-se nas figuras 3.16-3.19.

Na Fig. 3.16, uma tensão senoidal pura v de 127 V eficazes, 60 Hz ($T_l = 1/60$ s) é o sinal de entrada para o filtro, que fornece em sua saída o sinal v_1 , resultante da multiplicação do sinal u e da amplitude fornecida por um detector de amplitude. A frequência ω , calculada via detecção de passagem por zero, e a fase instantânea θ , identificadas pelo algoritmo e condizentes com o sinal de entrada, estão apresentadas nos gráficos inferiores.

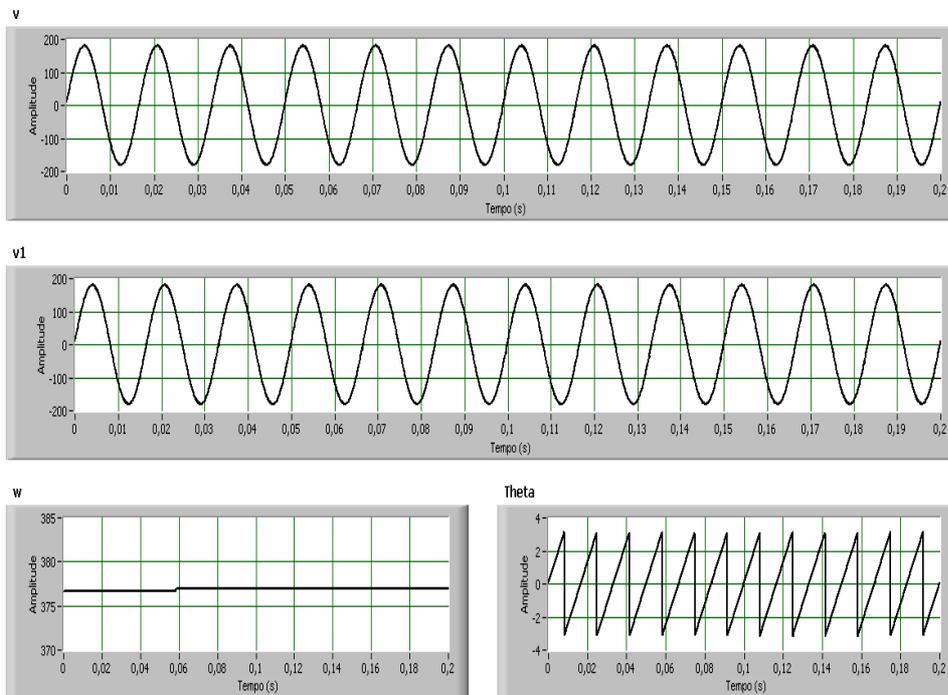


Fig. 3.16 – TDFR: Tensões de entrada (127 V, 60 Hz) , de saída, ω e θ .

Na Fig. 3.17, tem-se a mesma tensão de entrada do caso anterior, porém distorcida com 10% de 5^a e 7^a harmônicas. O sinal v_1 , completamente filtrado, e a frequência ω foram novamente identificados pelo algoritmo.

Na Fig. 3.18, a tensão de entrada da Fig. 3.17 sofre um afundamento de 50%, o que não impede que o algoritmo execute sua operação, convergindo em um ciclo. Na Fig. 3.19, ao invés de um afundamento, a tensão sofre uma alteração em sua frequência fundamental, passando para 59,5 Hz. A convergência da tensão é praticamente instantânea, enquanto que a frequência leva seis ciclos para se estabilizar, devido à média utilizada.

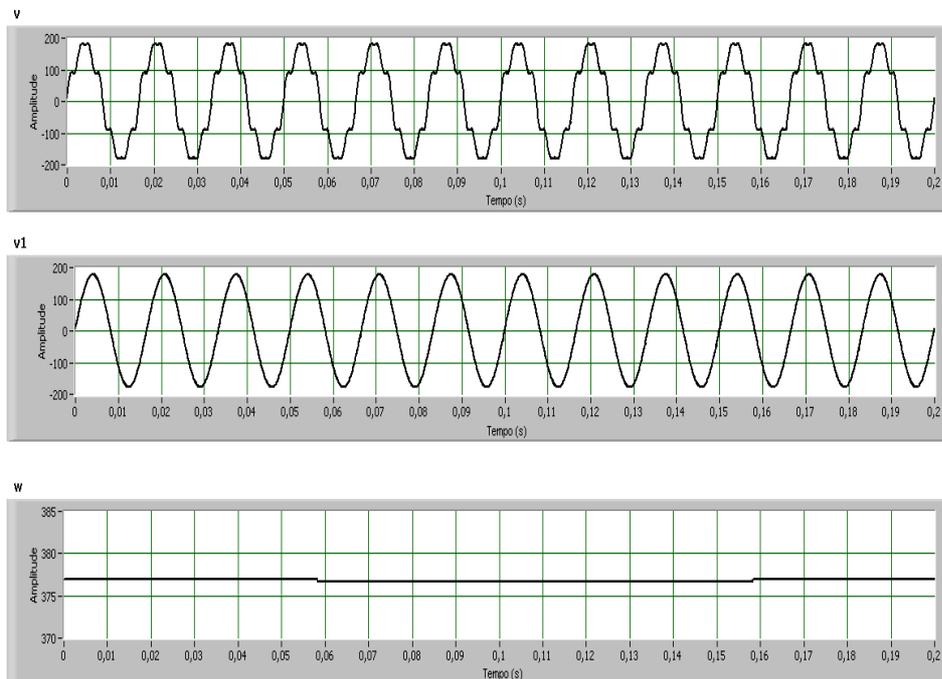


Fig. 3.17 – TDFR: Tensões de entrada (127 V, 60 Hz), com 10% de 5^a. e 7^a. harmônicas, de saída e ω .

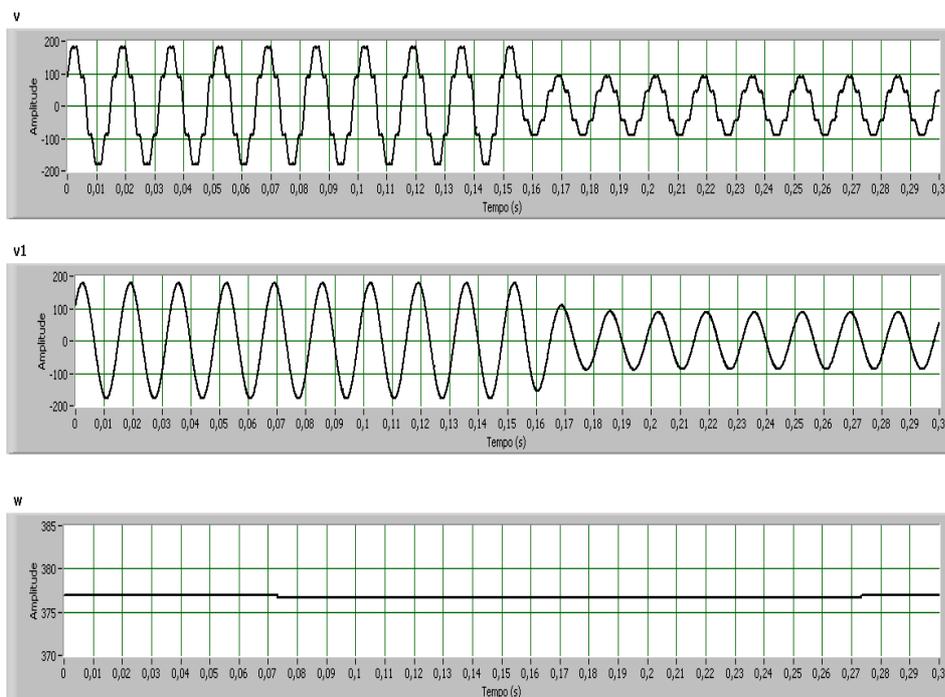


Fig. 3.18 – TDFR: Afundamento de 50% na tensão de entrada.

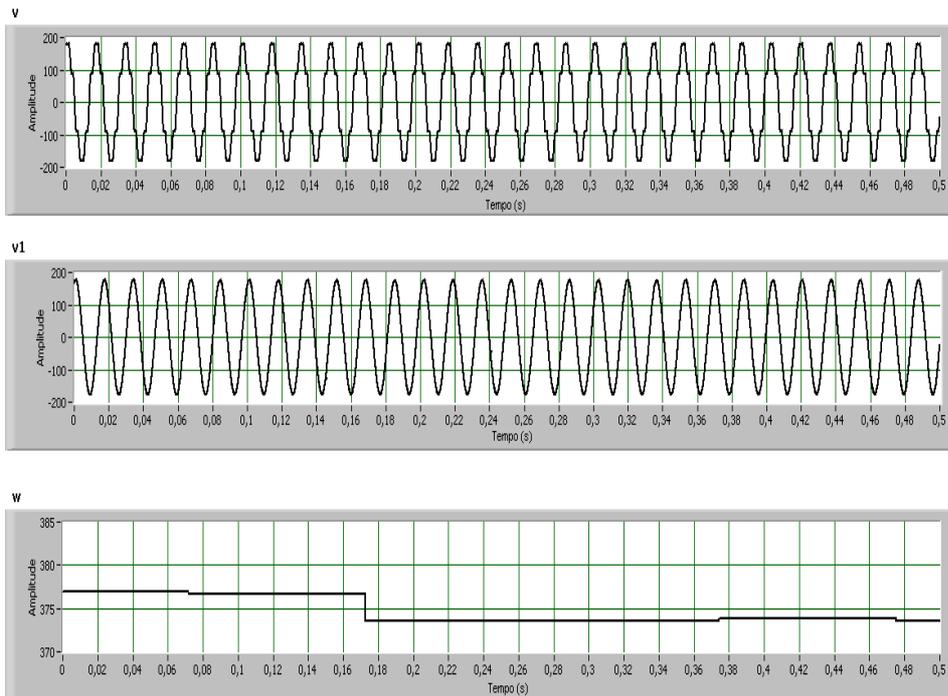


Fig. 3.19 – TDFR: Alteração na frequência da fundamental da tensão de entrada para 59,5 Hz.

3.6. Conclusões

A transformada discreta de Fourier, além de ser uma ferramenta importante e amplamente utilizada para análise de sinais amostrados no domínio da frequência, pode ser vista também como um filtro para sinais distorcidos no tempo. E são esses tipos de sinais que caracterizam as tensões/correntes em uma rede de distribuição de energia elétrica. A transformada pode ser facilmente calculada de forma recursiva e, através de sua transformada inversa, um sinal filtrado pode ser sintetizado.

A forma de onda da fundamental do sinal de entrada, resultante da filtragem, pode ser sintetizada e seus parâmetros identificados na saída do algoritmo quando seu período coincide com o tamanho da janela projetada para a TDFR. Quando isto não ocorre, um sinal sincronizado com a entrada ainda pode ser sintetizado, porém com amplitude pré-fixada (unitária), o qual pode ser utilizado em grande parte das aplicações de sistemas de potência, nas quais o interesse é centrado justamente na

identificação de tal sinal sincronizado com a rede (retificadores controlados, filtros ativos de potência, dispositivos FACTS, geradores distribuídos, UPS, etc). E havendo a necessidade da identificação da amplitude da fundamental do sinal de entrada, a mesma pode ser obtida através do detector de amplitude.

A dinâmica do algoritmo também favorece o seu aproveitamento em várias aplicações, já que é relativamente rápido e robusto. As operações requeridas, porém, requerem um pouco mais de tempo computacional (arco-tangente e a síntese de $u(k-N)$), o que não o impede de ser implementado, por exemplo, em sistemas microprocessados, DSPs ou em outras plataformas de aquisição e processamento de dados.

Sendo assim, o algoritmo proposto é mais uma alternativa para ser utilizada nas funções de controle e de sincronismo de geradores distribuídos em paralelo com a rede elétrica.

Capítulo 4

Filtro de Kalman para identificação de amplitude, frequência e ângulo de fase

Um algoritmo bastante empregado quando se deseja uma filtragem rápida e eficiente de sinais é o filtro de Kalman (FK), proposto em 1960, por R. E. Kalman [65]. Dentre suas inúmeras aplicações, destaca-se seu uso em navegação [66, 67], radares [66, 68, 69], telefonia [67], demografia [66], sistemas de controle [66] e também em sistemas de potência [67, 70-73].

Baseado no método dos mínimos quadrados, este algoritmo tem como princípio a modelagem de um sistema via variáveis de estado. O filtro estima o estado desse sistema interpretando-o como um processo estocástico, com conseqüente tratamento estatístico.

Neste capítulo, um sistema de energia elétrica (monofásico ou trifásico) sujeito a distúrbios de tensão será inicialmente modelado via variáveis de estado, para que suas ondas fundamentais sejam estimadas pelo FK. A partir delas, será mostrado como obter os ângulos de fase instantâneos, que serão utilizados para estimar a

freqüência fundamental, dispensando, assim, técnicas auxiliares para sua detecção [70, 71] ou para a alteração da freqüência de amostragem.

Sua vantagem na aplicação proposta, como será visto, é a de que ele não necessita de um detector de amplitude como os algoritmos anteriores, além de apresentar uma resposta relativamente rápida. Porém, dependendo da plataforma em que ele será implementado, o fato de se usar uma modelagem via variáveis de estado pode não ser atraente, devido ao esforço computacional requerido.

4.1. Revisão de Tópicos de Processos Estocásticos [74]

Uma variável aleatória é uma representação numérica de resultados obtidos na realização de um experimento aleatório. Para caracterizar este experimento, é comum o cálculo de uma média de seus resultados, a qual é chamada expectativa, ou valor esperado, definido por:

$$E(X) = \sum_{i=1}^n p_i x_i, \quad (4.1)$$

onde x_i é o resultado da i -ésima realização do experimento representado pela variável aleatória X e p_i é a probabilidade do correspondente resultado ocorrer.

Como medida de dispersão de X em relação à média, calcula-se sua variância, que é a diferença quadrática média entre X e sua média, ou seja:

$$\text{var}(X) = E[(X - E(X))^2]. \quad (4.2)$$

A raiz quadrada da variância também é um valor de interesse e é chamada desvio padrão de X :

$$D.P.(X) = \sqrt{\text{var}(X)}. \quad (4.3)$$

Caso se deseje trabalhar com duas variáveis aleatórias X e Y , é possível calcular a covariância entre elas, que relaciona seus desvios médios, como em (4.4):

$$\text{cov}(X \text{ e } Y) = E[(X - E(X))(Y - E(Y))]. \quad (4.4)$$

De (4.4), vê-se que se a covariância for positiva, quando X estiver acima da média, Y também estará e da mesma forma se estiver abaixo. Se for negativa, uma estará acima da média e outra abaixo.

Apesar da covariância ser um bom indicador sobre a direção da relação entre duas variáveis aleatórias, ela não fornece meios adequados para se dizer o quanto elas são relacionadas. Para tanto, define-se coeficiente de correlação entre X e Y , como:

$$\rho_{XY} = \frac{\text{cov}(X \text{ e } Y)}{\sqrt{\text{var}(X) \cdot \text{var}(Y)}}. \quad (4.5)$$

O resultado de (4.5) estará sempre compreendido entre -1 e 1. Assim, quanto mais próximo o módulo do coeficiente de correlação estiver de 1, mais forte será a relação entre as variáveis. Se o coeficiente de correlação for 0, as variáveis são chamadas não-correlacionadas.

Uma decorrência de (4.4) e (4.5) é:

$$E(XY) = E(X) \cdot E(Y) \quad \Rightarrow \quad X \text{ e } Y \text{ não-correlacionadas}, \quad (4.6)$$

que, na verdade, é uma consequência da definição de independência de variáveis. Então, se X e Y são independentes, elas são não-correlacionadas. Porém, a recíproca não é verdadeira para todos os casos.

Se o valor esperado do produto de duas variáveis aleatórias for nulo, elas são chamadas de ortogonais:

$$E(XY) = 0 \quad \Rightarrow \quad X \text{ e } Y \text{ ortogonais}. \quad (4.7)$$

Com base no exposto sobre variáveis aleatórias, é possível entender um Processo Estocástico como um conjunto de variáveis aleatórias $\{X(k), k \in K\}$, onde $X(k)$ é uma variável aleatória, que representa o estado do processo de acordo com o parâmetro k , pertencente um conjunto finito de inteiros, chamado conjunto índice do processo, K . Sendo assim, um sistema que assume vários estados diferentes de acordo o tempo (passo de cálculo) pode ser modelado e analisado via processos estocásticos.

4.2. FK - Estimação do estado de um sistema [65-67, 74, 75]

Considere um sistema modelado via variáveis de estado da forma:

$$\begin{cases} \mathbf{x}_k = \mathbf{A}\mathbf{x}_{k-1} + \mathbf{w}_k \\ \mathbf{y}_k = \mathbf{B}\mathbf{x}_k + \mathbf{z}_k \end{cases}, \quad (4.8)$$

onde:

- k é o passo de cálculo,
- \mathbf{x}_k é um vetor coluna $n \times 1$ que contém o estado do sistema no passo k ,
- \mathbf{y}_k é um vetor coluna $m \times 1$ de medições das grandezas no passo k ,
- \mathbf{A} é uma matriz quadrada de ordem n ,
- \mathbf{B} é uma matriz $m \times n$,
- \mathbf{w}_k é um vetor coluna $n \times 1$, cujos elementos são ruídos de processamento,
- \mathbf{z}_k é um vetor coluna $m \times 1$, cujos elementos são ruídos de medição.

Os ruídos \mathbf{w}_k e \mathbf{z}_k são assumidos como ruídos brancos não-correlacionados, possuem média nula e covariância:

$$\begin{aligned} \text{cov}(\mathbf{w}_k) &= E[\mathbf{w}_k \cdot \mathbf{w}_k^T] = \mathbf{Q}, \\ \text{cov}(\mathbf{z}_k) &= E[\mathbf{z}_k \cdot \mathbf{z}_k^T] = \mathbf{R}, \end{aligned} \quad (4.9)$$

onde o sobrescrito T representa transposição.

Desta definição, pode-se perceber que as matrizes \mathbf{Q} e \mathbf{R} são quadradas e diagonais:

$$\mathbf{Q} = \begin{bmatrix} q_{11} & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & q_{22} & & 0 \\ \vdots & & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \cdots & q_{nn} \end{bmatrix} \quad \text{e} \quad \mathbf{R} = \begin{bmatrix} r_{11} & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & r_{22} & & 0 \\ \vdots & & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \cdots & r_{nn} \end{bmatrix}. \quad (4.10)$$

Além disso, considera-se que o estado inicial \mathbf{x}_0 do sistema é independente de \mathbf{w}_k e \mathbf{z}_k .

As medições \mathbf{y}_k serão utilizadas para estimar o estado \mathbf{x}_k do sistema. Uma estimativa *a priori* do estado no passo de cálculo k é calculada a partir da estimativa no passo anterior, como em:

$$\hat{\mathbf{x}}_{k/k-1} = \mathbf{A}\hat{\mathbf{x}}_{k-1}. \quad (4.11)$$

Com base na medição \mathbf{y}_k , o resultado de (4.11) pode ser melhorado (estimativa *a posteriori*) do acordo com (4.12):

$$\hat{\mathbf{x}}_k = \hat{\mathbf{x}}_{k/k-1} + \mathbf{K}_k (\mathbf{y}_k - \mathbf{B}\hat{\mathbf{x}}_{k/k-1}). \quad (4.12)$$

A segunda parcela em (4.12) é chamada matriz de inovação e representa o quanto a estimativa *a priori* deve ser corrigida com base na medição atual. A matriz \mathbf{K}_k é chamada ganho de Kalman, que é calculada de modo a minimizar a variância do erro $\tilde{\mathbf{x}}_k$ entre a estimativa processada $\hat{\mathbf{x}}_k$ e o estado real \mathbf{x}_k no passo de cálculo k .

Definindo os erros:

$$\mathbf{e}_k = \mathbf{x}_k - \hat{\mathbf{x}}_{k/k-1}, \quad (4.13)$$

chamado erro de estimativa *a priori*, e

$$\tilde{\mathbf{x}}_k = \mathbf{x}_k - \hat{\mathbf{x}}_k, \quad (4.14)$$

o erro de estimação *a posteriori*, suas covariâncias são dadas por:

$$\mathbf{P}_{k/k-1} = \text{cov}(\mathbf{e}_k) = E[\mathbf{e}_k \cdot \mathbf{e}_k^T] \quad (4.15)$$

e

$$\mathbf{P}_k = \text{cov}(\tilde{\mathbf{x}}_k) = E[\tilde{\mathbf{x}}_k \cdot \tilde{\mathbf{x}}_k^T]. \quad (4.16)$$

Substituindo (4.13) em (4.15):

$$\mathbf{P}_{k/k-1} = E[(\mathbf{x}_k - \hat{\mathbf{x}}_{k/k-1}) \cdot (\mathbf{x}_k - \hat{\mathbf{x}}_{k/k-1})^T], \quad (4.17)$$

e com (4.8), (4.9), (4.11) e (4.14), resulta em:

$$\begin{aligned} \mathbf{P}_{k/k-1} &= E[\mathbf{A}\mathbf{x}_{k-1} + \mathbf{w}_k - \mathbf{A}\hat{\mathbf{x}}_{k-1})(\mathbf{A}\mathbf{x}_{k-1} + \mathbf{w}_k - \mathbf{A}\hat{\mathbf{x}}_{k-1})^T] = \\ &= \mathbf{A} \cdot E[\tilde{\mathbf{x}}_{k-1} \cdot \tilde{\mathbf{x}}_{k-1}^T] \cdot \mathbf{A}^T + E[\mathbf{w}_k \cdot \mathbf{w}_k^T] = \mathbf{A} \cdot \mathbf{P}_{k-1} \cdot \mathbf{A}^T + \mathbf{Q}, \end{aligned} \quad (4.18)$$

uma vez que \mathbf{w}_k e $\tilde{\mathbf{x}}_k$ são não-correlacionados.

