

**UNIVERSIDADE FEDERAL DE PERNAMBUCO
CENTRO DE TECNOLOGIA E GEOCIÊNCIAS
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM
ENGENHARIA ELÉTRICA**



TESE DE DOUTORADO

**Uma Abordagem Vetorial para a Detecção em Tempo
Real de Componentes Harmônicas de Sequência
Positiva e Negativa em Sinais Trifásicos**

Helber Elias Paz de Souza

UNIVERSIDADE FEDERAL DE PERNAMBUCO
CENTRO DE TECNOLOGIA E GEOCIÊNCIAS
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

Uma Abordagem Vetorial para a Detecção
em Tempo Real de Componentes
Harmônicas de Sequência Positiva e
Negativa em Sinais Trifásicos

por

HELBER ELIAS PAZ DE SOUZA

Tese submetida ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Pernambuco como parte dos requisitos para obtenção do grau de Doutor em Engenharia Elétrica.

ORIENTADOR: Francisco A. S. Neves, D.Sc.

Recife, Agosto de 2012.

Catálogo na fonte
Bibliotecária Margareth Malta, CRB-4 / 1198

S729a

Souza, Helber Elias Paz de.

Uma abordagem vetorial para a detecção em tempo real de componentes harmônicos de sequência positiva e negativa em sinais trifásicos / Helber Elias Paz de Souza. - Recife: O Autor, 2012.

xxi, 154 folhas, il., gráfs., tabs.

Orientador: Prof. D.Sc. Francisco A. S. Neves.

Tese (Doutorado) – Universidade Federal de Pernambuco. CTG. Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, 2012.

Inclui Referências Bibliográficas.

1. Engenharia Elétrica. 2. Estimção de Fase e Amplitude. 3. Algoritmo de Sincronismo. 4. Qualidade de Energia. 5. VOC. 6. Harmônicos em Sistemas de Potência. 7. Filtro Digital. I. Neves, Francisco A. S. (Orientador). II. Título.

UFPE

621.3 CDD (22. ed.)

BCTG/2012-219



Universidade Federal de Pernambuco
Pós-Graduação em Engenharia Elétrica

PARECER DA COMISSÃO EXAMINADORA DE DEFESA DE
TESE DE DOUTORADO

HELBER ELIAS PAZ DE SOUZA

TÍTULO

**“UMA ABORDAGEM VETORIAL PARA A DETECÇÃO
EM TEMPO REAL DE COMPONENTES HARMÔNICAS DE SEQUÊNCIA
POSITIVA E NEGATIVA EM SINAIS TRIFÁSICOS”**

A comissão examinadora composta pelos professores: FRANCISCO DE ASSIS DOS SANTOS NEVES, DEE/UFPE; LEONARDO RODRIGUES LIMONGI, DEE/UFPE; FERNANDO PINHABEL MARAFÃO, DEE/UNESP; SELEME ISAAC SELEME JÚNIOR, DEE/UFMG e ZANONI DUEIRE LINS, DEE/UFPE, sob a presidência do primeiro, consideram o candidato **HELBER ELIAS PAZ DE SOUZA APROVADO**.

Recife, 06 de agosto de 2012.

CECÍLIO JOSÉ LINS PIMENTEL
Coordenador do PPGEE

FRANCISCO DE ASSIS DOS SANTOS NEVES
Orientador e Membro Titular Interno

SELEME ISAAC SELEME JÚNIOR
Membro Titular Externo

LEONARDO RODRIGUES LIMONGI
Membro Titular Interno

ZANONI DUEIRE LINS
Membro Titular Externo

FERNANDO PINHABEL MARAFÃO
Membro Titular Externo

AGRADECIMENTOS

Rendo graças a Deus por tudo que me tem concedido e principalmente pelo dom da vida.

Agradeço a minha querida esposa Érica pela compreensão e apoio nos momentos mais difíceis nesta lida durante o doutorado. Desde já, agradeço a meu filho Eric Elias por ter esperado para nascer uma semana após a minha defesa da tese.