Já substituindo (4.14) em (4.16):

$$\mathbf{P}_k = E[(\mathbf{x}_k - \hat{\mathbf{x}}_k)(\mathbf{x}_k - \hat{\mathbf{x}}_k)^T], \quad (4.19)$$

e com (4.8) e (4.12) resulta em:

$$\mathbf{P}_k = E\{[(\mathbf{x}_k - \hat{\mathbf{x}}_{k/k-1}) + \mathbf{K}_k(\mathbf{B}\mathbf{x}_k + \mathbf{z}_k - \mathbf{B}\hat{\mathbf{x}}_{k/k-1})][(\mathbf{x}_k - \hat{\mathbf{x}}_{k/k-1}) + \mathbf{K}_k(\mathbf{B}\mathbf{x}_k + \mathbf{z}_k - \mathbf{B}\hat{\mathbf{x}}_{k/k-1})]^T\}. \quad (4.20)$$

Desenvolvendo (4.20) e notando que \mathbf{e}_k e \mathbf{z}_k também são não-correlacionados, tem-se:

$$\mathbf{P}_k = (\mathbf{I} - \mathbf{K}_k \mathbf{B}) \mathbf{P}_{k/k-1} (\mathbf{I} - \mathbf{K}_k \mathbf{B})^T + \mathbf{K}_k \mathbf{R} \mathbf{K}_k^T. \quad (4.21)$$

Para que a estimativa processada seja confiável, deseja-se encontrar um \mathbf{K}_k que minimize os termos da diagonal principal de \mathbf{P}_k , que representam a variância dos erros de estimação *a posteriori*. Isto implica minimizar o traço de \mathbf{P}_k , uma vez que esses termos são estritamente positivos. Sendo assim, derivando o traço de \mathbf{P}_k em (4.21) com relação a \mathbf{K}_k [76] e igualando a zero, tem-se que o ganho de Kalman ótimo é dado por:

$$\mathbf{K}_k = \mathbf{P}_{k/k-1} \mathbf{B}^T (\mathbf{B} \mathbf{P}_{k/k-1} \mathbf{B}^T + \mathbf{R})^{-1}. \quad (4.22)$$

Substituindo (4.22) em (4.21), tem-se:

$$\mathbf{P}_k = (\mathbf{I} - \mathbf{K}_k \mathbf{B}) \mathbf{P}_{k/k-1}. \quad (4.23)$$

Resumindo, a estimação de estado via FK pode ser feita em duas etapas: uma de previsão e outra de correção, o que pode ser visualizado na Fig. 4.1. A primeira é responsável por projetar no tempo o estado “um passo a frente” (4.11) e obter a covariância do erro de estimação *a priori* (4.18). A segunda calcula o ganho de Kalman (4.22), incorpora a medição na estimativa *a priori* (4.12), e obtém a covariância do erro de estimação *a posteriori* (4.23).

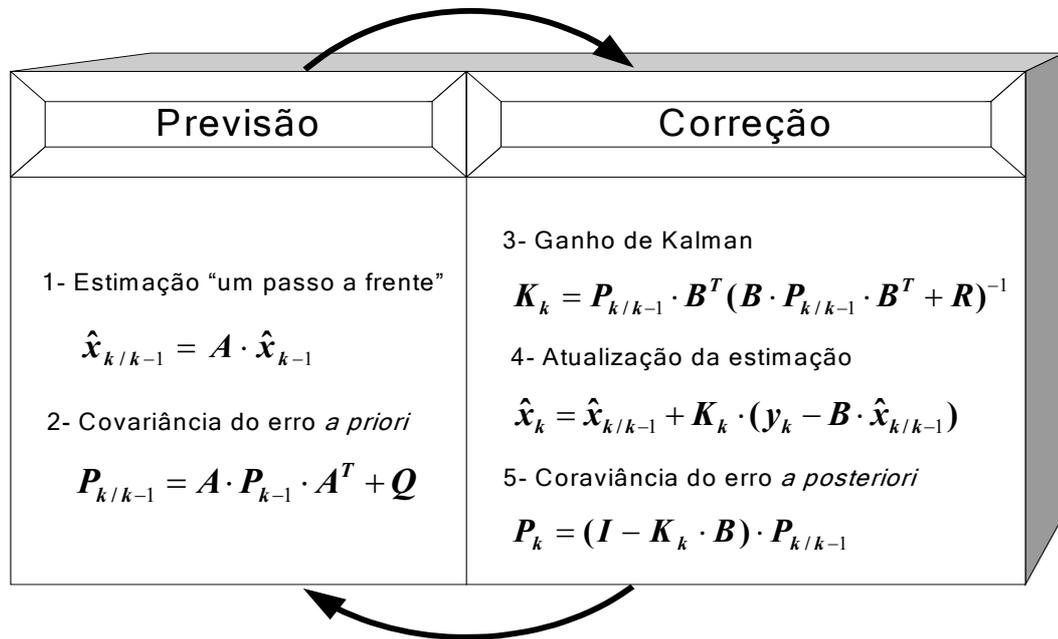


Fig. 4.1 – Modelo do FK.

4.3. Parâmetros de projeto do Filtro

Analisando (4.18) e (4.22), vê-se que são os ruídos de medição e de processamento que definem a qualidade da filtragem e a velocidade de convergência do filtro. Quando o ruído de medição é grande, o traço de \mathbf{R} é grande e os elementos de \mathbf{K}_k são pequenos, o que implica que será dada pouca credibilidade à medição \mathbf{y}_k quando for computada a próxima estimacão e, com isso, a convergência será lenta. Por outro lado, quando o ruído de medição é pequeno, o traço de \mathbf{R} é pequeno e os elementos de \mathbf{K}_k são grandes, implicando uma maior credibilidade à medição \mathbf{y}_k para a próxima estimacão e, conseqüentemente, uma convergência mais rápida.

Com relação ao ruído de processamento, quando ele é grande, os traços de \mathbf{Q} e $\mathbf{P}_{k/k-1}$ e os elementos de \mathbf{K}_k são grandes, implicando uma maior credibilidade à medição \mathbf{y}_k para a próxima estimacão e uma convergência rápida. Quando é pequeno, os traços de \mathbf{Q} e $\mathbf{P}_{k/k-1}$ e os elementos de \mathbf{K}_k são pequenos, o que implica que será dada pouca credibilidade à medição \mathbf{y}_k quando for computada a próxima estimacão e, assim, a convergência será mais lenta. A Tabela 4.1 mostra uma síntese dessas condições.

Desta forma, o ajuste do FK depende de um compromisso entre precisão e velocidade de convergência. Convém também observar que o ruído de medição está relacionado com a precisão e a relação sinal-ruído dos circuitos de transdução e condicionamento dos sinais a serem digitalizados para a entrada do filtro. O ruído de processamento, por sua vez, relaciona-se às perturbações no estado do modelo.

Tabela 4.1: Dinâmica do FK em função de seus parâmetros.

	Elementos de K_k	Velocidade de Convergência	Qualidade de Filtragem
z_k grande	Pequenos	Lenta	Alta
z_k pequeno	Grandes	Rápida	Baixa
w_k grande	Grandes	Rápida	Baixa
w_k pequeno	Pequenos	Lenta	Alta

4.4. SEP modelado via variáveis de estado

4.4.1. SEP Monofásico [70-73]

Sob regime estacionário, a onda fundamental da tensão de um SEP pode ser escrita de forma discreta, no instante de amostragem $k-1$, como sendo:

$$v_1(k-1) = V_1 \operatorname{sen} \left[\frac{2\pi(k-1)}{N} + \theta_v \right], \quad (4.24)$$

onde V_1 e θ_v são amplitude e ângulo de fase e N é o número de amostras por período. No instante seguinte, (4.24) resulta em:

$$v_1(k) = V_1 \operatorname{sen} \left(\frac{2\pi k}{N} + \theta_v \right). \quad (4.25)$$

A partir de identidades trigonométricas conhecidas, (4.25) pode ser reescrita da forma:

$$v_1(k) = V_1 \left\{ \text{sen} \left[\frac{2\pi(k-1)}{N} + \theta_v \right] \cos \left(\frac{2\pi}{N} \right) + \cos \left[\frac{2\pi(k-1)}{N} + \theta_v \right] \text{sen} \left(\frac{2\pi}{N} \right) \right\}, \quad (4.26)$$

ou

$$v_1(k) = v_1(k-1) \cos \left(\frac{2\pi}{N} \right) - v_{1\perp}(k-1) \text{sen} \left(\frac{2\pi}{N} \right), \quad (4.27)$$

sendo:

$$v_{1\perp}(k-1) = -V_1 \cos \left[\frac{2\pi(k-1)}{N} + \theta_v \right]. \quad (4.28)$$

ortogonal e atrasado (sistema causal) com relação a $v_1(k-1)$. De (4.27), é possível descrever a tensão fundamental de um sistema monofásico em variáveis de estado, como em [73]:

$$\mathbf{V}_1(k) = \mathbf{A} \mathbf{V}_1(k-1), \quad (4.29)$$

onde $\mathbf{V}_1(k) = \begin{pmatrix} v_1(k) \\ v_{1\perp}(k) \end{pmatrix}$ e $\mathbf{A} = \begin{pmatrix} \cos(2\pi / N) & -\text{sen}(2\pi / N) \\ \text{sen}(2\pi / N) & \cos(2\pi / N) \end{pmatrix}$.

Uma vez que o componente fundamental da tensão pode ser extraído da tensão $v(k)$ da rede, pode-se escrever, ignorando erros de medição e eventuais distorções, que:

$$v(k) = \mathbf{B} \mathbf{V}_1(k), \quad (4.30)$$

com $\mathbf{B} = \begin{pmatrix} 1 & 0 \end{pmatrix}$.

Na presença de ruídos de medição e de processamento, um sistema monofásico, modelado via variáveis de estado, assume a forma:

$$\begin{cases} \mathbf{V}_1(k) = \mathbf{A} \mathbf{V}_1(k-1) + \mathbf{w}_k \\ v(k) = \mathbf{B} \mathbf{V}_1(k) + z_k, \end{cases} \quad (4.31)$$

em que \mathbf{w}_k tem dimensão 2×1 e z_k , 1×1 .

Com isso, é possível, então, desenvolver o FK para a estimação da onda fundamental $v_1(k)$ da tensão da rede medida $v(k)$.

Os sinais filtrados em $\mathbf{V}_1(k)$ apresentam a mesma amplitude da fundamental de $v(k)$, ou seja, um detector de amplitude não se faz necessário. Caso se deseje obter o valor dessa amplitude, é possível calculá-la por:

$$V_1 \cong \sqrt{(v_1)^2 + (v_{1\perp})^2}. \quad (4.32)$$

Como será visto nas simulações, o FK não é capaz de filtrar totalmente as distorções. Sendo assim, oscilações no valor obtido em (4.32) surgirão à medida que as distorções em $v(k)$ aumentam.

A matriz \mathbf{A} é responsável por tornar o FK funcional quando as tensões estão sujeitas a variações de frequência, uma vez que todos os seus elementos dependem de N . Como $N = T_l / T_s$, onde T_l é o período do sinal fundamental e T_s é o período de amostragem, alterações em T_l implicam alterações nos elementos da matriz \mathbf{A} ou em T_s . Assim, para que o FK seja imune a esse tipo de distúrbio, a identificação de T_l é essencial.

4.4.2. SEP Trifásico

A fundamental da tensão da fase a em um SEP trifásico, suposto equilibrado, pode ser escrita com relação ao passo anterior, de forma análoga ao caso monofásico:

$$v_{a1}(k) = V_1 \left\{ \text{sen} \left[\frac{2\pi(k-1)}{N} + \theta_v \right] \cos \left(\frac{2\pi}{N} \right) + \cos \left[\frac{2\pi(k-1)}{N} + \theta_v \right] \text{sen} \left(\frac{2\pi}{N} \right) \right\}. \quad (4.33)$$

Das fundamentais das tensões das fases b e c , no passo $k - 1$, pode-se escrever:

$$\begin{aligned} v_{b1}(k-1) &= V_1 \text{sen} \left[\frac{2\pi(k-1)}{N} + \theta_v + \frac{2\pi}{3} \right] = \\ &= V_1 \left\{ -\frac{1}{2} \text{sen} \left[\frac{2\pi(k-1)}{N} + \theta_v \right] + \frac{\sqrt{3}}{2} \cos \left[\frac{2\pi(k-1)}{N} + \theta_v \right] \right\} \end{aligned} \quad (4.34)$$

$$\begin{aligned} v_{c1}(k-1) &= V_1 \text{sen} \left[\frac{2\pi(k-1)}{N} + \theta_v - \frac{2\pi}{3} \right] = \\ \text{e:} \quad &= V_1 \left\{ -\frac{1}{2} \text{sen} \left[\frac{2\pi(k-1)}{N} + \theta_v \right] - \frac{\sqrt{3}}{2} \cos \left[\frac{2\pi(k-1)}{N} + \theta_v \right] \right\}. \end{aligned} \quad (4.35)$$

Subtraindo (4.35) de (4.34), resulta:

$$V_1 \cos \left[\frac{2\pi(k-1)}{N} + \theta_v \right] = \frac{1}{\sqrt{3}} [v_{b1}(k-1) - v_{c1}(k-1)]. \quad (4.36)$$

Substituindo (4.36) em (4.33), é possível escrever a fundamental da tensão da fase a no passo k em função das fundamentais das fases a , b e c no passo $k - 1$:

$$v_{a1}(k) = \left\{ \cos \left(\frac{2\pi}{N} \right) v_{a1}(k-1) + \frac{1}{\sqrt{3}} \text{sen} \left(\frac{2\pi}{N} \right) v_{b1}(k-1) - \frac{1}{\sqrt{3}} \text{sen} \left(\frac{2\pi}{N} \right) v_{c1}(k-1) \right\}. \quad (4.37)$$

Usando o mesmo raciocínio, é possível escrever as fundamentais das tensões das fases b e c no passo k em função das fundamentais das fases a , b e c no passo $k - 1$. A partir das três equações resultantes e considerando ainda o sinal ortogonal $v_{a\perp}(k)$, chega-se ao modelo trifásico:

$$V_1(k) = A V_1(k-1), \quad (4.38)$$

$$\text{onde } A = \begin{pmatrix} \cos\left(\frac{2\pi}{N}\right) & \frac{1}{\sqrt{3}}\text{sen}\left(\frac{2\pi}{N}\right) & -\frac{1}{\sqrt{3}}\text{sen}\left(\frac{2\pi}{N}\right) & 0 \\ -\frac{1}{\sqrt{3}}\text{sen}\left(\frac{2\pi}{N}\right) & \cos\left(\frac{2\pi}{N}\right) & \frac{1}{\sqrt{3}}\text{sen}\left(\frac{2\pi}{N}\right) & 0 \\ \frac{1}{\sqrt{3}}\text{sen}\left(\frac{2\pi}{N}\right) & -\frac{1}{\sqrt{3}}\text{sen}\left(\frac{2\pi}{N}\right) & \cos\left(\frac{2\pi}{N}\right) & 0 \\ \text{sen}\left(\frac{2\pi}{N}\right) & 0 & 0 & \cos\left(\frac{2\pi}{N}\right) \end{pmatrix} \text{ e } V_1(k) = \begin{pmatrix} v_{a1}(k) \\ v_{b1}(k) \\ v_{c1}(k) \\ v_{a\perp}(k) \end{pmatrix}.$$

Da relação entre as tensões $v(k)$ da rede e seus componentes fundamentais e ignorando as imprecisões de medida e as distorções, tem-se:

$$v(k) = B V_1(k), \quad (4.39)$$

$$\text{com } B = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \end{pmatrix} \text{ e } v(k) = \begin{pmatrix} v_a(k) \\ v_b(k) \\ v_c(k) \end{pmatrix}.$$

Na presença de ruídos de medição e de processamento, um SEP trifásico, modelado via variáveis de estado, assume a forma:

$$\begin{cases} V_1(k) = A V_1(k-1) + w_k \\ v(k) = B V_1(k) + z_k, \end{cases} \quad (4.40)$$

em que w_k tem dimensão 4×1 e z_k , 3×1 .

Com isso, é possível utilizar o FK também para a estimação das ondas fundamentais das tensões trifásicas a partir das tensões medidas em uma rede.

Os sinais filtrados em $V_1(k)$ possuem amplitudes iguais às fundamentais de $v(k)$ quando estas são equilibradas. Na presença de tensões desequilibradas em amplitude, porém, eles se apresentam com uma média entre as amplitudes das tensões medidas que, neste caso, coincide com o valor da amplitude da seqüência positiva. Este fato decorre do modelo adotado, que pressupõe tensões trifásicas equilibradas, e do tratamento estatístico inerente ao filtro.

Caso se deseje obter este valor, é possível calculá-lo por:

$$V^+ \cong \sqrt{\frac{2}{3} [(v_{a1})^2 + (v_{b1})^2 + (v_{c1})^2]}. \quad (4.41)$$

4.5. Obtenção da frequência e da fase instantânea da fundamental

Do exposto anteriormente, vê-se que o FK é responsável pela estimação dos sinais fundamentais das tensões medidas e de um sinal ortogonal a uma das fases. Como é necessário conhecer a frequência desses sinais, tanto para a aplicação desejada quanto para a atualização do modelo, um método para obtê-la deve ser previsto.

Será apresentada uma forma de estimação da frequência da rede a partir da evolução do ângulo de fase instantâneo $\theta(k)$ das tensões filtradas. Essa informação é obtida a partir dos sinais $v_1(k)$ e $v_{1\perp}(k)$, no caso monofásico, ou dos sinais $v_{a1}(k)$ e $v_{a1\perp}(k)$, no caso trifásico. Como esses sinais são ortogonais e de mesma amplitude, o cálculo do arco-tangente da razão entre eles pode ser usado para obtenção da fase instantânea:

$$\theta(k) = \operatorname{tg}^{-1} \left[-\frac{v_1(k)}{v_{1\perp}(k)} \right] \quad \text{ou} \quad \theta(k) = \operatorname{tg}^{-1} \left[-\frac{v_{a1}(k)}{v_{a1\perp}(k)} \right]. \quad (4.42)$$

De (4.42), é possível propor um método simples, através de detecção de passagem de $\theta(k)$ por zero para obtenção da frequência fundamental. Como essa detecção depende do número de amostras por período, supondo T_s constante, a detecção de pequenas variações de f_1 só é possível através de uma média sobre alguns ciclos de $\theta(k)$. Nos testes realizados, utilizou-se média de 4 ciclos, que melhora a precisão, porém torna a convergência um pouco mais lenta. Na Fig. 4.2, tem-se a evolução no tempo de $\theta(k)$ e a frequência estimada para um sinal de entrada com $f_1 = 1/T_1 = 57$ Hz.

Esta estratégia difere da do capítulo anterior, quando se utilizava a detecção de passagem por zero da forma de onda do sinal filtrado. Como será visto nas simulações, o transitório inicial do sinal filtrado, apesar de rápido, é instável, o que seria refletido no cálculo da frequência. Como esta é realimentada na matriz A , a instabilidade no cálculo da frequência leva à instabilidade do algoritmo. No entanto, essa instabilidade não ocorre na forma de onda de $\theta(k)$, como pode ser visto na Fig. 4.2.

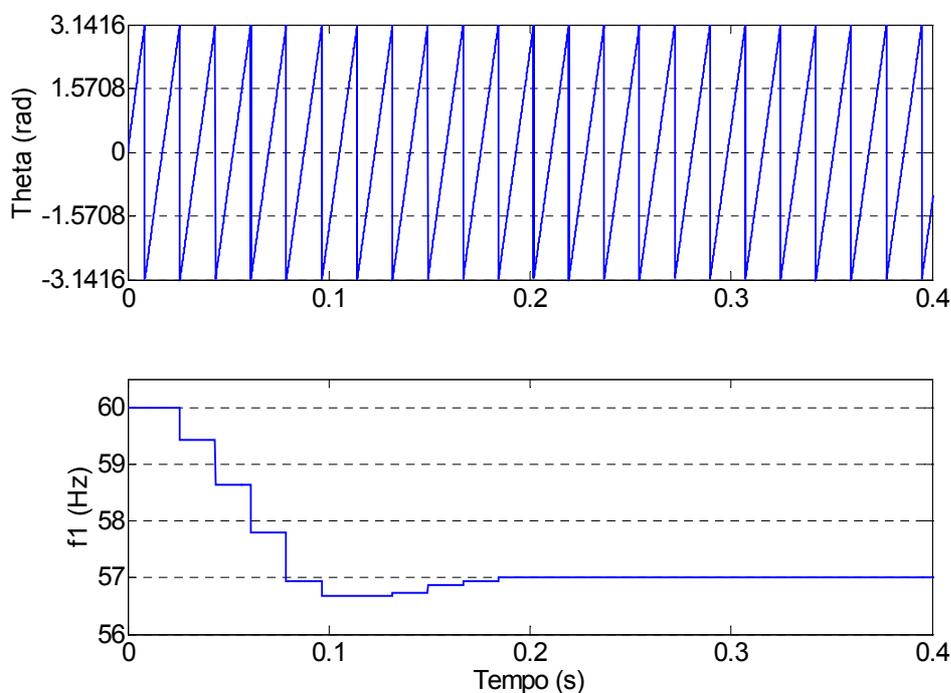


Fig. 4.2 – Resultado do cálculo de f_1 via detecção de passagem por zero do ângulo de fase.

4.6. Simulações

A fim de verificar o comportamento dos algoritmos, algumas simulações serão apresentadas e discutidas a seguir, usando-se sempre $f_s = 12$ kHz, ou seja, com o número de amostras por período N alterando-se em função de f_l . Como w_k e z_k , são desconhecidos, foram testados alguns valores para as matrizes Q e R de modo a proporcionar ao filtro uma velocidade de resposta e uma qualidade de filtragem adequadas para esta aplicação [68], além de resultar em ambos os modelos uma mesma dinâmica sob transitórios de frequência. Para tanto, assume-se:

$$Q = \begin{pmatrix} 0.01 & 0 \\ 0 & 0.01 \end{pmatrix} \quad \text{e} \quad R = (25), \quad (4.43)$$

para o filtro monofásico, e:

$$Q = \begin{pmatrix} 0.0025 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0.0025 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0.0025 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0.0025 \end{pmatrix} \quad \text{e} \quad R = \begin{pmatrix} 16 & 0 & 0 \\ 0 & 16 & 0 \\ 0 & 0 & 16 \end{pmatrix}, \quad (4.44)$$

para o filtro trifásico.

Cabe ressaltar que tais valores devem ser alterados de acordo com o nível de tensão ao qual os filtros serão submetidos e com o compromisso entre velocidade de resposta e qualidade de filtragem que a aplicação requer.

4.6.1. FK Monofásico

Na Fig. 4.3, destaca-se a importância do valor do estado inicial, que neste caso foi estabelecido supondo um sinal de entrada com ângulo de fase de 0° , para a dinâmica de inicialização. No gráfico superior, tem-se a tensão senoidal v , de 127 V

eficazes, 60 Hz, fase 60°, com os sinais em fase (v_1) e ortogonal ($v_{1\perp}$) resultantes da filtragem, que convergem em 6 ciclos. No gráfico do meio, está o ângulo de fase θ condizente com o sinal v_1 . Já no inferior está a frequência fundamental f_1 calculada, inicializada com o valor padrão de 60 Hz. Os transitórios observados são decorrentes da diferença entre o estado inicial real do sistema e o fixado no algoritmo.

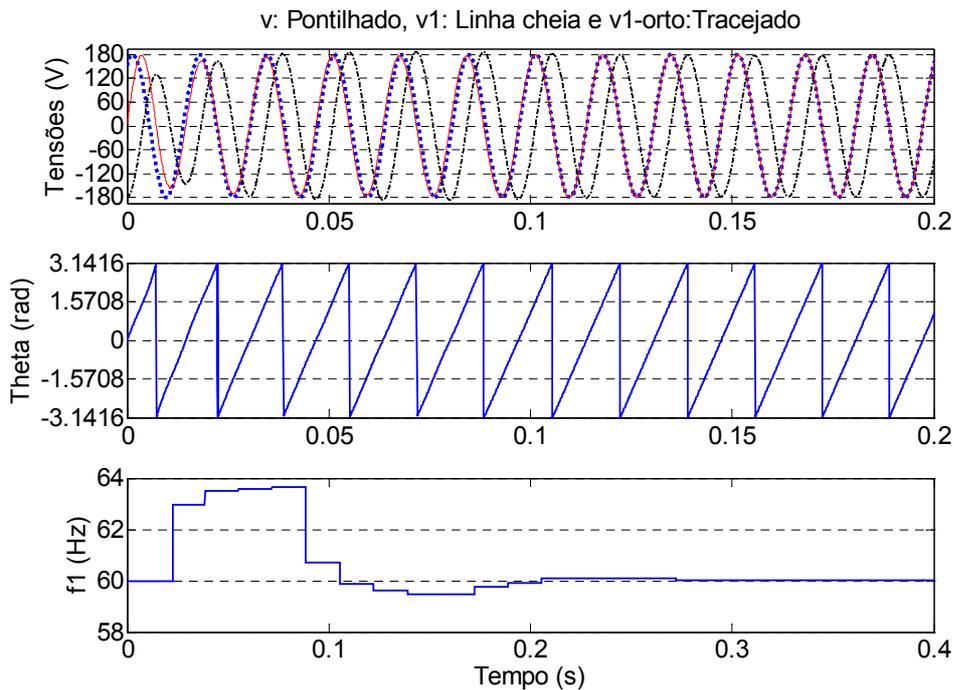


Fig. 4.3 – FK-1 ϕ : Tensões de entrada (127 V, 60 Hz, 60°) e de saída do filtro, θ e f_1 .

A qualidade de filtragem do FK-1 ϕ pode ser observada através da Fig. 4.4, com a tensão v do caso anterior, distorcida com 5% de 3^a, 5^a e 7^a harmônicas. Novamente se nota a convergência dos sinais filtrados em 6 ciclos e a mesma dinâmica de inicialização. A DHT, que para a tensão de entrada era de 8,66%, foi reduzida para 1,41%, demonstrando a boa capacidade de atenuação do FK.

As Fig. 4.5 e 4.6 mostram o desempenho do FK-1 ϕ quando a tensão distorcida da Fig. 4.4 é submetida a transitórios de amplitude (afundamento de 50%) e de frequência (transição brusca de 60 Hz para 59 Hz) no instante 2,5 s. Na primeira, as tensões convergem em 2 ciclos, enquanto que o valor da frequência praticamente não sofre alterações. Na segunda, v_1 e $v_{1\perp}$ acompanham v , e o valor de f_1 necessita de 9

ciclos para se estabilizar. Pequenas oscilações (58,98 Hz - 59,04 Hz) podem ser notadas, já que a razão f_s/f_l deixa de ser um número natural.

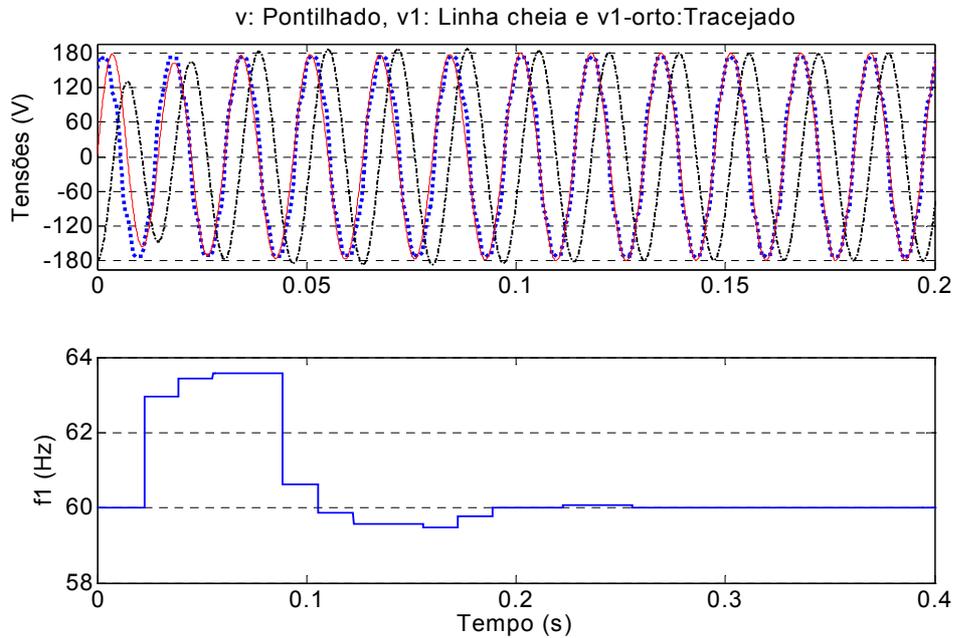


Fig. 4.4 – FK-1 ϕ : Tensões de entrada (127 V, 60 Hz, 60°), com 5% de 3^a, 5^a e 7^a harmônicas, e de saída do filtro e f_l .

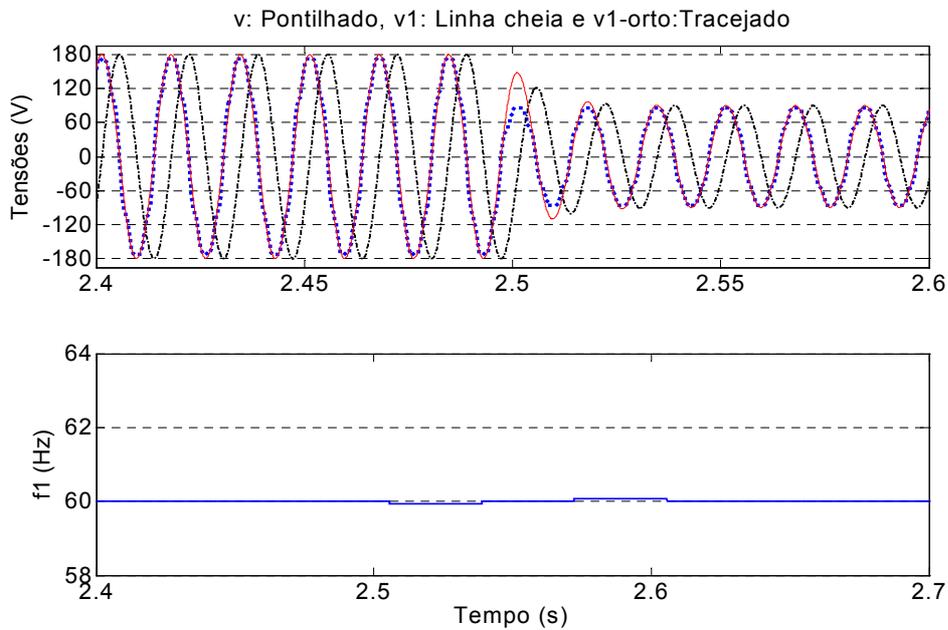


Fig. 4.5 – FK-1 ϕ : Tensões de entrada e de saída do filtro e f_l , após um afundamento de tensão.

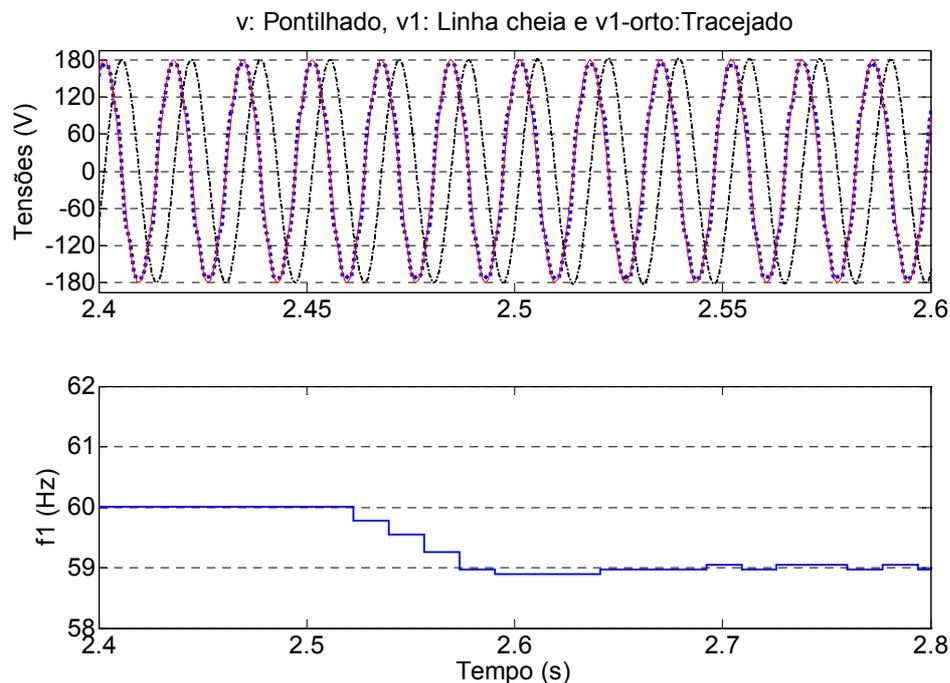


Fig. 4.6 – FK-1 ϕ : Tensões de entrada e de saída do filtro e f_1 , após um transitório de frequência.

4.6.2. FK Trifásico

Na Fig. 4.7, destaca-se novamente a importância do valor do estado inicial, estabelecido supondo a fase a com ângulo de fase de 0° , para a dinâmica de inicialização. No gráfico superior, tem-se a tensão senoidal v_a , de 127 V eficazes, 60 Hz, fase 60° , e o sinal em fase (v_{a1}) resultante da filtragem, que converge em 6 ciclos. No gráfico do meio, está o ângulo de fase θ condizente com o sinal v_{a1} . No inferior está a frequência fundamental f_1 calculada, inicializada com o valor padrão de 60 Hz. Da mesma forma que no monofásico, observam-se transitórios decorrentes da diferença entre o estado inicial real do sistema e o fixado no algoritmo.

A qualidade de filtragem do FK-3 ϕ pode ser observada através da Fig. 4.8, com as tensões trifásicas do caso anterior, distorcidas com 5% de 3^a, 5^a e 7^a harmônicas, e desequilibradas (70% na fase b e 85% na fase c). Novamente se tem a convergência dos sinais filtrados em 6 ciclos e a mesma dinâmica de inicialização do

caso anterior. A DHT, que para a tensão de entrada era de 8,66%, foi reduzida para 0,79%, que demonstra a boa capacidade de atenuação deste modelo de filtro. Além disso, nota-se que a amplitude dos sinais filtrados é uma média entre as tensões medidas: $179,6 \times (1+0,7+0,85)/3 \cong 152,66 \text{ V}$ coincidindo, neste caso, com a amplitude da seqüência positiva.

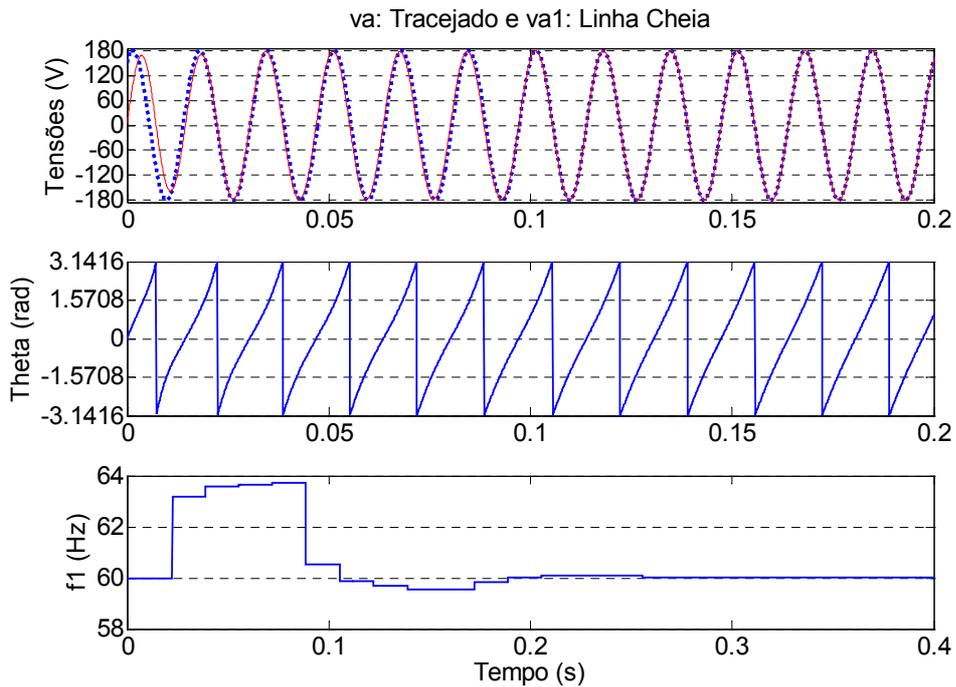


Fig. 4.7 – FK-3 ϕ : Tensões de entrada equilibradas (127 V, 60 Hz, 60° - Fase a) e saídas v_{a1} , θ e f_I .

As Fig. 4.9 e 4.10 mostram o desempenho do FK-3 ϕ quando as tensões distorcidas da Fig. 4.8 são submetidas a transitórios de amplitude (afundamento de 50%) e de frequência (transição brusca de 60 Hz para 59 Hz). Na primeira, as tensões convergem em 1 ciclo, enquanto que o valor da frequência praticamente não sofre alterações. Na segunda, as tensões filtradas acompanham as medidas e o valor de f_I necessita de 9 ciclos para se estabilizar, apresentando as mesmas oscilações do caso monofásico.

Com os parâmetros ajustados conforme (4.42) e (4.43), nota-se que a dinâmica de f_I na Fig. 4.10 é semelhante à da Fig. 4.6. Para estas configurações, é

possível concluir, então, que o modelo trifásico oferece uma qualidade de filtragem melhor que o monofásico.

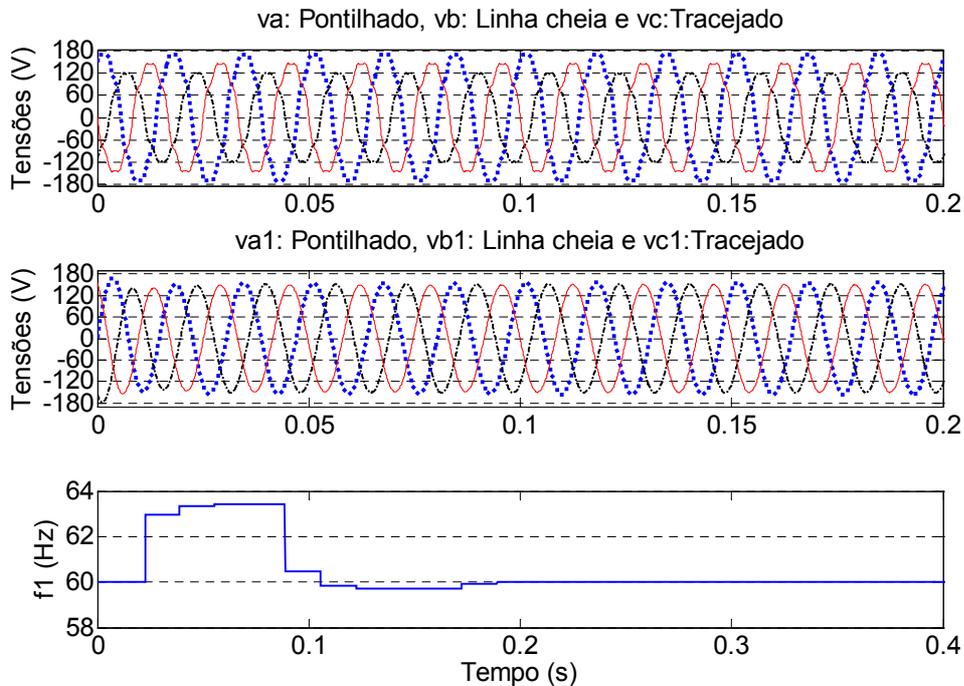


Fig. 4.8 – FK-3 ϕ sujeito a tensões distorcidas e desequilibradas.

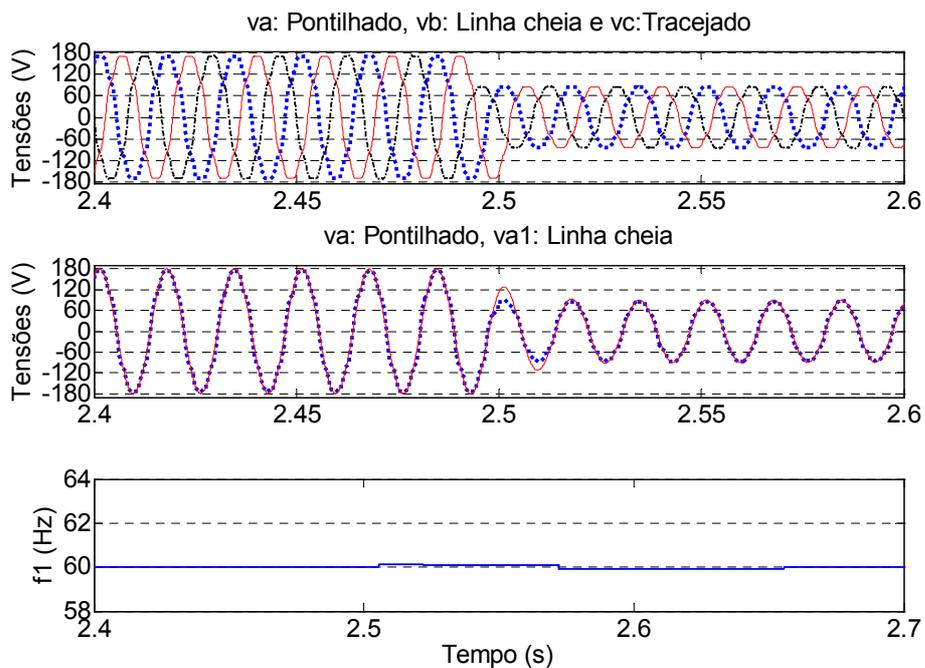


Fig. 4.9 – FK-3 ϕ sujeito a tensões distorcidas e a um afundamento de tensão.

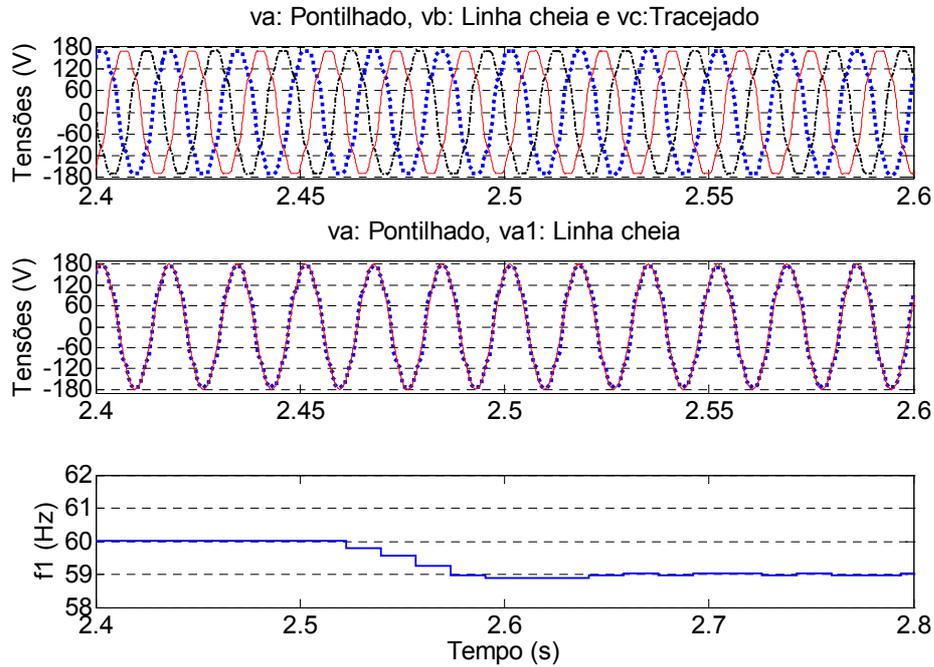


Fig. 4.10 – FK-3 ϕ sujeito a tensões distorcidas e a um transitório de frequência.

4.7. Resultados Experimentais

O sistema de aquisição e processamento de dados foi utilizado agora para a implementação do algoritmo FK monofásico, sendo submetido a testes em malha aberta com diferentes condições de tensão providas por uma fonte de tensão trifásica programável, sempre com $f_s = 12$ kHz, e os resultados obtidos estão expostos nas figuras 4.11-4.14.

Na Fig. 4.11, uma tensão senoidal (v) de 127 V eficazes, 60 Hz é o sinal de entrada para o filtro, que fornece em sua saída o sinal v_1 . A frequência ω e fase instantânea θ identificadas pelo algoritmo e condizentes com o sinal de entrada estão apresentadas nos gráficos inferiores.

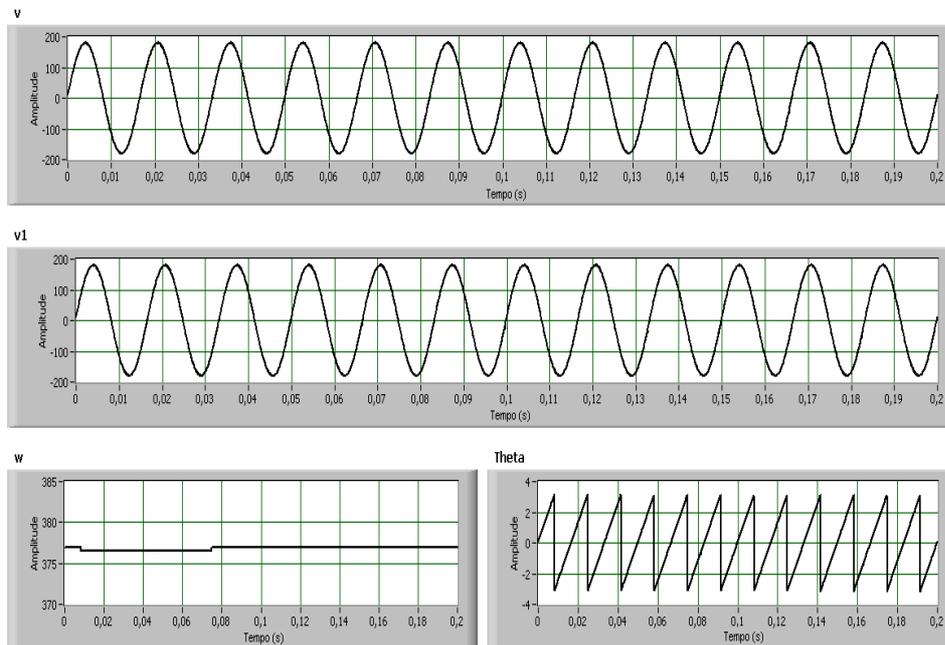


Fig. 4.11 – FK: Tensões de entrada (127 V, 60 Hz) e de saída do filtro, ω e θ .