Sinceros agradecimentos a meu saudoso pai Eraldo, a minha mãe Lindinalva, a meu irmão Henrique, a minha cunhada Joana Dark, aos meus sogros Amado e Sueli e em geral a toda minha família, por me suportarem com doce e entranhável amor. Foi através de incomensurável esforço de meus pais que tive o ensejo de estudar, sem qualquer impedimento, em boas instituições, as quais encaminharam-me a academia técnica (IFPE) e posteriormente a Escola de Engenharia (UFPE). Reconheço que foi de grande valia o incentivo e atenção dispensados pelo meu primo Perez.

Agradecimentos especiais ao Ilustríssimo Prof. Dr. Francisco de Assis dos Santos Neves pela excelente orientação, companheirismo e forte encorajamento no que concerne as pesquisas. O Prof. Dr. Marcelo Cabral Cavalcanti foi importante para a minha consolidação como pesquisador e por isso o meu muitíssimo obrigado a sua pessoa.

Obrigado aos membros da banca examinadora, Prof. Dr. Fernando P. Marafão, Prof. Dr. Seleme Isaac Seleme Jr., Prof. Dr. Zanoni D. Lins e Prof. Dr. Leonardo R. Limongi, pelas arguições, comentários e sugestões que foram de extrema relevância para o aperfeiçoamento deste trabalho técnico. Também, não posso esquecer dos caros colegas acadêmicos Fabrício e Gustavo, pois seus ajutórios foram de muita importância para desenvolver o tema e as propostas deste trabalho. Gostaria de agradecer aos queridos camaradas Daniel, Gílson, Kléber, Paulo Sérgio e Ygo, pela harmoniosa convivência, apoio e momentos de lazer.

A todos: Deus vos abençoe! Sem vós não haveria esta Tese de Doutorado.

HELBER ELIAS PAZ DE SOUZA

Universidade Federal de Pernambuco

06 de Agosto de 2012

Resumo da Tese apresentada à UFPE como parte dos requisitos necessários para a obtenção do grau de Doutor em Engenharia Elétrica

**UMA ABORDAGEM VETORIAL PARA A DETECÇÃO
EM TEMPO REAL DE COMPONENTES HARMÔNICAS
DE SEQUÊNCIA POSITIVA E NEGATIVA EM SINAIS
TRIFÁSICOS**

Helber Elias Paz de Souza

Agosto/2012

Orientador: Francisco A. S. Neves, D.Sc.

Área de Concentração: Processamento de Energia

Palavras-chaves: Estimação de Fase e Amplitude, Algoritmo de Sincronismo, Qualidade de Energia, VOC, Harmônicos em Sistemas de Potência, Filtro Digital

Número de páginas: 154

O controle orientado pela tensão é uma das técnicas mais usadas para a operação e o controle de quaisquer equipamentos conectados à rede elétrica através de um conversor eletrônico CC-CA, tais como: sistemas de geração de energia distribuída, sistemas de energia ininterrupta e filtros ativos. Por isso, a estimação rápida e precisa do ângulo de fase e por vezes da magnitude instantânea do vetor tensão de sequência positiva na frequência fundamental de uma rede elétrica é essencial para atingir bons desempenhos no controle daqueles sistemas. Então, o presente trabalho apresenta uma revisão de alguns dos principais métodos de sincronização encontrados na literatura, mostrando as vantagens e deficiências dos mesmos. Outrossim, dois novos métodos são concebidos nesta tese e comparados com os demais. As suas funcionalidades são corroboradas por meio de simulações e experimentos. Salienta-se que o enfoque é dado às técnicas empregadas em sistemas elétricos trifásicos.

Abstract of Thesis presented to UFPE as a partial fulfillment of the requirements for the degree of Doctor in Electrical Engineering

**A VECTOR APPROACH FOR REAL-TIME
DETECTION OF POSITIVE- AND
NEGATIVE-SEQUENCE COMPONENTS OF
THREE-PHASE SIGNALS**

Helber Elias Paz de Souza

August/2012

Supervisor: Francisco A. S. Neves, D.Sc.