Na Fig. 4.12, tem-se a mesma tensão de entrada do caso anterior, porém distorcida com 10% de 5^a e 7^a harmônicas. O sinal v_1 , filtrado, e a frequência ω foram novamente identificados pelo algoritmo.

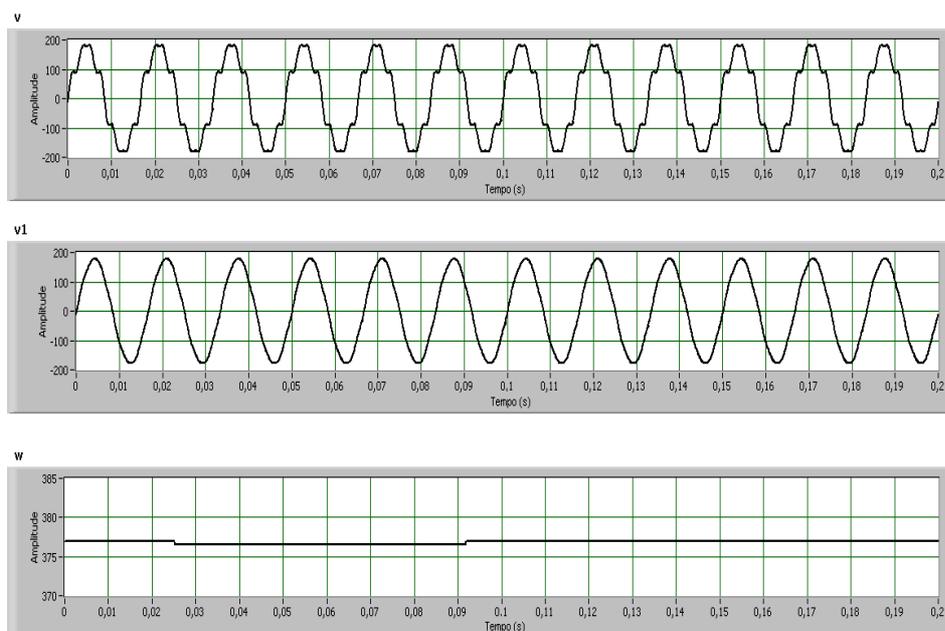


Fig. 4.12 – FK: Tensões de entrada (127 V, 60 Hz), com 10% de 5^a e 7^a harmônicas, e de saída do filtro e ω .

Na Fig. 4.13, a tensão de entrada da Fig. 4.12 sofre um afundamento de 50%. Esta variação significativa não impediu que o algoritmo executasse sua operação, convergindo praticamente em 1 ciclo. Na Fig. 4.14, ao invés de um afundamento, a tensão sofre uma alteração em sua frequência fundamental, passando para 59,5 Hz. A amplitude da tensão filtrada não é afetada, enquanto que a frequência leva cerca de 10 ciclos para se estabilizar.

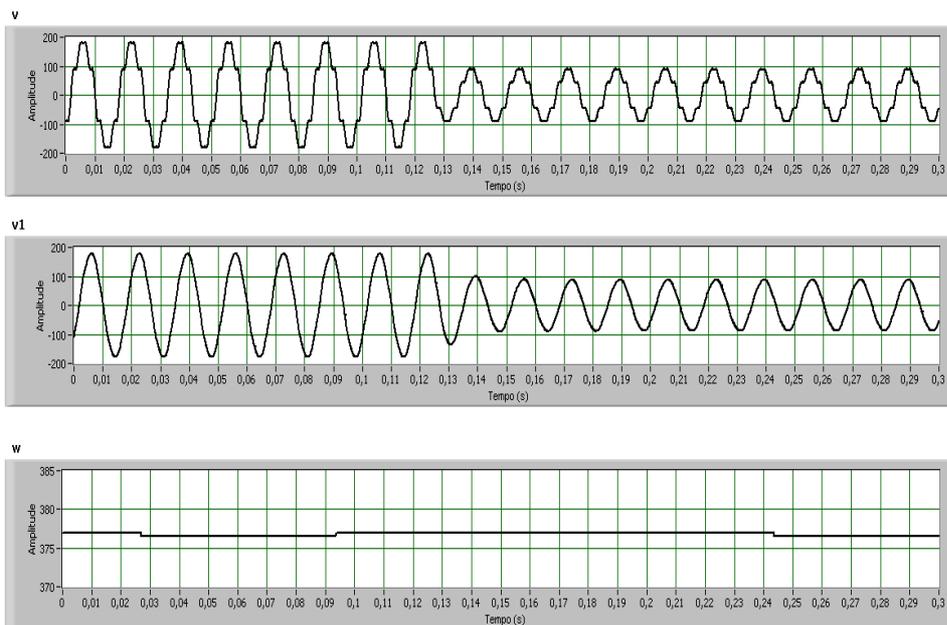


Fig. 4.13 – FK: Afundamento de 50% na tensão de entrada.

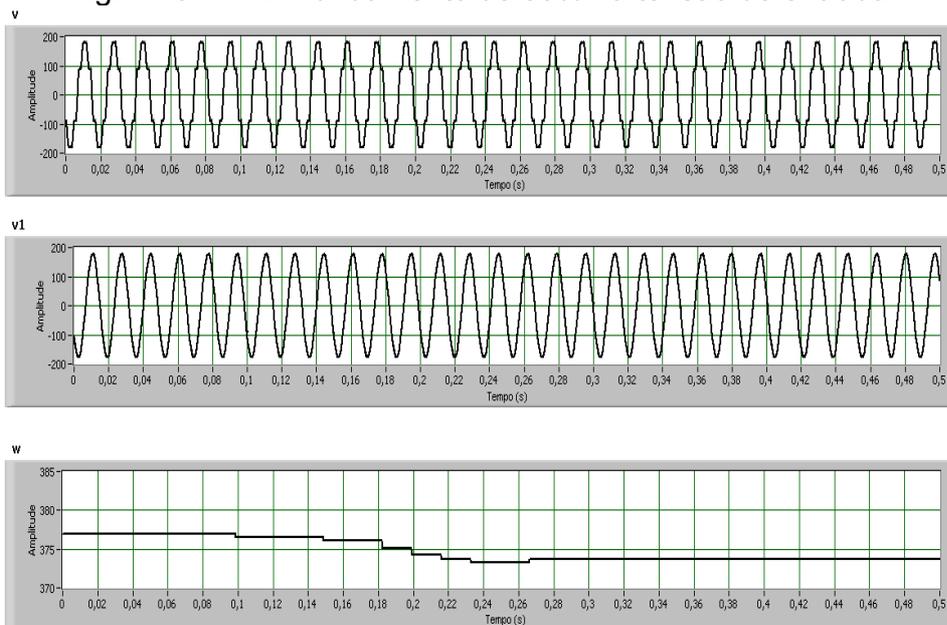


Fig. 4.14 – FK: Alteração na frequência da fundamental da tensão de entrada para 59,5 Hz.

4.8. Conclusões

O FK, além de ser uma ferramenta de grande importância e amplamente utilizada para filtragem de sinais em aplicações diversas, pode ser aplicado também como um filtro para sinais de tensões/correntes distorcidos no tempo em uma rede de distribuição de energia elétrica. Esses sinais podem ter suas formas de onda fundamentais estimadas através do tratamento estatístico de suas amostras e da aplicação de técnicas de modelagem em variáveis de estado.

Como foi demonstrado, o método de detecção de passagem por zero da fase instantânea do sinal fundamental estimado apresenta desempenho satisfatório para a obtenção da frequência, dispensando o uso de técnicas auxiliares para desempenhar essa tarefa. Com isso, pode-se usar valor de frequência obtido para atualização da matriz A e, conseqüentemente, tornar o algoritmo robusto quando submetido a alterações na frequência fundamental das tensões medidas.

O fato do FK usar cálculos matriciais poderia parecer pouco atraente para sua implementação na prática. Porém, em se tratando da identificação da onda fundamental de um sinal elétrico, as matrizes serão, no máximo, 2×2 no caso monofásico, sendo possível efetuar os cálculos elemento por elemento. Já o trifásico merece destaque pela estimação das tensões com amplitude média quando submetido a tensões desequilibradas em amplitude, dispensando, neste caso, o uso de detectores de seqüência positiva. E, conforme os valores atribuídos a Q e R , pode apresentar um desempenho melhor que o monofásico.

Sendo assim, os algoritmos propostos são alternativas interessantes para serem utilizadas nas funções de controle e de sincronismo de geradores com a rede elétrica.

Capítulo 5

Conexão de um Gerador Síncrono com a Rede: Simulações e Resultados Experimentais

Os algoritmos expostos nos capítulos 2, 3 e 4 são utilizados agora em um projeto de simulação de GD, tendo como mecanismo de geração uma máquina síncrona. Neste projeto, desenvolvido em MatLab 7.0.1, foram considerados diversos fatores como: a legislação referente à tensão na chave conectora, a conexão do gerador levemente fora do sincronismo, a influência de distorções e de desequilíbrio nas tensões da rede, o ilhamento e as vantagens e desvantagens de cada um dos algoritmos de sincronismo.

Em seguida, com o sistema de aquisição e processamento de dados baseado no conceito de instrumentação virtual discutido no capítulo 2, são mostrados resultados experimentais da conexão suave com a rede de um gerador síncrono, disponível em laboratório, cuja excitação (independente) e conjugado (fornecido por uma máquina de corrente contínua) foram ajustados manualmente com base nos erros de frequência, magnitude e ângulo de fase das tensões sobre a chave, que foram monitorados continuamente através do instrumento virtual.

5.1 Projeto de GD no MatLab

O projeto de simulação desenvolvido, ilustrado na Fig. 5.1, representa uma rede de distribuição de 380 V eficazes, com nível de curto-circuito de 10 MVA e $R_L/X_L = 1/10$, que faz uso de um gerador síncrono de 60 kVA, 400 V eficazes e 4 pólos, para alimentação de uma carga variável. Os parâmetros atribuídos ao gerador são padrão do MatLab, a saber:

$R_s = 0,03788$ p.u. – Resistência do estator,

$L_l = 0,08$ p.u. – Indutância de dispersão do estator,

$L_{md} = 2,16$ p.u. – Indutância de magnetização do eixo direto,

$L_{mq} = 0,94$ p.u. – Indutância de magnetização do eixo de quadratura,

$R_{f'} = 0,02124$ p.u. – Resistência de campo referida ao estator,

$L_{fd'}$ = 0,1719 p.u. – Indutância de dispersão do campo,

$R_{kd'}$ = 0,1463 p.u. – Resistência de eixo direto referida ao estator,

$L_{kd'}$ = 0,3085 p.u. – Indutância de dispersão de eixo direto referida ao estator,

$R_{kq'}$ = 0,05754 p.u. – Resistência de eixo de quadratura referida ao estator,

$L_{kq1'}$ = 0,05281 p.u. – Indutância de dispersão de eixo de quadratura referida
ao estator,

$H = 1,0$ s – Coeficiente de Inércia e

$F = 0,02056$ p.u. – Fator de fricção.

Deste projeto, fazem parte os seguintes sub-sistemas:

- Algoritmo de Sincronismo,
- Controle de Excitação,
- Controle de Frequência,
- Controle de Ângulo de Fase e
- Detecção de Ilhamento.

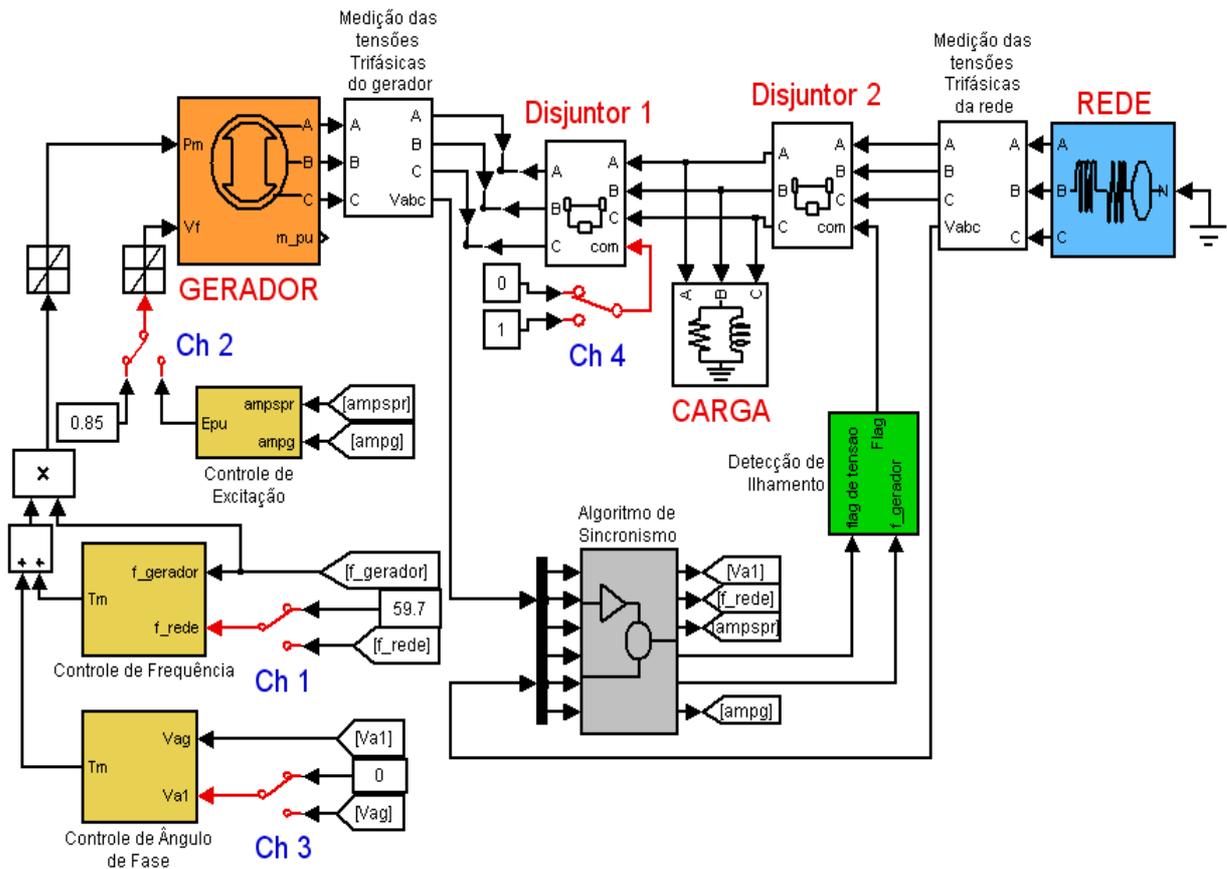


Fig. 5.1 – Projeto de simulação de GD no MatLab 7.0.1.

O Algoritmo de Sincronismo será o sub-sistema responsável por oferecer aos demais todas as informações necessárias a respeito das tensões da rede e do gerador para proceder a conexão suave. Com base nelas, o gerador será ajustado através do acionamento das chaves Ch1-Ch4, descritas na Tabela 5.1.

Tabela 5.1 – Chaves de Acionamento dos Sub-sistemas.

Chave	Função
Ch1	Inicia o processo de sincronização, acionando o Controle de Frequência.
Ch2	Aciona o Controle de Excitação, após o ajuste da frequência.
Ch3	Aciona o Controle de Ângulo de Fase, após o ajuste da excitação.
Ch4	Comanda o fechamento do Disjuntor 1, após o ajuste do ângulo de fase.

Os demais sub-sistemas são detalhados a seguir.

5.1.1 Algoritmo de Sincronismo

Basicamente, esse sub-sistema tem como sinais de entrada as tensões trifásicas a , b e c da rede, identificadas na Fig. 5.2 como (1, 2, 3) e as três tensões terminais do gerador (4, 5, 6), que são amostradas por um “sample/hold” (S/H). Essas amostras são processadas por um bloco de “software” que contém um dos algoritmos dos capítulos anteriores, temporizado por um sinal de “Clock”. Suas saídas são: o sinal ortogonal à fundamental da fase a da rede (1), a frequência fundamental das tensões da rede (2) e do gerador (5), a amplitude da seqüência positiva da rede (3) e da fundamental das tensões do gerador (6), além de um “flag” (4), que permanece inativo enquanto a amplitude das tensões do gerador estiver abaixo de um determinado valor (convencionou-se 90%).

Existem algumas adaptações a serem feitas neste sub-sistema que variam de acordo com o algoritmo de sincronismo escolhido. Quando o algoritmo utilizado é o PLL, as tensões de entrada devem ser normalizadas e a de saída, escalonada, como na Fig. 5.2. Caso se utilize a TDFR, apenas a tensão de saída deve ser escalonada, como na Fig. 5.3. Com o FK, não é necessário nenhum fator multiplicativo, como na Fig. 5.4.

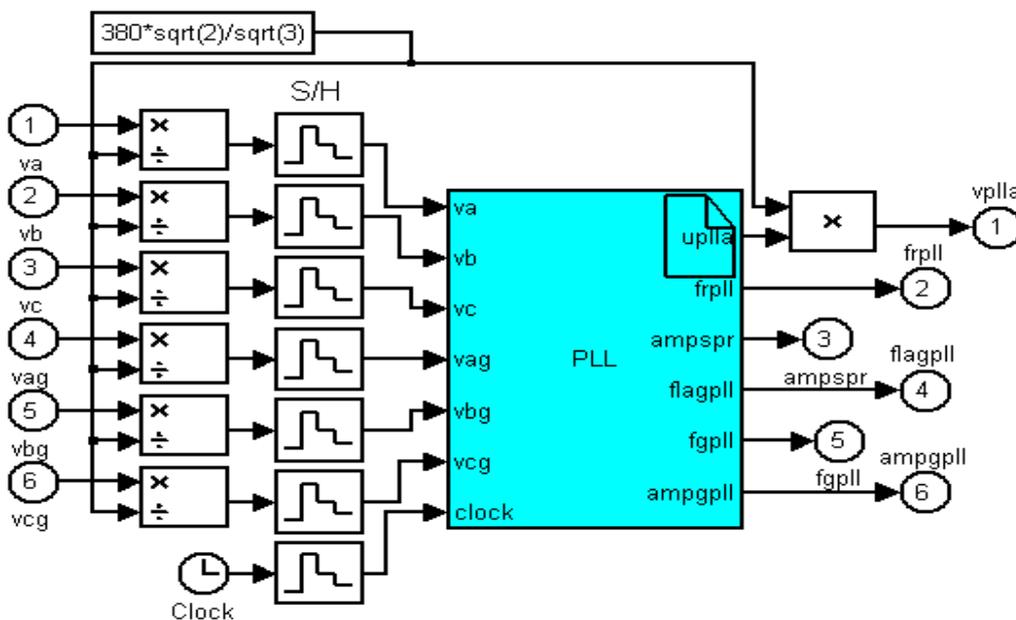


Fig. 5.2 – Sub-sistema Algoritmo de Sincronismo com PLL.

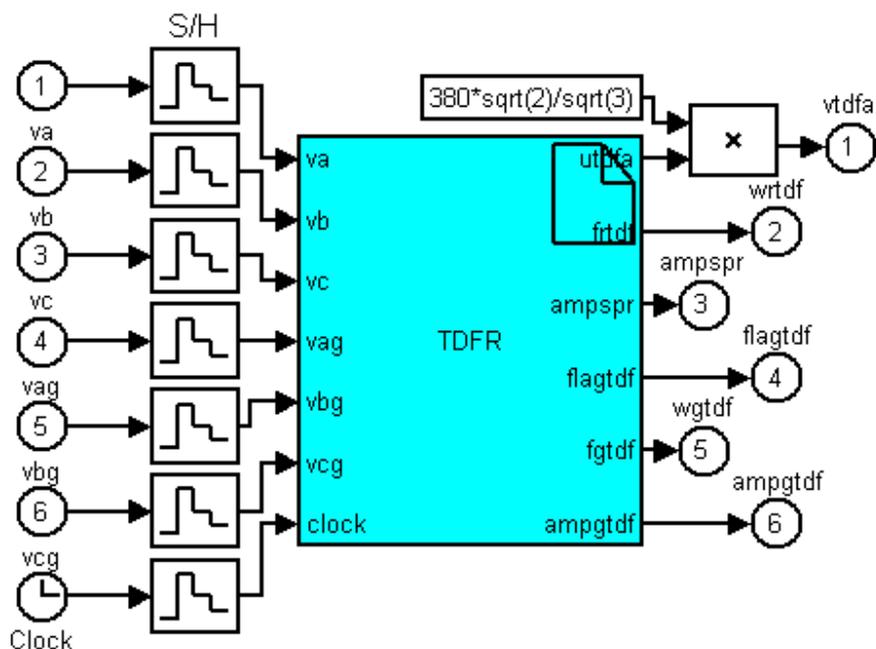


Fig. 5.3 – Sub-sistema Algoritmo de Sincronismo com TDFR.

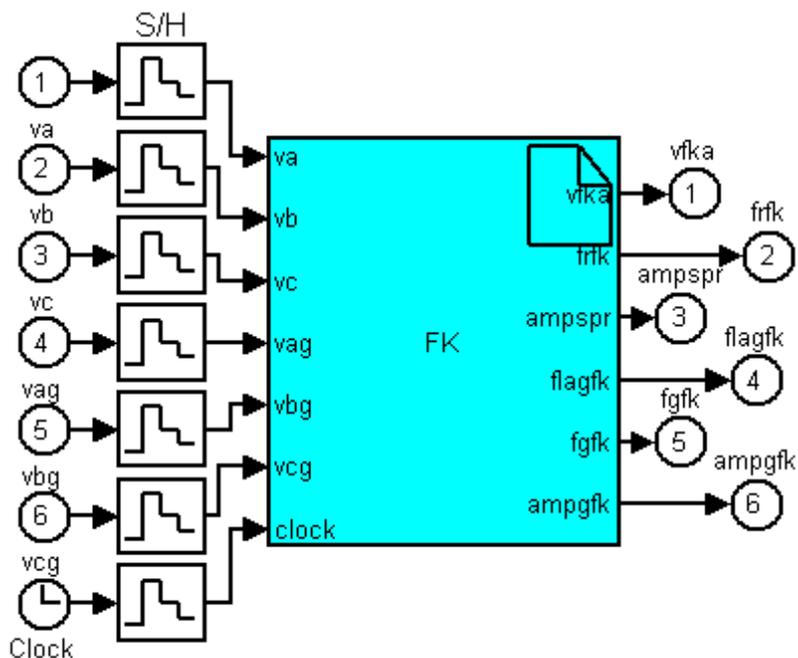


Fig. 5.4 – Sub-sistema Algoritmo de Sincronismo com FK.

5.1.2 Controle de Excitação

As amplitudes das tensões do gerador (2) e da seqüência positiva das tensões da rede (1), sinais de entrada desse sub-sistema, são comparadas e um sinal de erro é gerado. Esse erro passa por um controlador PI e um limitador (Fig. 5.1), resultando um sinal de tensão (p.u.) para o controle da excitação do gerador (1), conforme a Fig. 5.5.

Os valores dos ganhos do PI utilizados, tanto neste sub-sistema quanto nos demais, foram obtidos empiricamente, de forma a resultar respostas adequadas para a aplicação proposta.

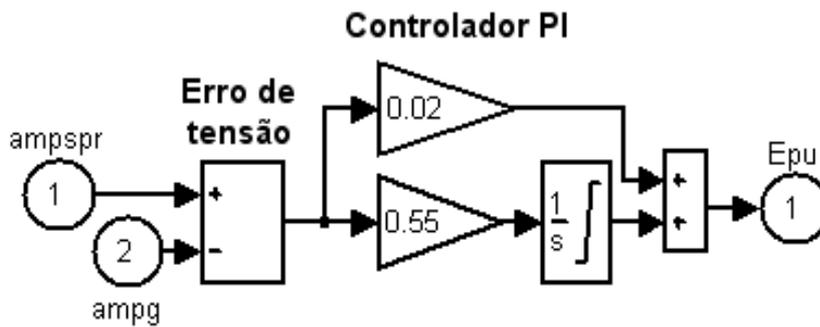


Fig. 5.5 – Sub-sistema Controle de Excitação.

5.1.3 Controle de Freqüência

De modo análogo ao sub-sistema anterior, faz-se uso de um controlador PI para anular o erro entre as freqüências fundamentais da rede (2) e do gerador (1), que terá a potência mecânica aplicada ao seu rotor ajustada de acordo com o sinal de saída (1) obtido. Uma vez que (1) e (2) estão em p.u., torna-se possível a comparação direta, como na Fig. 5.6. No entanto, dependendo dos transitórios do método de identificação de freqüência utilizado, a realimentação da freqüência fundamental da tensão gerada no sub-sistema e, conseqüentemente no gerador, pode tornar algumas simulações instáveis. Este fato, que não impede a obtenção de resultados, é nítido

principalmente quando se faz uso do FK, no qual a matriz A é calculada em função da frequência para a estimação das tensões fundamentais.

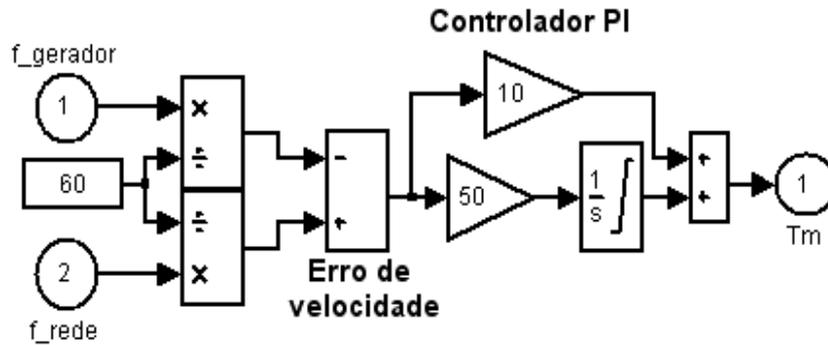


Fig. 5.6 – Sub-sistema Controle de Frequência.

5.1.4 Controle de Ângulo de Fase

A tensão ortogonal à fundamental da tensão da rede, identificada em 5.1.1, e a tensão correspondente do gerador são multiplicadas na entrada deste sub-sistema. Em seguida, é calculada a média desse produto sobre dez ciclos. Essa média só será nula se as tensões de entrada forem ortogonais entre si. Para forçar essa condição, o valor calculado passará por um controlador PI. Como a inércia do gerador é relativamente grande, o ajuste de sua velocidade de rotação deve ser suave. Para tanto, a saída do controlador é multiplicada por uma função exponencial de decaimento lento (“washout”), resultando no sinal de controle de conjugado (1). O sub-sistema está exposto na Fig. 5.7.

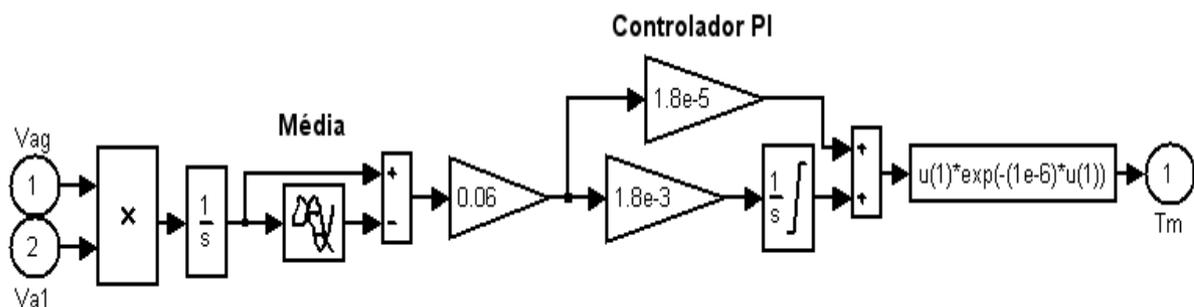


Fig. 5.7 – Sub-sistema Controle de Ângulo de Fase.

5.1.5 Detecção de Ilhamento

Como mencionado no capítulo 1, uma das grandes preocupações quando se trata de GD é a detecção de possíveis ilhamentos e a necessidade da desconexão entre o gerador e a rede. Com base nos relés de taxa de variação de frequência (ROCOF) [18], pode-se propor um mecanismo para detecção de ilhamento, como o mostrado no sub-sistema da Fig. 5.8. Nele, calcula-se o valor absoluto da derivada da frequência fundamental da tensão gerada (2), identificada em 5.1.1. Se o valor absoluto da derivada for maior que um valor limite, neste caso 1,2 Hz/s [18], e o “flag” de tensão gerado por 5.1.1 estiver em 1, um novo “Flag” (1) é ativado para comandar o desligamento automático do Disjuntor 2 (Fig 5.1), desconectando o sistema gerador-carga da rede.

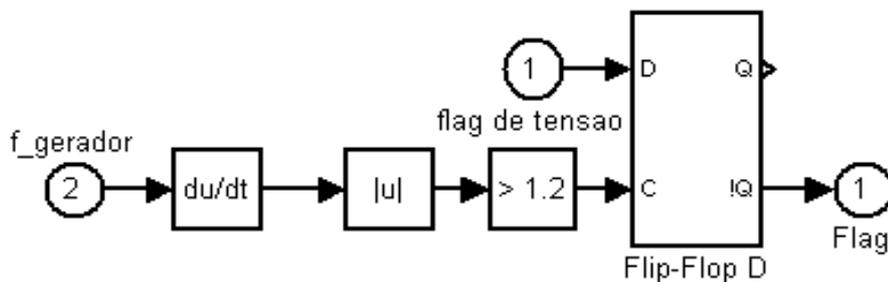


Fig. 5.8 – Sub-sistema Detecção de Ilhamento.

5.2 Condições para o Fechamento da Chave

As condições necessárias para o sincronismo, citadas no capítulo 1, serão detalhadas a seguir, bem como os limites de operação recomendados em [77].

5.2.1 Seqüência de Fases

A seqüência das fases determina a ordem temporal com que ocorrem os picos das tensões trifásicas. Essa ordem está relacionada com o sentido de giro

(horário ou anti-horário) do campo magnético estabelecido pelas tensões em um gerador síncrono. Para a realizar a conexão, então, é necessário adequar o sentido de giro desse campo magnético, que pode ser invertido trocando-se a ordem de duas fases quaisquer, com o imposto pela rede.

Em uma instalação real, a seqüência de fases da rede é bem determinada e o acerto do sentido de rotação da máquina é realizado uma única vez, durante sua a fase de instalação e/ou de comissionamento e, portanto, essa condição não precisa ser monitorada em cada reconexão.

5.2.2 Magnitude das Tensões

A magnitude das tensões terminais de um gerador síncrono depende fortemente da corrente de excitação e, em menor grau, da velocidade do rotor e da reação de armadura provocada pela corrente da carga, que afeta o fluxo magnético no entreferro. Sendo assim, ela pode ser ajustada através do controle da corrente de excitação, que é contínua, injetada no enrolamento do rotor da máquina para produzir o fluxo magnético responsável pela indução das tensões alternadas nos enrolamentos distribuídos no estator.

Neste projeto, como visto, o sinal de controle para ajuste da tensão terminal é um sinal de tensão em p.u., correspondente à tensão a ser aplicada na excitação para produzir a tensão de saída desejada no gerador.

Segundo [77], a diferença entre as magnitudes das tensões da rede e do gerador, com capacidade até 500 kVA, deve ser de, no máximo, 10% para que se possa fechar a chave com segurança.

5.2.3 Freqüência das Tensões

A freqüência das tensões geradas pela máquina síncrona depende da taxa de variação do fluxo magnético do rotor enlaçado com as espiras do estator. Como

o enrolamento do estator é estacionário, a variação do fluxo indutor depende apenas da velocidade do rotor e do número de pólos da máquina, sob excitação constante. Portanto, para se ajustar a frequência das tensões geradas, é necessário atuar na velocidade de acionamento do rotor, através da máquina primária (turbina a gás ou vapor, motor a combustão, etc.)

Neste projeto, como visto, o sinal de controle para ajuste da velocidade é um sinal equivalente ao de uma potência mecânica em p.u. aplicada ao rotor da máquina.

Do ponto de vista da rede, em condições normais de operação, a frequência varia muito pouco em função do carregamento das máquinas ao longo do ciclo diário de carga. O controle automático da geração (CAG) toma conta das ações necessárias para ajustar a geração do sistema interligado com as necessidades de consumo variável ao longo do período, levando em conta uma série de restrições operativas como carregamento máximo dos geradores e turbinas, de linhas e transformadores, os níveis dos reservatórios, os custos de geração e de transporte de energia, etc. Portanto, o processo de sincronização de um novo gerador com a rede deve ser capaz de seguir as variações da frequência da rede para não criar interferências indesejáveis no CAG do sistema interligado. Esse ajuste pode ser feito através do controle da potência elétrica entregue pela máquina à rede, deixando-se que a rede imponha a sua frequência, após a sincronização.

Segundo [77], a diferença entre as frequências das tensões da rede e do gerador deve ser de, no máximo, 0,3 Hz para que se possa fechar a chave com segurança.

5.2.4 Ângulo de Fase das Tensões

Depois de acertar a seqüência das fases, a magnitude e a frequência das tensões, resta minimizar o erro de ângulo de fase entre as tensões correspondentes à rede e ao gerador. Para tanto, é necessário atuar temporariamente sobre a velocidade da máquina motriz até que o erro esteja dentro dos limites previstos por norma.

Segundo [77], a defasagem entre as tensões da rede e do gerador deve ser de, no máximo, 20° para que se possa fechar a chave com segurança.

5.3 Simulações

Apesar de terem sido discutidos detalhes a respeito da dinâmica dos algoritmos de sincronismo nos capítulos anteriores, os resultados de simulação a serem apresentados a seguir visam analisar principalmente a aplicabilidade deles no projeto de geração distribuída da Fig. 5.1, uma vez que a dinâmica do gerador é bem mais lenta que a dos algoritmos. Sendo assim, serão observadas as tensões/correntes no Disj. 1, as tensões da rede e as geradas, além das demais grandezas referentes ao gerador quando a rede encontra-se desequilibrada [46] (Fase *a*: 100%, Fase *b*: 97% e Fase *c*: 104%) e distorcida [46] (3% de 3^a, 5^a e 7^a harmônicas, DHT \cong 5,2%). Nessas condições, buscar-se-á perceber possíveis diferenças no processo de sincronização de acordo com o algoritmo utilizado.

Antes do sincronismo, a excitação do gerador será ajustada para 0,85 p.u., enquanto seu conjugado gera tensões com frequência de 59,7 Hz. Após o sincronismo, o gerador deverá operar no modo exportação. A carga conectada a ele é de 45 kVA, com F.P. = 0,92 indutivo.

5.3.1 PLL

Fazendo uso do PLL como algoritmo de sincronismo, os resultados estão nas Fig. 5.9-5.12. O modelo trifásico foi empregado na rede, enquanto que o monofásico foi utilizado nas tensões do gerador, uma vez que elas são equilibradas e, por isso, o monitoramento de apenas uma delas é o suficiente.

No gráfico superior da Fig. 5.9, tem-se a tensão no Disjuntor 1 (Fase *a*) e nos inferiores, os detalhes desta tensão e da gerada (Fase *a*) no momento da conexão.

Na Fig. 5.10, são mostradas a excitação, a velocidade de rotação, o conjugado e a potência elétrica do gerador, sendo esta oscilatória após a conexão, devido ao conteúdo harmônico e ao desequilíbrio da rede. A amplitude e a frequência das tensões geradas, bem como a frequência da rede, identificadas pelo PLL, estão na Fig. 5.11. Na Fig. 5.12, estão a evolução dos erros de frequência, amplitude e ângulo de fase entre as tensões geradas e as da rede. Nessas figuras, estão sinalizados os instantes de atuação das chaves Ch1-Ch4.

No instante 1,0 s, procede-se ao controle da frequência das tensões geradas através do ajuste da velocidade de rotação do gerador (Ch1). Esta apresenta um “overshoot” de 0,21% e leva cerca de 1,7 s para se estabilizar. Após este ajuste, a tensão no Disj. 1 é de 73 V (pico) e a defasagem entre as tensões é de 9,5°. No instante 3,0 s, aciona-se o controle de excitação do gerador (Ch2), ajustando-se a magnitude das tensões geradas. No instante 4,0 s, o controle de ângulo de fase (Ch3) inicia sua atuação para que, próximo do instante 4,4 s, a Ch4 possa acionar o fechamento do Disj. 1 sob uma tensão de pico de cerca de 17 V. A corrente no Disj. 1 é de 19 A, chegando a 32,5 A (26% da corrente nominal do gerador) durante o transitório.

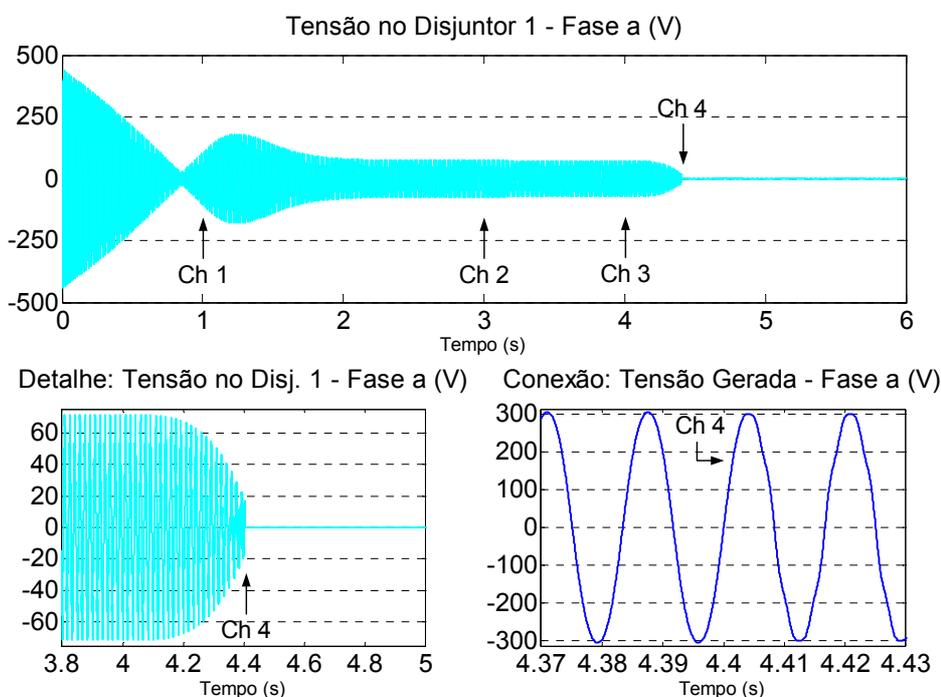


Fig. 5.9 – PLL: Tensão no Disj. 1 e tensão gerada (Fase *a*) no momento da conexão.

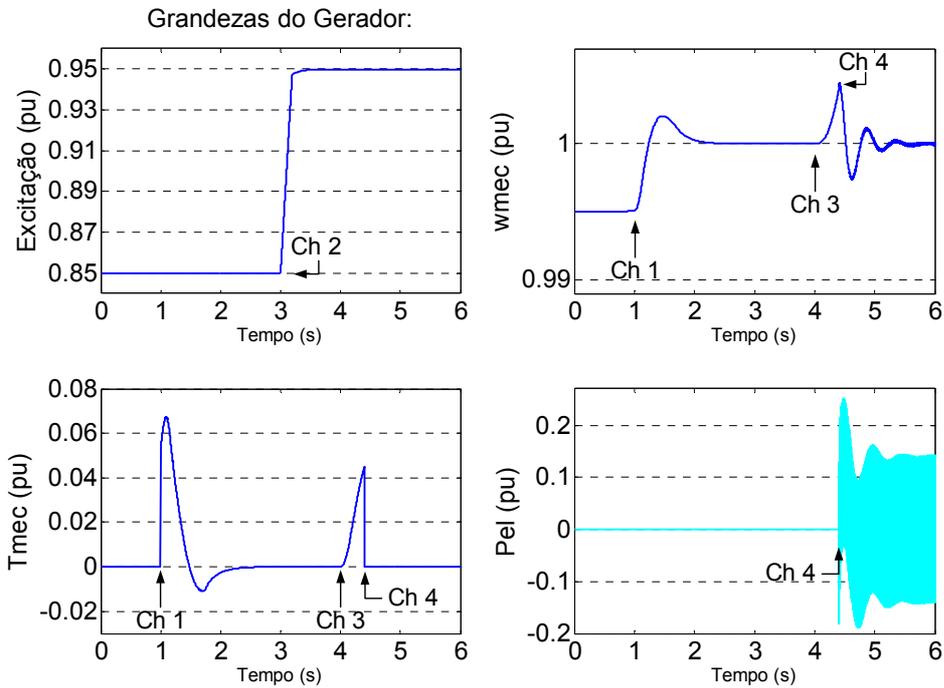


Fig. 5.10 – PLL: Excitação, velocidade de rotação, conjugado e potência elétrica do gerador.

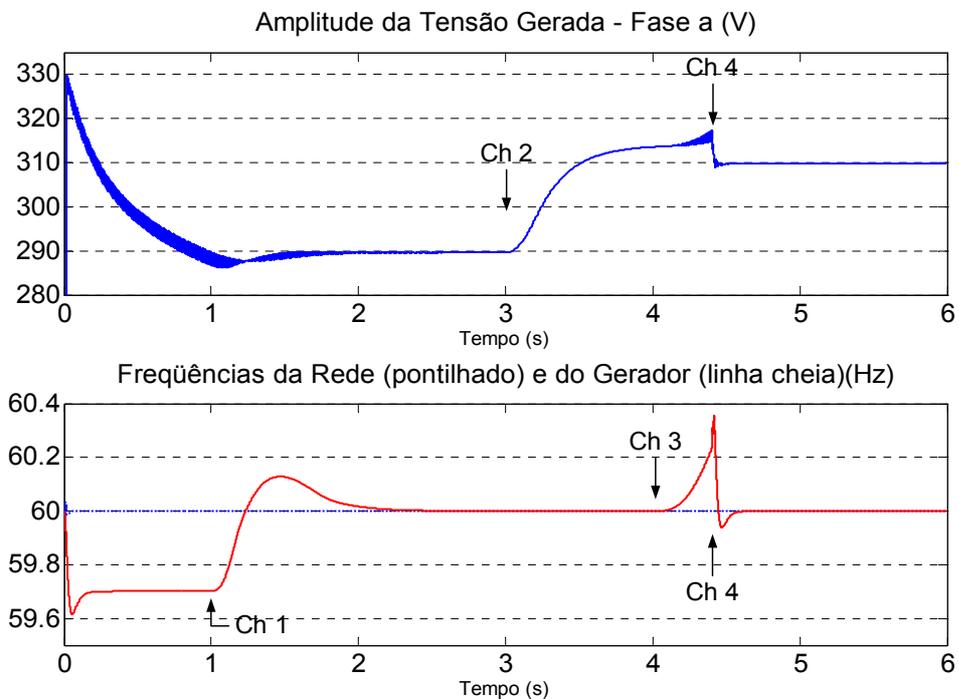


Fig. 5.11 – PLL: Amplitude da tensão gerada (Fase *a*) e freqüências fundamentais das tensões da rede e do gerador.

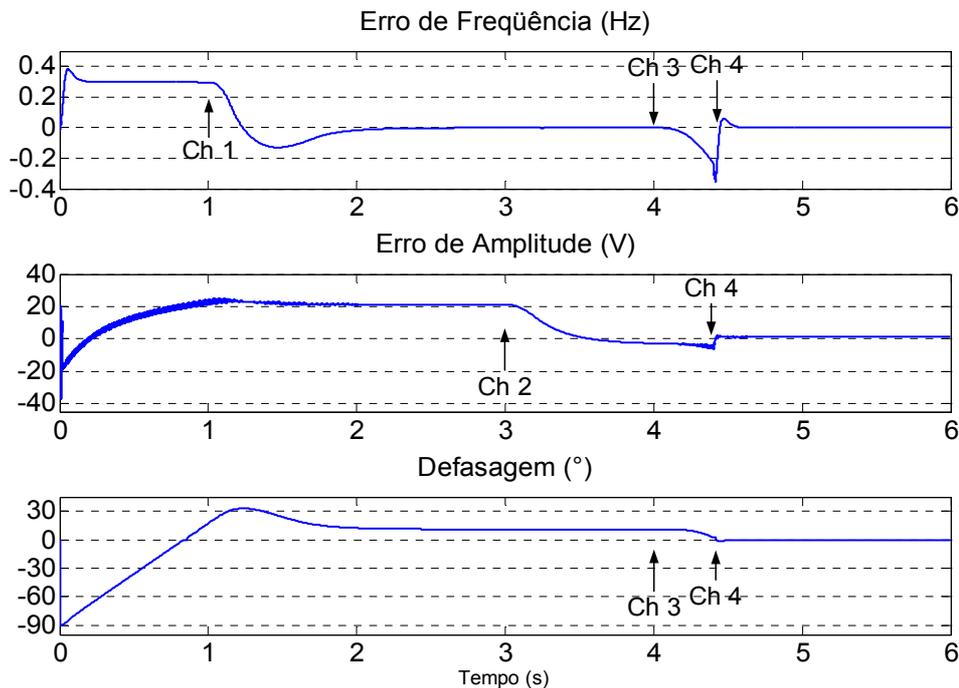


Fig. 5.12 – PLL: Erros de frequência e amplitude e defasagem entre as tensões geradas e as da rede.