Area of Concentration: Energy Processing

Keywords: Amplitude and Phase Estimation, Synchronization Algorithm, Power Quality, VOC, Power Systems Harmonics, Digital Filter

Number of pages: 154

Voltage oriented control is one of the most used techniques for the operation and the control of any equipment connected to the grid through a DC-AC electronic converter, such as distributed power generation systems, uninterruptible power supplies and active filters. Therefore, the fast and accurate estimation of the phase angle and instantaneous magnitude of the fundamental-frequency positive-sequence voltage vector of a grid is essential for achieving good control performance of these systems. Then, the present work reviews some of the main methods of synchronization found in the literature, showing their advantages and disadvantages. Two new methods are developed and compared with others in this thesis. The proposed algorithms are verified through simulations and experiments. In this thesis, the focus is directed to three-phase systems techniques.

CONTEÚDO

LISTA DE FIGURAS	x
LISTA DE TABELAS	xvii
LISTA DE NOMENCLATURAS E SÍMBOLOS	xviii
1 INTRODUÇÃO	1
1.1 Necessidade da Sincronização	1
1.2 Alguns dos Principais Métodos de Sincronização	3
1.3 Métodos de Sincronização Propostos	6
1.4 Estrutura da Tese	7
2 ALGUNS DOS PRINCIPAIS MÉTODOS DE SINCRONIZAÇÃO	9
2.1 Componentes Simétricas e Transformações de Coordenadas	10
2.2 Descrição Matemática de Sinais Trifásicos	13
2.3 SRF-PLL	14
2.3.1 Comportamento do SRF-PLL	17
2.4 DSRF-PLL	20
2.4.1 Desacoplamento de sinais no DSRF-PLL	22
2.4.2 Estrutura Geral do DSRF-PLL	27
2.4.3 Comportamento do DSRF-PLL	28
2.5 DSOGI-PLL	31
2.5.1 Calculador de Sequência Positiva no Sistema de Referência Estacionário ($\alpha\beta$)	32
2.5.2 Integrador Generalizado de Segunda Ordem para Geração de Sinais em Quadratura	34

2.5.3	Estrutura Geral do DSOGI-PLL	36
2.5.4	Comportamento do DSOGI-PLL	38
2.6	NRF-PLL	41
2.6.1	Detector de Ângulo de Fase	42
2.6.2	Detector de Sequência Positiva	44
2.6.3	Analogia do NRF-PLL com o SRF-PLL	45
2.6.4	Comportamento do NRF-PLL	46
2.7	EDSC-PLL	49
2.7.1	Transformações Matemáticas para Detecção de Harmônicos Ímpares	50
2.7.2	Transformações Matemáticas no Sistema de Referência dq Arbitrário	54
2.7.3	Implementação do EDSC-PLL	58
2.7.4	Comportamento do EDSC-PLL	61
3	GDSC-PLL	66
3.1	Fundamentação Teórica do GDSC-PLL	67
3.2	Implementação do GDSC-PLL	70
3.3	Resposta em Frequência do GDSC-PLL	74
3.4	Esquema Adaptativo em Frequência do GDSC-PLL	76
3.4.1	Erros de Arredondamento	79
3.5	Restrições do Tempo de Resposta do GDSC-PLL	80
3.6	GDSC no Sistema de Referência abc	81
3.7	Comportamento do GDSC-PLL	83
4	SVFT	88
4.1	Descrição Matemática da Transformada de <i>Fourier</i> de Vetor Espacial	88
4.2	Implementação Recursiva da SVFT	90
4.3	Resposta em Frequência da SVFT	91
4.4	Esquema Adaptativo em Frequência da SVFT	93
4.4.1	Erros de Arredondamento	94
4.5	Índices para Caracterizar Sinais Trifásicos Distorcidos e Desbalanceados	95
4.6	Comportamento da SVFT	99

5	DESEMPENHOS DOS MÉTODOS DE SINCRONIZAÇÃO E COMPARAÇÕES	105
5.1	Primeiro Teste	106
5.2	Segundo Teste	112
5.3	Terceiro Teste	117
5.4	Quarto Teste	122
5.5	Comparações	127
5.6	Testes com Variações na Frequência	129
5.7	Resultados Experimentais dos Métodos Propostos	134
5.7.1	Experimentos do GDSC-PLL	136
5.7.2	Experimentos da SVFT	140
6	CONCLUSÕES	143
6.1	Trabalhos Futuros	145
6.2	Publicações Resultantes do Doutorado	145
	Referências Bibliográficas	147