5.3.2 TDFR

Utilizando a TDFR como algoritmo de sincronismo, com a frequência sendo identificada via equação (3.31), foram obtidos os resultados das Fig. 5.13-5.16.

Acionando-se as chaves Ch1-Ch3 nos mesmos instantes de tempo, a maior parte das grandezas analisadas é semelhante às do caso anterior. Nota-se, porém, diferenças, devido ao método de cálculo, nos gráficos que mostram a amplitude e a frequência das tensões geradas e a frequência da rede (Fig. 5.15), bem como nas curvas dos erros de amplitude, frequência e ângulo de fase (Fig. 5.16). Acionada a Ch1, a velocidade de rotação do gerador apresenta um “overshoot” de 0,25% e estabiliza-se em 1,5 s (Fig. 5.14). Após este ajuste, a tensão no Disj. 1 é de 62 V (pico) e a defasagem entre as tensões é de 7,5°. A conexão pôde ser feita próxima do instante 4,4 s, quando a tensão no Disj. 1 (Fase *a*) era de 17 V de pico (Fig. 5.13). A corrente no Disj. 1 é de 19 A, chegando a 28,3 A (23% da corrente nominal do gerador) durante o transitório.

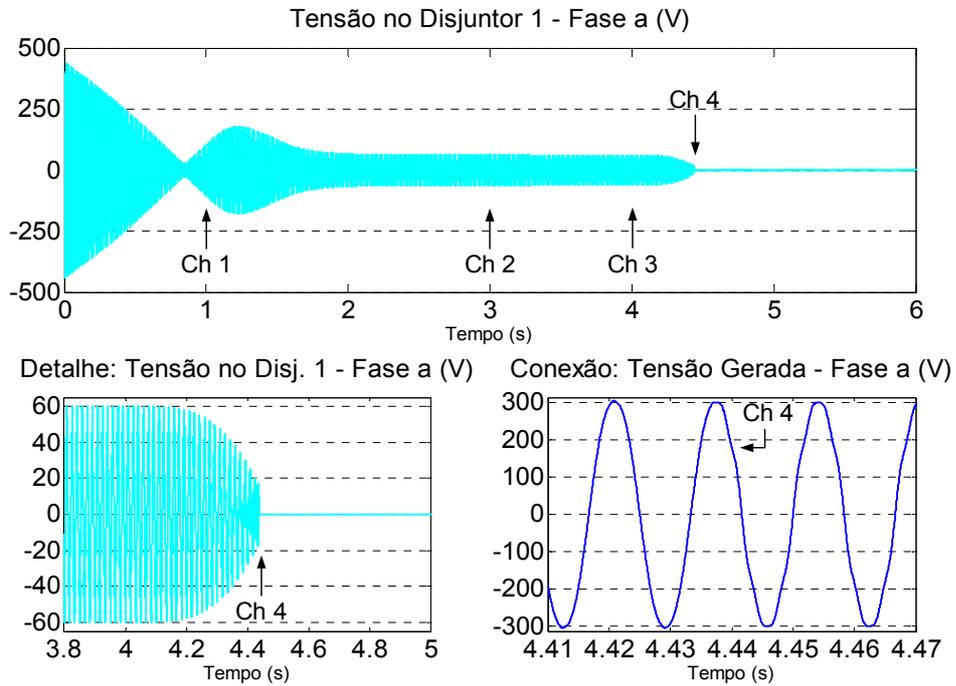


Fig. 5.13 – TDFR: Tensão no Disj. 1 e tensão gerada (Fase *a*) no momento da conexão.

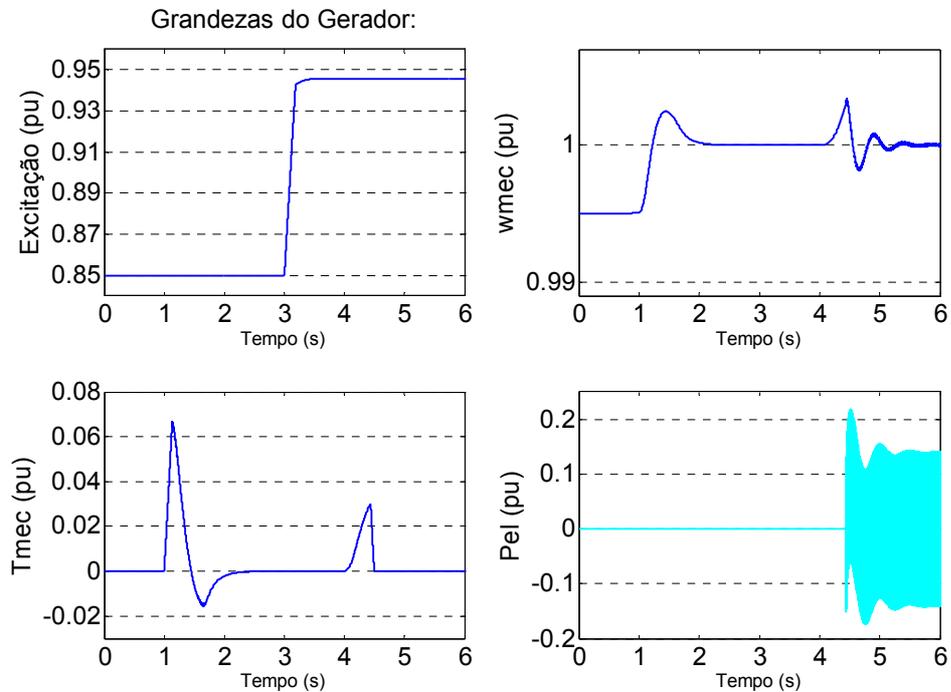


Fig. 5.14 – TDFR: Excitação, velocidade de rotação, conjugado e potência elétrica do gerador.

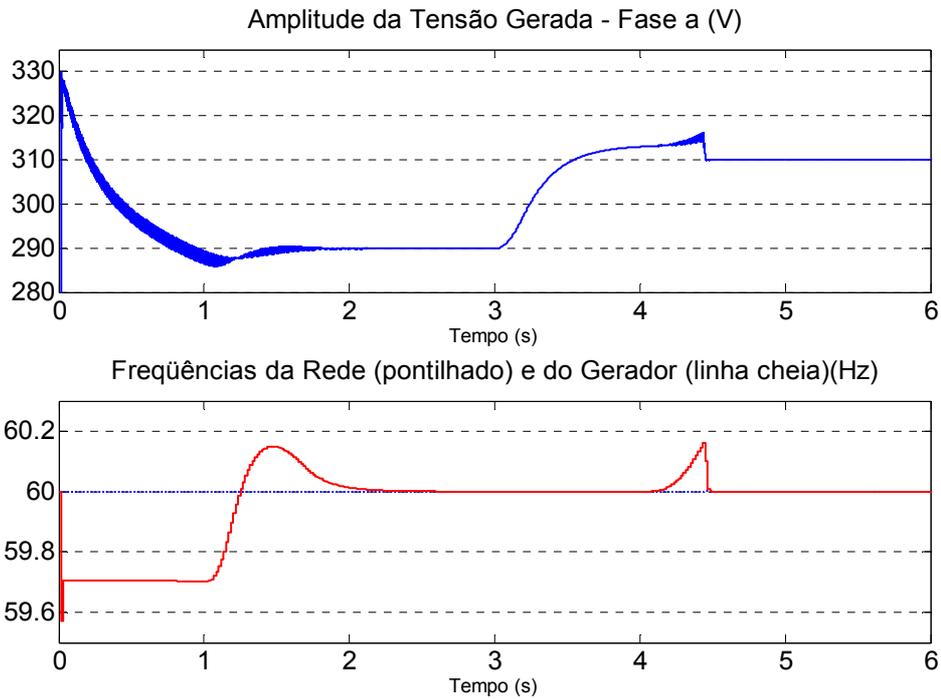


Fig. 5.15 – TDFR: Amplitude da tensão gerada (Fase *a*) e frequências fundamentais das tensões da rede e do gerador.

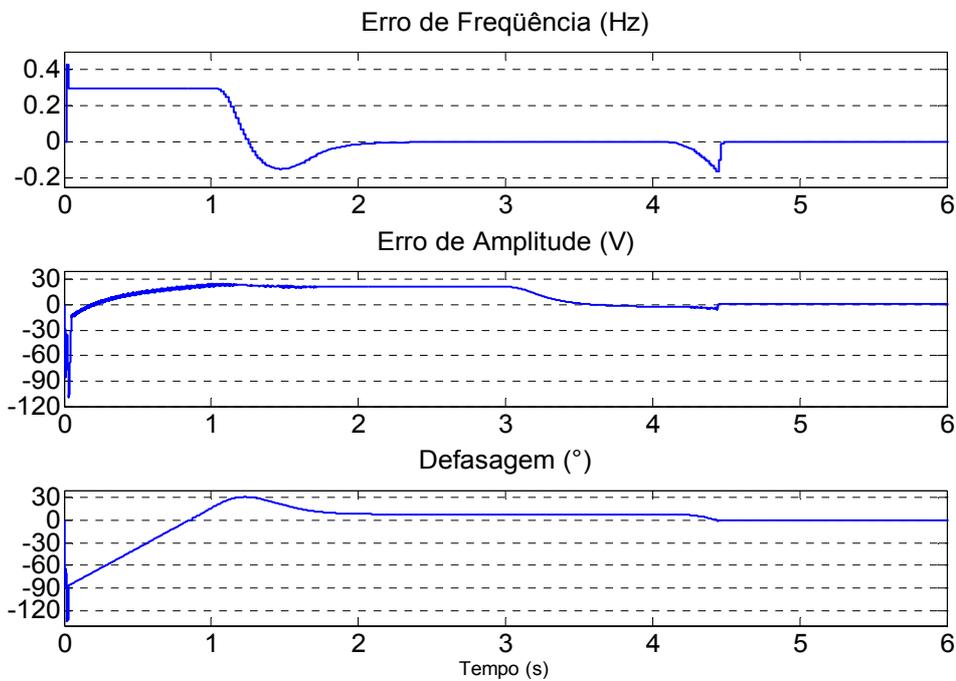


Fig. 5.16 – TDFR: Erros de frequência e amplitude e defasagem entre as tensões geradas e as da rede.

5.3.3 FK

Quando o FK foi utilizado como algoritmo de sincronismo, os resultados foram os expostos nas Fig. 5.17-5.20. O modelo monofásico foi utilizado nas tensões do gerador, enquanto que o trifásico foi empregado na rede.

Novamente, o comportamento do sistema não se altera significativamente. Nota-se, porém, as diferenças nos gráficos que mostram a amplitude (bastante oscilatória) e a frequência das tensões geradas e a frequência da rede (Fig. 5.19) e também nas curvas dos erros de amplitude, frequência e ângulo de fase (Fig. 5.20), devido ao método de cálculo. A velocidade de rotação do gerador eleva-se um pouco mais que nos casos anteriores (0,32%) e estabiliza-se mais rápido (0,93 s) (Fig. 5.18). Após este ajuste, a tensão no Disj. 1 é de 45 V (pico) e a defasagem entre as tensões é de $4,5^\circ$. A conexão pôde ser feita próxima do instante 4,4 s, quando a tensão no Disj. 1 (Fase *a*) era de 17 V de pico (Fig. 5.17). A corrente no Disj. 1 é de 19 A, chegando a 23,7 A (20% da corrente nominal do gerador) durante o transitório.

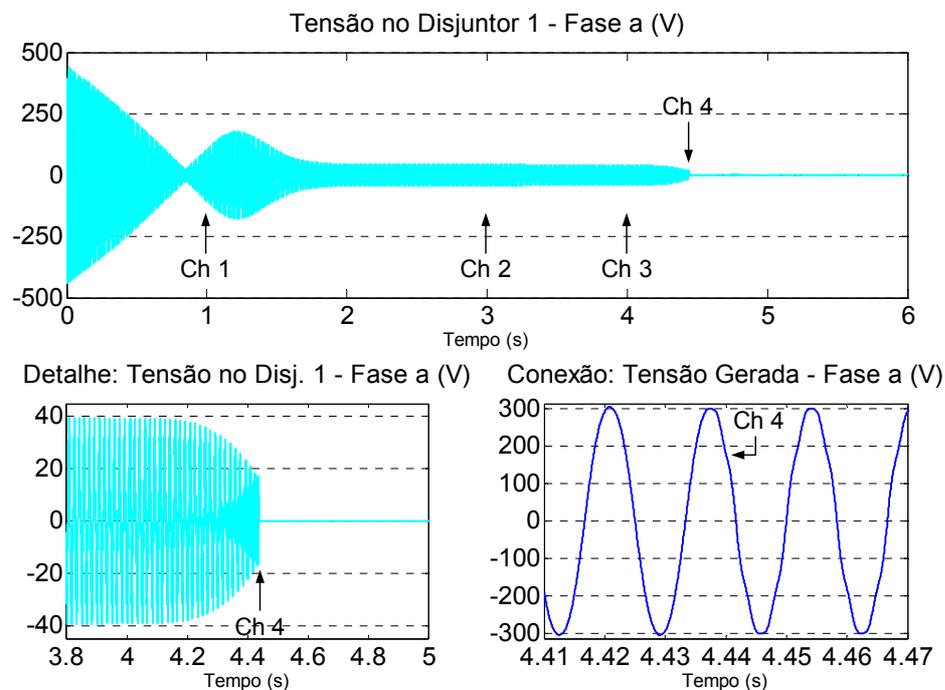


Fig. 5.17 – FK: Tensão no Disj. 1 e tensão gerada (Fase *a*) no momento da conexão.

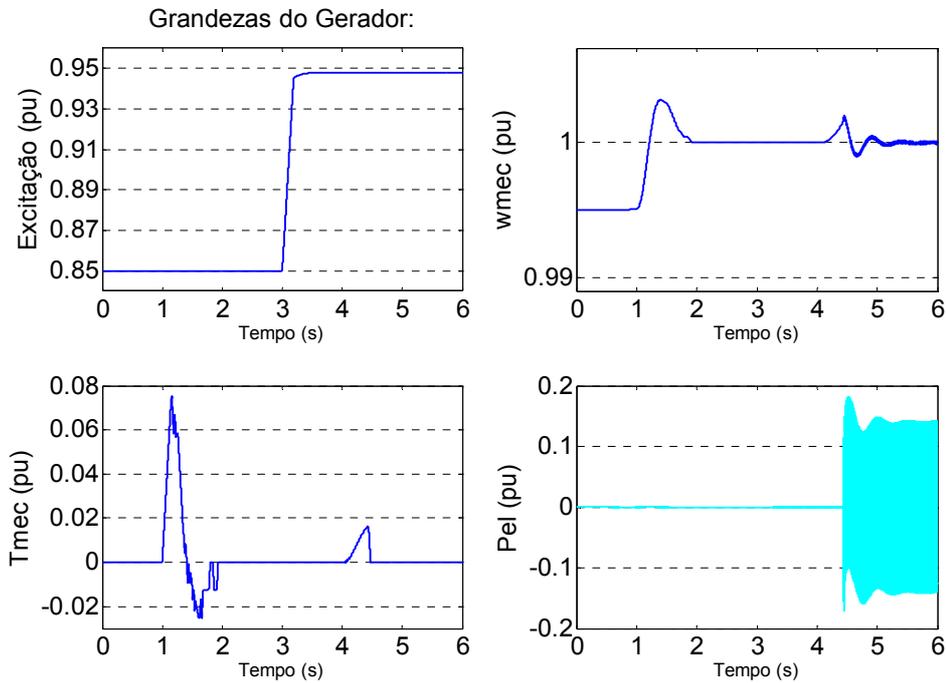


Fig. 5.18 – FK: Excitação, velocidade de rotação, conjugado e potência elétrica do gerador.

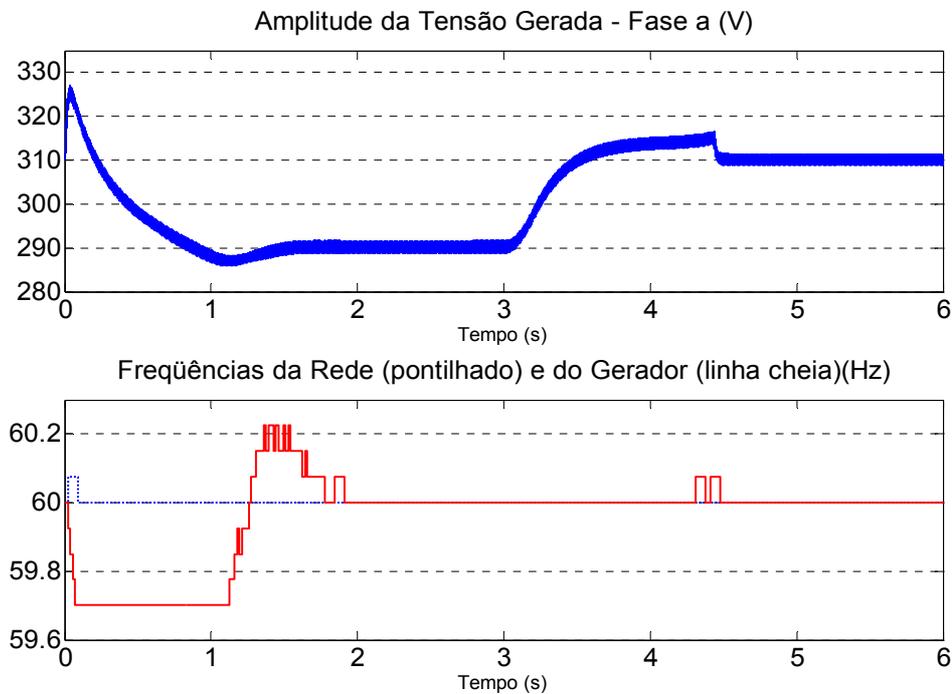


Fig. 5.19 – FK: Amplitude da tensão gerada (Fase *a*) e frequências fundamentais das tensões da rede e do gerador.

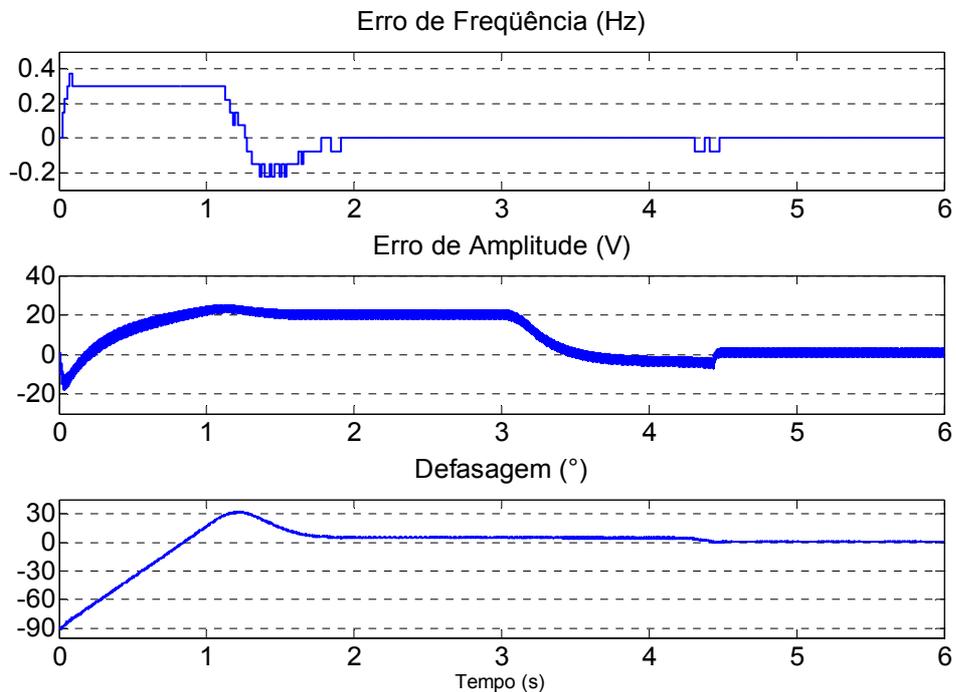


Fig. 5.20 – FK: Erros de freqüência e amplitude e defasagem entre as tensões geradas e as da rede.

A Fig. 5.21 mostra o impacto no gerador quando a interconexão é feita sem o ajuste do ângulo de fase das tensões (tensão no Disj. 1 (Fase *a*) = 60 V de pico, no instante 4,0 s). A tensão gerada apresenta uma descontinuidade e os “overshoots” da velocidade de rotação e da potência elétrica são bem maiores. A corrente no Disj. 1 atinge um pico 160 A em uma das fases.

Como já antecipado, os resultados obtidos para os três algoritmos são bastante semelhantes. As pequenas diferenças que puderam ser notadas em seus desempenhos estão expostas na Tabela 5.2. Nela, destaca-se a dinâmica de atuação do controle de freqüência com o FK e a conseqüente corrente de pico após a conexão, além do tempo de atuação do controle de ângulo de fase com o PLL.

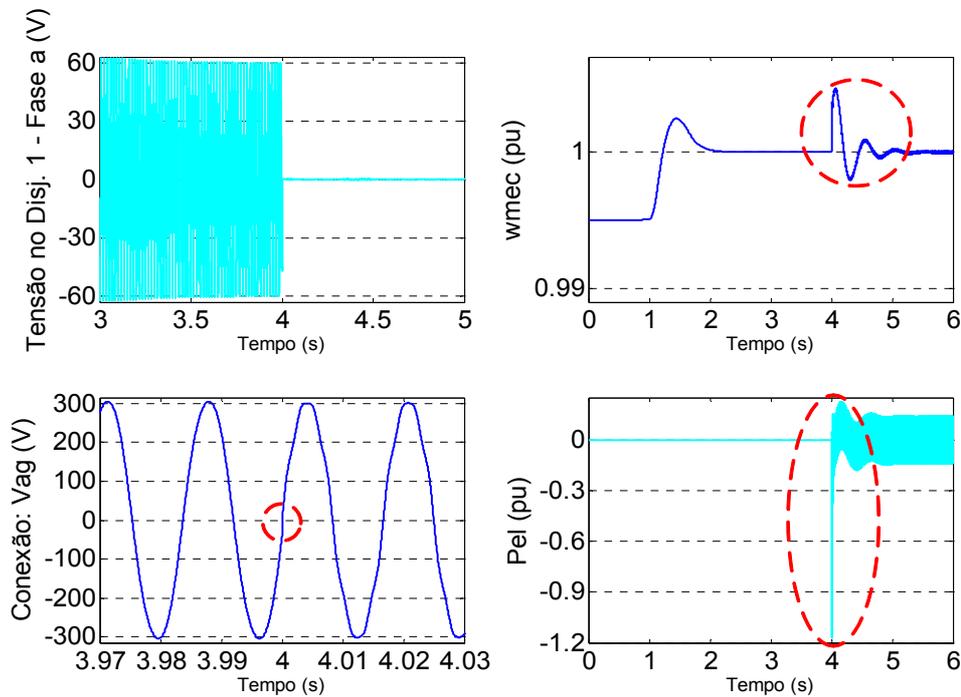


Fig. 5.21 – Tensão no Disj. 1, velocidade de rotação, tensão gerada, e potência elétrica do gerador durante a interconexão sem a atuação do controle de ângulo de fase.