LISTA DE FIGURAS

1.1	Topologias para sistemas conectados à rede: (a) sistema fotovoltaico conectado à rede principal e (b) condicionador unificado de qualidade de energia.	2
2.1	Vetor tensão em um sistema de coordenadas $\alpha\beta$ e dq .	12
2.2	Diagrama em blocos do SRF-PLL.	15
2.3	Diagrama de controle linearizado do SRF-PLL.	15
2.4	Diagrama de <i>Bode</i> do controle linearizado do SRF-PLL com $\xi = 1/\sqrt{2}$ e $\omega_c = 157,08$ rad/s.	16
2.5	Resposta do SRF-PLL sob distorção harmônica de ordem elevada ($v^{+1} = 1\angle 0^\circ$ p.u. e $v^{-11} = 0,2\angle 0^\circ$ p.u.).	19
2.6	Resposta do SRF-PLL sob distorção harmônica de ordem baixa ($v^{+1} = 1\angle 0^\circ$ p.u. e $v^{+3} = 0,2\angle 0^\circ$ p.u.).	19
2.7	Resposta do SRF-PLL sujeito a desequilíbrios ($v^{+1} = 1\angle 0^\circ$ p.u. e $v^{-1} = 0,3\angle 0^\circ$ p.u.).	20
2.8	Rede que desacopla o sistema dq^x dos efeitos do vetor \vec{V}^y .	24
2.9	Sistema de desacoplamento entre os sinais dos eixos dq^n e dq^m .	24
2.10	Sinal de saída obtido teoricamente para \bar{v}_{d+1} em um sistema de desacoplamento entre dq^{+1} e dq^{-1} , considerando que $V^{+1} = 100$ V, $V^{-1} = 30$ V e $\omega = 2\pi 50 = 314,16$ rad/s: (a) Valores de $k < 1$; (b) Valores de $k > 1$.	27
2.11	Diagrama em blocos do DSRF-PLL.	28
2.12	Resposta do DSRF-PLL sob distorção harmônica de ordem elevada ($v^{+1} = 1\angle 0^\circ$ p.u. e $v^{-11} = 0,2\angle 0^\circ$ p.u.).	29
2.13	Resposta do DSRF-PLL sob distorção harmônica de ordem baixa ($v^{+1} = 1\angle 0^\circ$ p.u. e $v^{+3} = 0,2\angle 0^\circ$ p.u.).	30
2.14	Resposta do DSRF-PLL sujeito a desequilíbrios ($v^{+1} = 1\angle 0^\circ$ p.u. e $v^{-1} = 0,3\angle 0^\circ$ p.u.).	31
2.15	Diagrama em blocos do SOGI-QSG.	34

2.16	(a) Diagrama de <i>Bode</i> de $D(s)$; (b) Diagrama de <i>Bode</i> de $Q(s)$	35
2.17	Diagrama em blocos do DSOGI-PLL.	36
2.18	Resposta em frequência do PSC baseado no DSOGI-QSG.	37
2.19	Resposta do DSOGI-PLL sob distorção harmônica de ordem elevada ($v^{+1} = 1\angle 0^\circ$ p.u. e $v^{-11} = 0, 2\angle 0^\circ$ p.u.).	39
2.20	Resposta do DSOGI-PLL sob distorção harmônica de ordem baixa ($v^{+1} = 1\angle 0^\circ$ p.u. e $v^{+3} = 0, 2\angle 0^\circ$ p.u.).	40
2.21	Resposta do DSOGI-PLL sujeito a desequilíbrios ($v^{+1} = 1\angle 0^\circ$ p.u. e $v^{-1} = 0, 3\angle 0^\circ$ p.u.).	41
2.22	Diagrama em blocos da detecção do ângulo de fase do NRF-PLL.	42
2.23	Diagrama em blocos da detecção dos sinais de sequência positiva do NRF-PLL.	45
2.24	Diagrama em blocos do SRF-PLL modificado para ser equivalente ao NRF-PLL.	45
2.25	Resposta do NRF-PLL sob distorção harmônica de ordem elevada ($v^{+1} = 1\angle 0^\circ$ p.u. e $v^{-11} = 0, 2\angle 0^\circ$ p.u.).	47
2.26	Resposta do NRF-PLL sob distorção harmônica de ordem baixa ($v^{+1} = 1\angle 0^\circ$ p.u. e $v^{+3} = 0, 2\angle 0^\circ$ p.u.).	48
2.27	Resposta do NRF-PLL sujeito a desequilíbrios ($v^{+1} = 1\angle 0^\circ$ p.u. e $v^{-1} = 0, 3\angle 0^\circ$ p.u.).	49
2.28	Resposta em frequência das transformações A_{dq} e B_{dq} em cascata.	58
2.29	Resposta em frequência das transformações C_{dq} e D_{dq} em cascata.	58
2.30	Diagrama em blocos do EDSC-PLL.	59
2.31	Resposta do EDSC-PLL sob distorção harmônica de ordem elevada ($v^{+1} = 1\angle 0^\circ$ p.u. e $v^{-11} = 0, 2\angle 0^\circ$ p.u.).	62
2.32	Resposta do EDSC-PLL sob distorção harmônica de ordem baixa ($v^{+1} = 1\angle 0^\circ$ p.u. e $v^{+3} = 0, 2\angle 0^\circ$ p.u.).	63
2.33	Resposta do EDSC-PLL sujeito a desequilíbrios ($v^{+1} = 1\angle 0^\circ$ p.u. e $v^{-1} = 0, 3\angle 0^\circ$ p.u.).	64
2.34	Desempenho do EDSC-PLL sujeito a sinais desbalanceados e fortemente distorcidos ($v^{+1} = 1\angle 0^\circ$ p.u., $v^{-1} = 0, 4\angle 0^\circ$ p.u., $v^{+h} = \frac{0,7\angle 0^\circ}{h}$ p.u. e $v^{-h} = \frac{0,6\angle 0^\circ}{h}$ p.u., $h = 2, 3, \dots, 25$).	65
3.1	Diagrama em blocos do GDSC-PLL.	70
3.2	Resposta em frequência das transformações $A - E$ em cascata.	76

3.3	Diagrama em blocos da solução proposta (A-GDSC-PLL) de um esquema adaptativo em frequência.	78
3.4	Magnitude e ângulo de fase do vetor de FFPS detectado usando transformações em cascata $A - E$ adaptativas em frequência.	80
3.5	Resposta do A-GDSC-PLL sob distorção harmônica de ordem elevada ($v^{+1} = 1\angle 0^\circ$ p.u. e $v^{-11} = 0, 2\angle 0^\circ$ p.u.).	84
3.6	Resposta do A-GDSC-PLL sob distorção harmônica de ordem baixa ($v^{+1} = 1\angle 0^\circ$ p.u. e $v^{+3} = 0, 2\angle 0^\circ$ p.u.).	85
3.7	Resposta do A-GDSC-PLL sujeito a desequilíbrios ($v^{+1} = 1\angle 0^\circ$ p.u. e $v^{-1} = 0, 3\angle 0^\circ$ p.u.).	85
3.8	Desempenho do A-GDSC-PLL sujeito a sinais desbalanceados e fortemente distorcidos ($v^{+1} = 1\angle 0^\circ$ p.u., $v^{-1} = 0, 4\angle 0^\circ$ p.u., $v^{+h} = \frac{0,7\angle 0^\circ}{h}$ p.u. e $v^{-h} = \frac{0,6\angle 0^\circ}{h}$ p.u., $h = 2, 3, \dots, 25$).	86
3.9	Capacidade do A-GDSC-PLL em detectar o 5º harmônico de sequência positiva $v'_{abc}{}^{+5}$	87
3.10	Capacidade do A-GDSC-PLL em detectar o 5º harmônico de sequência negativa $v'_{abc}{}^{-5}$	87
4.1	Magnitude e ângulo de fase de \vec{G}_1 para uma vetor espacial de entrada igual a $1e^{j\omega_e t}$, e ω_e variando de $-(N/2)(2\pi f_{nom})$ até $(N/2)(2\pi f_{nom})$, $f_{nom} = 50$ Hz e $N = 20$	92
4.2	Diagrama de Bode da magnitude de \vec{G}_1 em decibéis para $f_{nom} = 50$ Hz e $N = 20$	93
4.3	Diagrama em blocos da solução proposta (A-SVFT) de um esquema adaptativo em frequência.	94
4.4	Efeitos dos erros de arredondamento na magnitude e no ângulo de fase do vetor de FFPS detectado usando a SVFT adaptativa em frequência.	95
4.5	Espectro harmônico da fase a	98
4.6	Espectro harmônico da fase b	98
4.7	Espectro harmônico da fase c	98
4.8	Espectro harmônico do vetor tensão em $\alpha\beta$	99
4.9	Resposta da A-SVFT sob distorção harmônica de ordem elevada ($v^{+1} = 1\angle 0^\circ$ p.u. e $v^{-11} = 0, 2\angle 0^\circ$ p.u.).	100
4.10	Resposta da A-SVFT sob distorção harmônica de ordem baixa ($v^{+1} = 1\angle 0^\circ$ p.u. e $v^{+3} = 0, 2\angle 0^\circ$ p.u.).	101