Tabela 5.2 – Diferenças nas atuações dos três algoritmos.

	PLL	TDFR	FK
Tempo de atuação do Controle de Freqüência	1,7 s	1,5 s	0,93 s
“Overshoot” de w_{mec} após Ch1	0,21 %	0,25 %	0,32 %
Tensão de pico no Disj. 1 (Fase a) após Ch1	73 V	62 V	45 V
Defasagem após Ch1	9,5°	7,5°	4,5°
Tempo de atuação do Controle de Excitação	0,53 s	0,58 s	0,52 s
Tempo de atuação do Controle de Ângulo de Fase para o fechamento de Ch4	0,4032 s	0,4368 s	0,4368 s
“Overshoot” após Ch3	0,45 %	0,34 %	0,2 %
Tempo de estabilização de w_{mec} após Ch4	2,0 s	1,8 s	1,2 s
Corrente de pico no Disj. 1 (Fase a)	32,5 A	28,3 A	23,7 A

5.4 Resultados Experimentais

O algoritmo TDFR do capítulo 3 foi utilizado para monitorar a conexão de um gerador síncrono real (2 kVA, 230 V eficazes e 4 pólos) com a rede elétrica. Partindo-se de que a seqüência de fases é conhecida a priori, o algoritmo foi capaz de fornecer as demais informações que são necessárias para garantir a conexão suave, de modo que a circulação de corrente pela chave fosse a menor possível.

No esquema utilizado no ensaio de laboratório (Fig. 5.22), o gerador síncrono era acionado através de um motor CC. Na estrutura usada, o controle da amplitude da tensão gerada foi feito através da corrente de excitação da máquina síncrona; o da velocidade (frequência), através da corrente de excitação do motor CC e o do conjugado (potência gerada), pela variação da corrente da armadura do motor CC, todos manualmente.

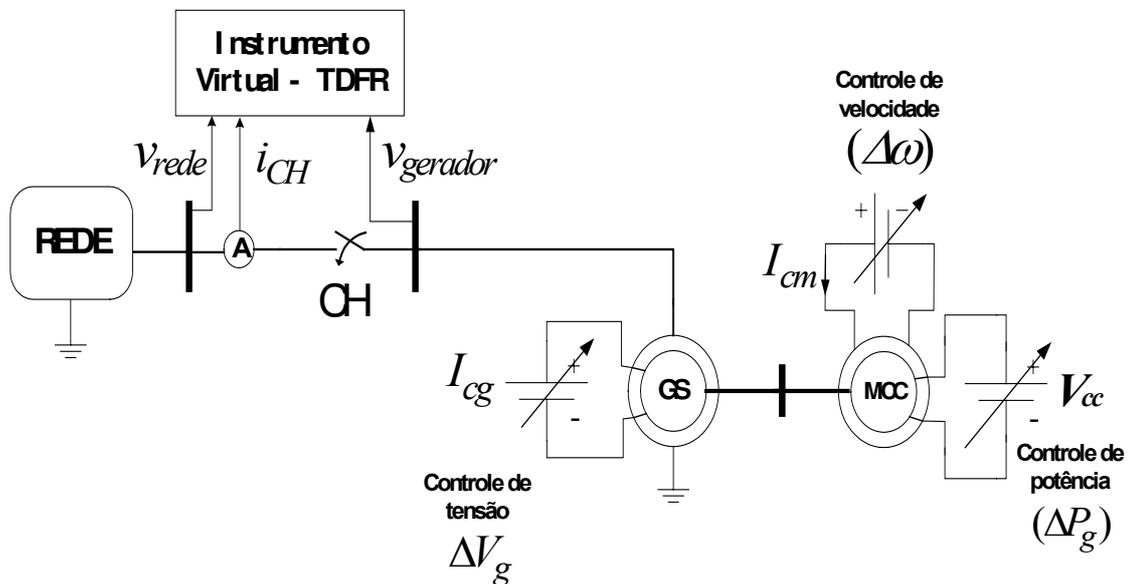


Fig. 5.22 – Diagrama do experimento utilizando o algoritmo TDFR.

Na Fig. 5.23, as duas tensões (rede e gerador em vazio) podem ser vistas, bem como as grandezas calculadas e a diferença entre elas, antes de ser feito qualquer ajuste do gerador. Na Fig. 5.24, o conjugado demandado pelo gerador foi ajustado de

modo a minimizar o erro de frequência. Na Fig. 5.25, minimizou-se o erro de amplitude através do ajuste da excitação da máquina síncrona. Como o erro de frequência não foi completamente anulado, foi possível aguardar até o instante 0,1 s, quando a diferença de ângulo de fase entre as tensões era pequena, para que a chave pudesse ser fechada, interconectando-os, como na Fig. 5.26. Pode-se perceber que a corrente que circula pela chave foi menor quando comparada à da Fig. 5.27, quando os ajustes do gerador não foram adequados.

Com o gerador em plena carga, a conexão também foi possível, como visto na Fig. 5.28. Notar que a corrente na chave é praticamente o dobro da corrente medida com o gerador em vazio. Se os ajustes do gerador não tivessem sido feitos, essa corrente seria bem maior.

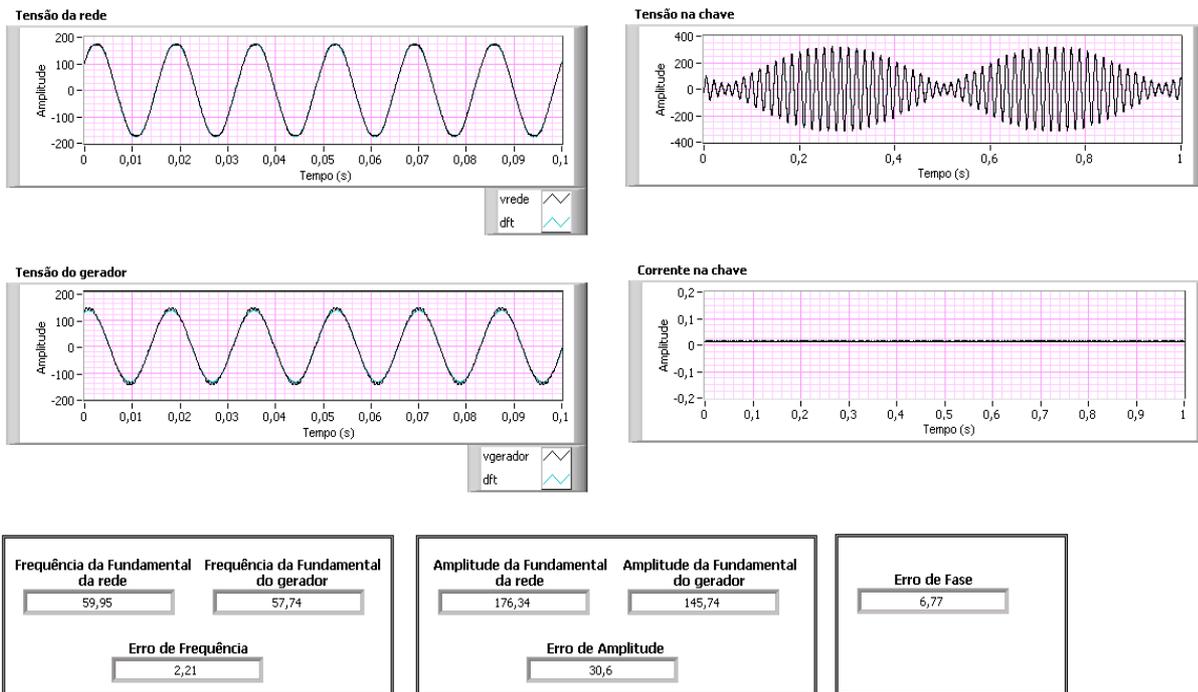


Fig. 5.23 – Gerador em vazio fora do sincronismo.

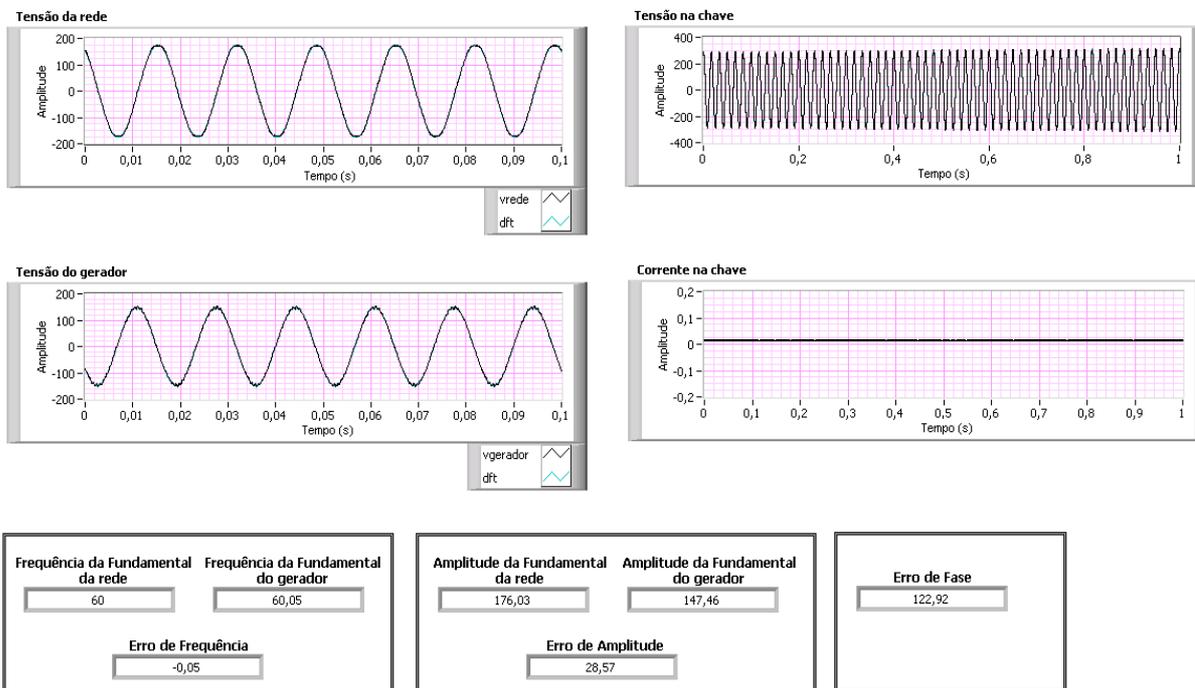


Fig. 5.24 – Gerador em vazio fora do sincronismo, com frequência ajustada.

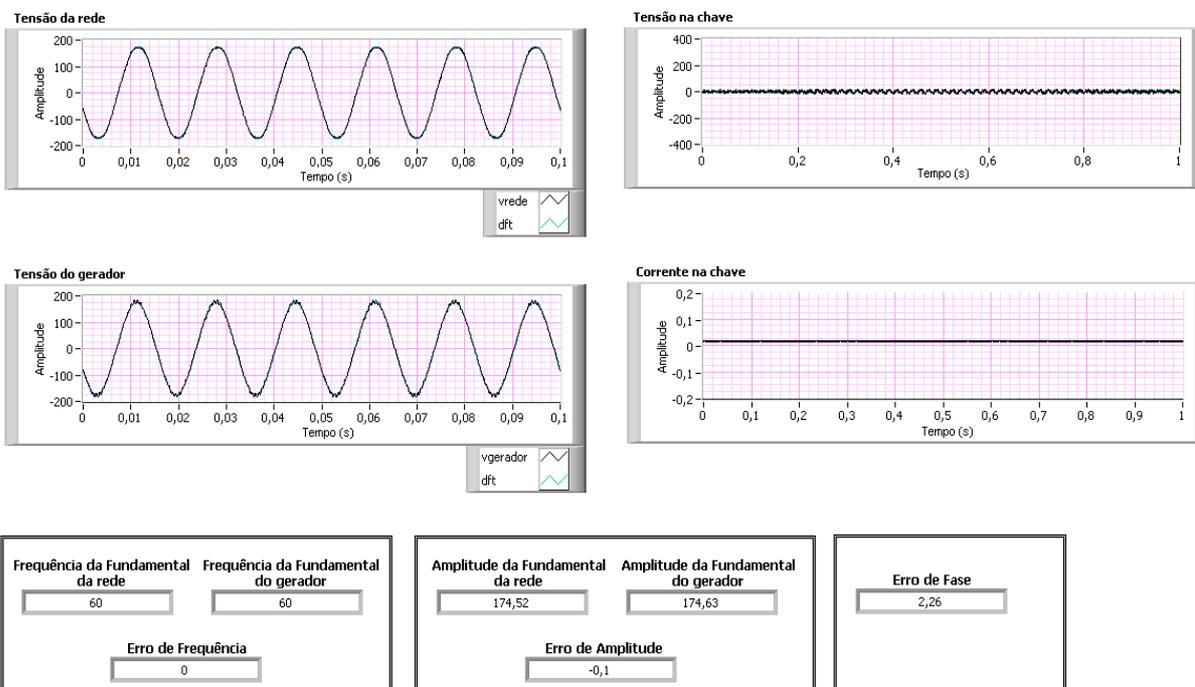


Fig. 5.25 – Gerador em vazio, com frequência e amplitude ajustadas e pequeno erro de ângulo de fase.

Capítulo 5 - Conexão de um GS com a Rede: Simulações e Resultados Experimentais

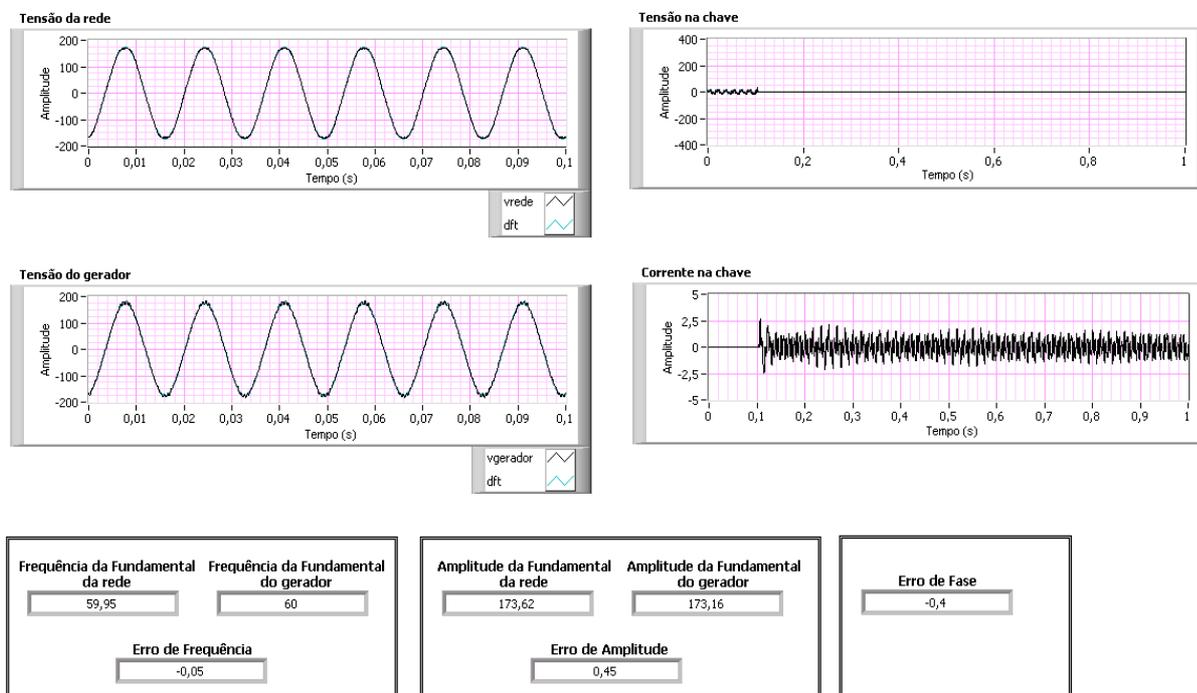


Fig. 5.26 – Interconexão com o gerador sincronizado em vazio.

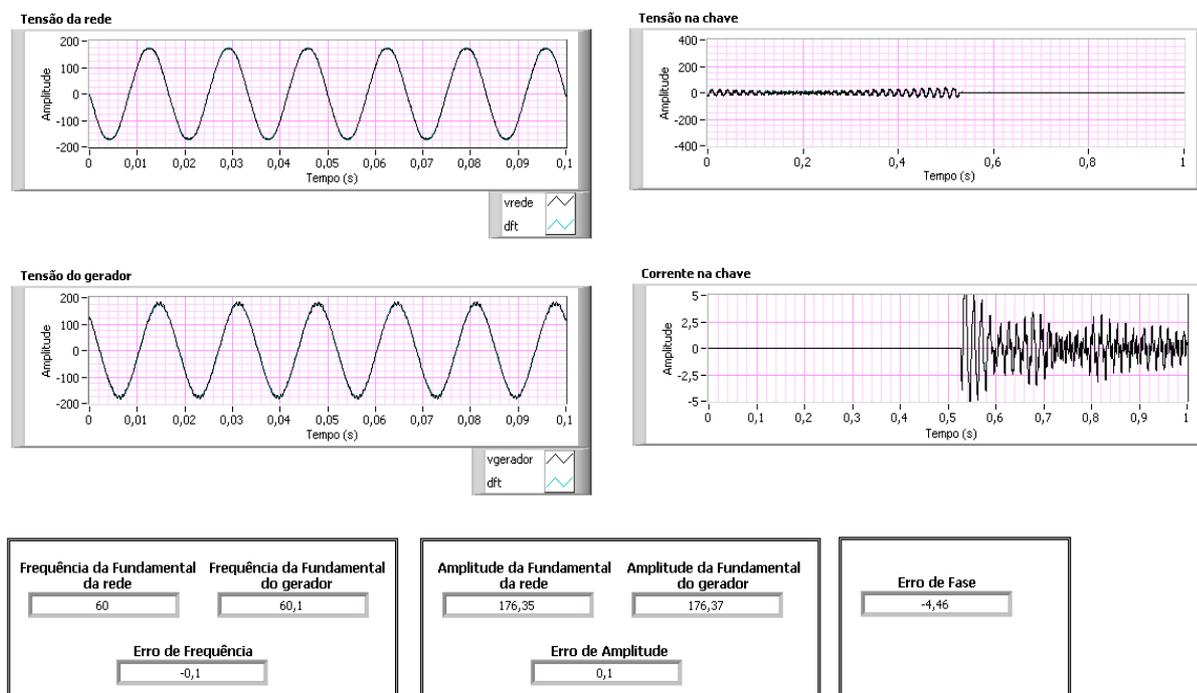


Fig. 5.27 – Interconexão com o gerador em vazio, levemente fora do sincronismo.

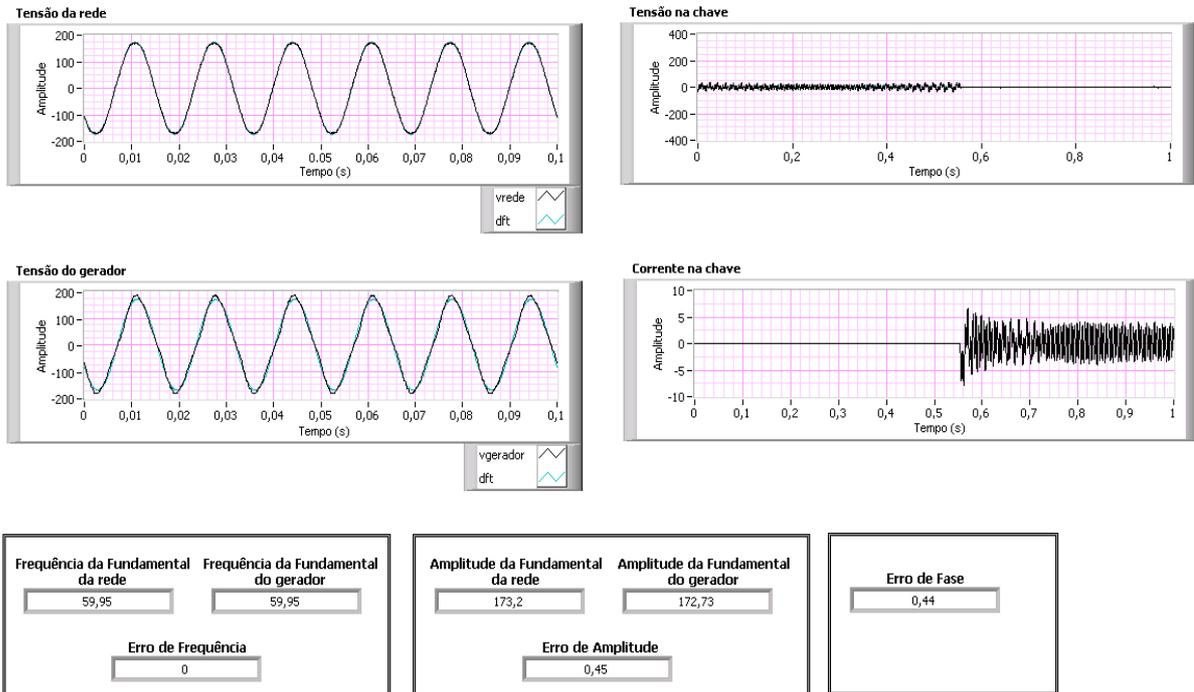


Fig. 5.28 – Interconexão com o gerador sincronizado sob carga plena.

5.5 Conclusões

Com base nos resultados de simulação das Fig. 5.9-5.20, foi possível analisar a viabilidade da aplicação dos algoritmos apresentados para a sincronização de um gerador distribuído com a rede. As diferenças entre as atuações dos algoritmos neste processo são pequenas e são justificadas, sobretudo, pelos métodos de cálculo inerentes a cada um deles.

Destaca-se, através da Tabela 5.2, que o FK leva vantagem em quase todas as grandezas observadas. Porém, esta vantagem vem acompanhada da complexidade computacional de implementá-lo. Fazendo uso do PLL, o mais simples computacionalmente, o “overshoot” de velocidade mecânica de rotação e o tempo de atuação do controle de ângulo de fase são os menores. Por outro lado, com a TDFR, pode-se garantir que as grandezas calculadas não se alterariam caso as distorções harmônicas da rede fossem maiores.

Os resultados experimentais das Fig. 5.23-5.28 confirmam que a TDFR, bem como qualquer um dos outros algoritmos, implementados em um sistema de aquisição e processamento de dados, podem ser utilizados para o fim proposto com desempenho satisfatório.

Capítulo 6

Conclusões e Trabalhos Futuros

6.1 Conclusões Finais

A geração distribuída, apesar de ser uma forma alternativa de geração de energia em meio a um contexto de saturação das fontes de energia atuais, requer uma série de cuidados para ser empregada. Dentre eles, destaca-se o processo de sincronização entre a fonte alternativa e a rede elétrica. Este trabalho buscou mostrar que este processo também pode ser executado através de técnicas digitais implementadas em um sistema de aquisição e processamento de dados, solução ainda hoje pouco explorada no Brasil.

Para tanto, foram apresentados três algoritmos distintos para identificação da amplitude, frequência e ângulo de fase da tensão/corrente fundamental de uma rede. Em geral, independentemente da técnica utilizada, as maiores dificuldades estão

relacionadas com a definição do compromisso desejado entre rapidez de resposta e precisão (imunidade a distorções de forma de onda, assimetrias, desvios de frequência fundamental, etc.) dos algoritmos em regime permanente. Isto significa que dentre as técnicas propostas e analisadas, é implícita a contradição entre uma resposta transitória otimizada e elevada precisão em regime permanente. Outro fator relevante é a complexidade computacional dos algoritmos envolvidos, uma vez que os mesmos podem ser necessários em sistemas de controle ou análise em tempo real.

O comportamento de cada um deles foi analisado em malha aberta sob diversas condições de tensão. Com os resultados obtidos, foi possível perceber que o PLL é vantajoso quando se requer precisão na dinâmica de variação da frequência fundamental, sendo a convergência do modelo trifásico mais rápida que a do monofásico. Quando se deseja qualidade de filtragem e desempenho independente do nível de distorção do sinal medido (convergência em 2 ciclos), o algoritmo da TDFR é o mais indicado. O FK pode ser escolhido devido à sua capacidade de filtrar a tensão medida com boa resposta dinâmica, sem normalizá-la e sem a necessidade de escalonar o sinal filtrado. Além disso, ele dispensa o uso de detectores de amplitude e de seqüência positiva, pois o modelo monofásico calcula a amplitude fundamental da tensão medida e o trifásico fornece tensões com amplitude média que, em casos de distorção e de desequilíbrio de amplitude, coincide com a da seqüência positiva.

Os três algoritmos aplicados em um projeto de GD, do ponto de vista do operador, apresentaram praticamente o mesmo comportamento, mostrando que qualquer um deles pode ser aproveitado no processo de sincronização.

Nas simulações expostas no capítulo 5, foi observado que o desequilíbrio e as distorções que as tensões da rede podem conter [46] não impedem o sincronismo e o sistema continua operando de acordo com a norma [77]. Porém, merece destaque a magnitude da corrente na chave, devido aos componentes harmônicos e o de seqüência positiva que passam a circular da rede para o gerador após a conexão. A chave conectora e os condutores devem ser capazes de suportá-la.

Com as informações que os algoritmos de sincronismo fornecem a respeito da frequência fundamental do gerador, foi possível sugerir, de acordo com [18], uma técnica de detecção deilhamento baseada no princípio de funcionamento dos

relés ROCOFs. Quando empregada, deve-se levar em consideração que sua atuação depende do nível de curto-circuito da rede, da capacidade do gerador e da potência da carga. Através de ensaios adicionais, poderá ser verificado se o PLL apresenta-se como o mais adequado para este fim, uma vez que calcula a frequência a cada passo de amostragem e não ao final de cada ciclo como os outros algoritmos.

A aplicabilidade dos algoritmos foi demonstrada através dos resultados experimentais obtidos com os três em malha aberta e com a TDFR para a sincronização de um gerador síncrono com a rede e conclui-se que escolha de qual dos métodos utilizar em GD depende mais da facilidade de implementação que do desempenho de cada um deles.

6.2 Principais Contribuições deste Trabalho

O que foi apresentado neste trabalho procurou evidenciar os seguintes pontos:

- A sincronização de uma fonte de GD com a rede pode ser realizada através de ferramentas digitais baseadas no PLL, TDFR ou FK;
- A partir do PLL, detectores de seqüência positiva e de amplitude puderam ser desenvolvidos;
- A TDFR, mesmo com $T_I \neq T_w$, é capaz de fornecer um sinal filtrado e sincronizado com sua entrada;
- O FK, apresentado nas versões monofásica e trifásica, pode calcular a frequência fundamental dos sinais filtrados dispensando qualquer outro algoritmo para tal;
- A mesma ferramenta digital utilizada para o sincronismo pode ser aproveitada para detectar possíveis ilhamentos e comandar a desconexão do sistema de GD do restante do SEP.

6.3 Trabalhos Futuros

Do universo de estudos de técnicas de processamento digital de sinais e de GD, podem ser destacadas as seguintes possibilidades:

- Utilizar outros tipos de controladores diferentes do PI no PLL e também no projeto de GD do MatLab;
- Desenvolver um método de identificação de frequência dos sinais filtrados da TDFR e do FK que não requeiram médias;
- Aprofundar os estudos sobre o FK, principalmente o trifásico;
- Propor novas técnicas de identificação de ilhamento com o auxílio dos algoritmos digitais e analisar seus desempenhos em diferentes situações de GD.

Referências Bibliográficas

- [1] Jenkins, N.; Allan, R.; Crossley, P.; Kirschen, D.; Strbac, G.; “Embedded Generation”, Institution of Electrical Engineers, Power and Energy Series 31, Londres: 2000.
- [2] Grono, A. J.; “Synchronizing Generators with HITL Simulation”, IEEE Computer Applications in Power, Vol. 14, N^o 4, pp. 43-46, Outubro, 2001.
- [3] Dugan, R. C.; McDermott, T. E.; “Distributed Generation”, IEEE Industry Applications Magazine, Vol. 8, N^o 2, pp. 19-25, Março/Abril, 2002.
- [4] Barsali, S.; Celli, G.; Ceraolo, M.; Giglioli, R.; Pelacchi, P.; Pilo, F.; “Operating and Planning Issues of Distribution Grids Containing Diffuse Generation”, 16th International Conference and Exhibition on Electricity Distribution (CIRED), IEE Conference Publication N^o 482, Vol. 4, Amsterdam, Holanda, 2001.
- [5] Jenkins, N.; Strbac, G.; “Effects of Small Embedded Generation on Power Quality”, IEE Colloquium on Issues in Power Quality, pp. 6/1-6/4, 1995.
- [6] Daley, J. M.; Siciliano, R. L.; “Application of Emergency and Standby Generation for Distributed Generation: Part 1 - Concepts and Hypotheses”, IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 39, N^o 4, pp. 1214-1225, 2003.
- [7] Daley, J. M.; Siciliano, R. L.; “Application of Emergency and Standby Generation for Distributed Generation: Part 2 – Experimental Evaluations”, IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 39, N^o 4, pp. 1226-1233, 2003.
- [8] Dugan, R. C.; McDermott, T. E.; Rizy, D. T.; Steffel, S. J.; “Interconnecting Single-Phase Backup Generation to the Utility Distribution System”, IEEE/PES

Transmission and Distribution Conference and Exposition, Vol. 1, pp. 486-491, Atlanta, EUA, 2001.

- [9] Püttgen, H. B.; Macgregor, P. R.; Lambert, F. C.; “Distributed Generation: Semantic Hype or the Dawn of a New Era?”, IEEE Power & Energy Magazine, Vol. 1, N^o. 1, pp. 22-29, Janeiro/Fevereiro, 2003.
- [10] Tolmasquim, M. T.; “Fontes Renováveis de Energia no Brasil”, CENERGIA, COPPE-UFRJ, Ed. Interciência, Rio de Janeiro: 2003.
- [11] Barsali, S.; Ceraolo, M.; Pelacchi, P.; Poli, D.; “Control Techniques of Dispersed Generators to Improve the Continuity of Electricity Supply”, IEEE Power Engineering Society Winter Meeting, Vol. 2, pp. 789-794, 2002.
- [12] Machado, R. Q.; “Sistema de Geração Distribuída com Fontes CA e CC Conectado a Rede Monofásica e Controle Eletrônico da Qualidade de Energia Elétrica”, Tese de Doutorado, Departamento de Sistemas e Controle de Energia, FEEC/Unicamp, Campinas, Brasil, 2005.
- [13] Oliva, A. R.; Balda, J. C.; “A PV Dispersed Generator: A Power Quality Analysis within the IEEE 519”, IEEE Transactions on Power Delivery, Vol. 18, N^o. 2, pp. 525-530, 2003.
- [14] Smith, J. W.; Taylor, J. A.; Brooks, D. L.; Dugan, R. C.; “Interconnection Studies for Wind Generation”, Rural Electric Power Conference, pp. C3 - 1-8, Scottsdale, EUA, 2004.
- [15] Ramakumar, R.; Chiradeja, P.; “Distributed Generation and Renewable Energy Systems”, 37th Intersociety Energy Conversion Engineering Conference (IECEC '02), pp. 716-724, Washington, EUA, 2004.
- [16] Hatziargyriou, N. D.; Meliopoulos, A. P. S.; “Distributed Energy Sources: Technical Challenges”, IEEE Power Engineering Society Winter Meeting, Vol. 2, pp. 1017-1022, Nova Iorque, EUA, 2002.
- [17] Genji, T.; Fukuyama, Y.; “Utility and Industrial Perspective in Distribution Systems Under Deregulated Environment”, IEEE Power Engineering Society Winter Meeting, Vol. 2, pp. 813-818, Nova Iorque, EUA, 2002.

- [18] Júnior, J. C. M. V.; Freitas, W.; França, A. L. M.; “Análise Comparativa sobre a Eficácia de Relés Baseados em Medidas de Frequência para Detecção de Ilhamento de Geradores Distribuídos”, *Revista Controle & Automação*, Vol. 16, N^o 2, pp. 251-261, 2005.
- [19] Walling, R.A.; Miller, N.W.; “Distributed Generation Islanding-implications on Power System Dynamic Performance”, *IEEE Power Engineering Society Summer Meeting*, Vol. 1, pp. 92-96, Chicago, EUA, 2002.
- [20] Begovic, M. M.; Djuric, P. M.; Dunlap, S.; Phadke, A. G.; “Frequency Tracking in Power Networks in the Presence of Harmonics”, *IEEE Transaction on Power Delivery*, Vol. 8, N^o 2, pp. 480-486, Abril, 1993.
- [21] Hsieh, G. C.; Hung, J.C.; “Phase-Locked Loop Techniques – A Survey”, *IEEE Transaction on Industrial Electronics*, Vol. 43, N^o 6, pp. 609-615, Dezembro, 1996.
- [22] Kaura, V.; Blasko, V.; “Operation of a Phase Locked Loop System Under Distorted Utility Conditions”, *IEEE Transaction on Industry Applications*, Vol. 33, N^o 1, pp. 58-63, Janeiro/Fevereiro, 1997.
- [23] Arruda, L. N.; Silva, S. M.; Filho, B. J. C.; “PLL Structures for Utility Connected Systems”, *IEEE Industry Application Annual Meeting Records*, Vol. 4, pp. 2655-2660, 2001.
- [24] Silva, S. A. O.; Donoso-Garcia P.; Cortizo P. C.; Seixas P. F.; “A Three-Phase Line-Interactive UPS System Implementation with Series-Parallel Active Power-Line Conditioning Capabilities”, *IEEE Transactions on Industry Application*, Vol. 38, N^o 6, pp. 1581-1590, Novembro/Dezembro, 2002.
- [25] Sasso, E. M.; Sotelo, G. G.; Ferreira, A. A.; Watanabe, E. H.; Aredes, M.; Barbosa, P.; “Investigação dos Modelos de Circuitos de Sincronismo Trifásicos Baseados na Teoria de Potências Real e Imaginária Instantâneas (p-PLL e q-PLL)”, *Congresso Brasileiro de Automática (CBA)*, Natal, Brasil, pp. 480-485, 2002.
- [26] Zhan, C.; Fitzler, C.; Ramachandramurthy, V. K.; Arulampalam, A.; Barnes, M.; Jenkins, N.; “Software Phase-Locked Loop Applied to Dynamic Voltage Restorer

(DVR)", IEEE Power Engineering Society Winter Meeting, Vol. 3, pp. 1033-1038, Columbus, EUA, 2001.

- [27] Costa Jr., D. R.; Rolim, L. G. B.; Aredes, M.; "Analysis and Software Implementation of a Robust Synchronizing Circuit – PLL Circuit", IEEE International Symposium of Industrial Electronics, Rio de Janeiro, Brasil, 2003.
- [28] Ferreira, A. A.; "Modelo Experimental de um Circuito de Sincronismo para Aplicações em Compensadores FACTS", Dissertação de Mestrado, Juiz de Fora(MG), Brasil, Fevereiro, 2000.
- [29] Awad, H.; Svensson, J.; Bollen, M. J.; "Tuning Software Phase-Locked Loop for Series-Connected Converters", IEEE Transactions on Power Delivery, Vol. 20, N^o 1, pp. 300-308, Janeiro, 2005.
- [30] Marafão, F. P.; "Contribuições para Teoria de Potência Instantânea e Aplicações em Qualidade de Energia", Dissertação de Mestrado, Campinas(SP), Brasil, Março, 2000.
- [31] Furuhashi, T.; Okuma, S.; Uchikawa, Y.; "A Study on the Theory of Instantaneous Reactive Power", IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 37, N^o 1, pp. 86-90, Fevereiro, 1990.
- [32] Watanabe, E. H.; Stephan R. M.; Aredes, M.; "New Concepts of Instantaneous Active and Reactive Powers in Electrical Systems with Generic Loads", IEEE Transactions On Power Delivery, Vol. 8, N^o 2, pp. 697-703, Abril, 2003.
- [33] Deckmann, S. M.; Marafão, F. P.; Pádua, M. S.; "Single and Three-Phase Digital PLL Structures Based on Instantaneous Power Theory", Congresso Brasileiro de Eletrônica de Potência (COBEP), Fortaleza, Brasil, 2003.
- [34] Pádua, M. S.; "Identificação da Onda Fundamental da Tensão da Rede", Relatório de Iniciação Científica, UNICAMP, 2003.
- [35] Marafão, F. P.; Deckmann, S. M.; Luna, E. K.; "A Novel Frequency and Positive Sequence Detector for Utility Applications and Power Quality Analysis", International Conference on Renewable Energy and Power Quality (ICREPQ), Barcelona, Espanha, 2004.

- [36] Marafão, F. P.; Deckmann, S. M.; Pomilio, J. A.; Machado, R. Q.; “Metodologia de Projeto e Análise de Algoritmos de Sincronismo PLL”, *Eletrônica de Potência*, Vol. 10, N^o 1, Junho, 2005.
- [37] Pádua, M. S.; Deckmann, S. M.; Marafão, F. P.; “Frequency-Adjustable Positive Sequence Detector for Power Conditioning Applications”, *IEEE 36th Annual Power Electronics Specialists Conference (PESC)*, pp. 1928-1934, Recife, Brasil, 2005.
- [38] Haykin, S.; “An Introduction to Analog and Digital Communications”, John Wiley & Sons, Nova Iorque: 1989.
- [39] De Bellescize, H.; “La Réception Synchrone”, *Onde Electrique*, Vol. 11, pp. 230-240, 1932.
- [40] Chung, S. K.; “A Phase Tracking System for Three Phase Utility Interface Inverters”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 15, N^o 3, pp. 431-438, Maio, 2000.
- [41] Kreyzig, E.; “Advanced Engineering Mathematics”, John Wiley & Sons, Inc, 8^a Ed., 1999.
- [42] Franklin, G. F.; Powell, J. D.; Emani-Naeini, A.; “Feedback Control of Dynamic Systems”, Addison-Wesley Publishing Company, 3^a Ed., 1994.
- [43] Astrom, K. J.; Hagglund, T.; “Automatic Tuning of PID Controllers”, *Instrument Society of America*, 1^a Ed., 1934.
- [44] Leonhard, W.; “Control of Electrical Drives”, Springer-Verlag, Berlim, Alemanha, 1990.
- [45] Ruggiero, M. A. G.; Lopes, V. L. R.; “Cálculo Numérico – Aspectos Teóricos e Computacionais”, Makron Books, 2^a Ed., São Paulo, Brasil: 1996.
- [46] Submódulo 2.2; “Padrões de Desempenho da Rede Básica”, Operador Nacional do Sistema, Dezembro, 2002.
- [47] Moreira, A. C.; “Uso de Instrumentação Virtual para a Análise da Qualidade da Energia Elétrica”, Dissertação de Mestrado, Campinas(SP), Brasil, Agosto, 2006.

- [48] McGrath, B. P.; Holmes D. G.; Galloway, J.; "Power Converter Line Synchronization Using a Discrete Fourier Transform (DFT) Based on a Variable Sample Rate", IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 20, N^o 4, pp. 877-844, 2005.
- [49] Srianthumrong, S.; Sangwongwanich, S.; "An Active Power Filter with Harmonic Detection Method based on Recursive DFT", 8th International Conference on Harmonics And Quality of Power (ICHQP) 98, Vol. 1, pp. 127-132, Atenas, Grécia, 1998.
- [50] Macías, J. A. R.; Expósito, A. G.; "Efficient Moving-Window DFT Algorithms", IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Analog and Digital Signal Processing, Vol. 45, N^o 2, pp. 256-260, 1998.
- [51] Nakano, K.; Ota, Y.; Ukai, H.; Nakamura, K. and Fujita, H.; "Frequency Detection Method Based on Recursive DFT Algorithm", Power Systems Computation Conference (PSCC '02), Session 1, Paper 5, pp. 1-7, Sevilla, Espanha, 2002.
- [52] Funaki, T.; Matsuura, K.; Tanaka, S.; "Error Correction for Phase Detection by Recursive Algorithm Real Time DFT", Electrical Engineering in Japan, Vol. 141, N^o 1, pp. 8-17, 2002.
- [53] Andria, G.; Salvatore, L.; "Inverter Drive Signal Processing via DFT and EKF", IEE Proceedings-Electric Power Applications, Vol. 137, 2^a Ed., pp. 111-119, 1990.
- [54] Andria, G.; Salvatore, L.; Savino, M.; Trotta, A.; "Techniques for Identification of Harmonics in Industrial Power Systems", 9th IEEE Instrumentation and Measurement Technology Conference (IMTC), pp. 114-119, Nova Iorque, EUA, 1992.
- [55] Andria, G.; Attivissimo, F.; Cavone, G.; Lanzolla, A.; "Instantaneous-frequency Measurement for Noisy Nonstationary Distorted Signals", 8th Mediterranean Electrotechnical Conference (MELECON), Vol. 3, pp.1339-1342, Bari, Itália,1996.
- [56] Yang, J. Z.; Liu, C. W.; "A Precise Calculation of Power System Frequency", IEEE Transactions on Power Delivery, Vol. 16, 3^a Ed., pp. 361-366, 2001.

- [57] Chen, C. S.; Liu, C. W.; Jiang, J. A.; “Application of Combined Adaptive Fourier Filtering Technique and Fault Detector to Fast Distance Protection”, IEEE Transactions on Power Delivery, Vol. 21, N^o. 2, pp.619-626, Abril, 2006.
- [58] Wang, M.; Sun, Y.; “A Practical Method to Improve Phasor and Power Measurement Accuracy of DFT Algorithm”, IEEE Transactions on Power Delivery, Vol. 21, N^o. 3, pp. 1054-1062, Julho, 2006.
- [59] Oppenheim, A. V.; Schafer, R. W.; “Discrete-Time Signal Processing”, Prentice Hall Processing Series, 2^a Ed., Nova Jersey: 1999.
- [60] Marafão, F. P.; “Análise e Controle da Energia Elétrica Através de Técnicas de Processamento Digital de Sinais”, Tese de Doutorado, Departamento de Sistemas e Controle de Energia, FEEC/Unicamp, Campinas(SP), Brasil, 2004.
- [61] Padua, M. S.; Deckmann, S. M.; Lopes, A.; Moreira, A. C.; Marafão, F. P.; “Algoritmo Recursivo da TDF para a Identificação da Freqüência e da Fase da Tensão da Rede”, IEEE 7th International Conference on Industrial Applications (INDUSCON), Recife, Brasil, 2006.
- [62] Kundur, P.; “Power System Stability and Control”, McGraw Hill, Nova Iorque: 1993, pp. 581-626.
- [63] Elgerd, O. L.; “Control of Electric Power Systems”, IEEE Control Systems Magazine, Vol. 1, 2^a Ed., pp. 4-16, Junho, 1981.
- [64] Ibraheem, Kumar, P.; Kothari D. P.; “Recent Philosophies of Automatic Generation Control Strategies in Power Systems”; IEEE Transactions on Power Systems, Vol. 20, N^o. 1, pp. 345-357, Fevereiro, 2005.
- [65] Kalman, R. E.; “A New Approach to Linear Filtering and Prediction Problems”, Transaction of the ASME - Journal of Basic Engineering, pp. 35-45, Março, 1960.
- [66] Sorenson, H. W.; “Kalman Filtering: Theory and Application”, IEEE Press, Nova Iorque: 1985.
- [67] Brown, R. G.; “Introduction to Random Signal Analysis and Kalman Filtering”, John Wiley & Sons, Nova Iorque: 1983.

- [68] Simon, D.; "Kalman Filtering", Revista Embedded Systems Programming, pp. 72-79, Junho, 2001.
- [69] Bozic, S. M.; "Digital and Kalman Filtering", Edward Arnold, Londres: 1979.
- [70] Ribeiro, M. V.; Deckmann, S. M.; Romano, J. M. T.; "Adaptive Filtering, Wavelet and Lapped Transforms for Power Quality Problem Detection and Identification", International Symposium on Industrial Electronics (ISIE '03), Vol. 1, pp. 301-306, Rio de Janeiro, Brasil, Junho, 2003.
- [71] Cardoso, R.; Gründling, H. A.; "Single and Three-Phase Kalman Filter Based Synchronization Methods", IEEE 7th International Conference on Industrial Applications (INDUSCON), Recife, Brasil, 2006.
- [72] Liu, S.; "An Adaptive Kalman Filter for Dynamic Estimation of Harmonic Signals", 8th International Conference on Harmonics And Quality of Power, Vol. 2, pp. 636-640, Atenas, Grécia, Outubro, 1998.
- [73] Rebizant, W.; Bak, D.; Szafran, J.; "High-speed Measurements with Adaptive Kalman Filter", 8th IEE International Conference on Developments in Power System Protection, Vol. 1, pp. 52-55, Amsterdam, Holanda, Abril, 2004.
- [74] Anderson, B. D. O.; Moore, J. B.; "Optimal Filtering", Prentice Hall Electrical Engineering Series, Nova Jersey: 1979.
- [75] Welch, G.; Bishop, G.; "An Introduction to the Kalman Filter," University of North Carolina at Chapel Hill, Department of Computer Science, Chapel Hill, NC, EUA, TR95-041, 1995.
- [76] Dattorro, J.; "Convex Optimization & Euclidean Distance Geometry", Meboo Publishing, EUA: 2005.
- [77] IEEE Standard 1547; "IEEE Standard for Interconnecting Distributed Resources with Electric Power Systems", Institute of Electrical and Electronics Engineers, Julho, 2003.