4.11	Resposta da A-SVFT sujeito a desequilíbrios ($v^{+1} = 1\angle 0^\circ$ p.u. e $v^{-1} = 0,3\angle 0^\circ$ p.u.).	102
4.12	Desempenho da A-SVFT sujeito a sinais desbalanceados e fortemente distorcidos ($v^{+1} = 1\angle 0^\circ$ p.u., $v^{-1} = 0,4\angle 0^\circ$ p.u., $v^{+h} = \frac{0,7\angle 0^\circ}{h}$ p.u. e $v^{-h} = \frac{0,6\angle 0^\circ}{h}$ p.u., $h = 2, 3, \dots, 25$).	103
4.13	Capacidade da A-SVFT em detectar o 5º harmônico de sequência positiva $v_{abc}^{'+5}$	104
4.14	Capacidade da A-SVFT em detectar o 5º harmônico de sequência negativa $v_{abc}^{-'5}$	104
5.1	Desempenho do SRF-PLL para afundamento trifásico balanceado ($v^{+1} = 0,15\angle 20^\circ$ p.u., $v^{-5} = 0,06\angle 5^\circ$ p.u., $v^{+7} = 0,05\angle 7^\circ$ p.u., $v^{-11} = 0,035\angle 11^\circ$ p.u. e $v^{+13} = 0,03\angle 13^\circ$ p.u.).	107
5.2	Desempenho do DSRF-PLL para afundamento trifásico balanceado ($v^{+1} = 0,15\angle 20^\circ$ p.u., $v^{-5} = 0,06\angle 5^\circ$ p.u., $v^{+7} = 0,05\angle 7^\circ$ p.u., $v^{-11} = 0,035\angle 11^\circ$ p.u. e $v^{+13} = 0,03\angle 13^\circ$ p.u.).	108
5.3	Desempenho do DSOGI-PLL para afundamento trifásico balanceado ($v^{+1} = 0,15\angle 20^\circ$ p.u., $v^{-5} = 0,06\angle 5^\circ$ p.u., $v^{+7} = 0,05\angle 7^\circ$ p.u., $v^{-11} = 0,035\angle 11^\circ$ p.u. e $v^{+13} = 0,03\angle 13^\circ$ p.u.).	109
5.4	Desempenho do NRF-PLL para afundamento trifásico balanceado ($v^{+1} = 0,15\angle 20^\circ$ p.u., $v^{-5} = 0,06\angle 5^\circ$ p.u., $v^{+7} = 0,05\angle 7^\circ$ p.u., $v^{-11} = 0,035\angle 11^\circ$ p.u. e $v^{+13} = 0,03\angle 13^\circ$ p.u.).	110
5.5	Desempenho do EDSC-PLL para afundamento trifásico balanceado ($v^{+1} = 0,15\angle 20^\circ$ p.u., $v^{-5} = 0,06\angle 5^\circ$ p.u., $v^{+7} = 0,05\angle 7^\circ$ p.u., $v^{-11} = 0,035\angle 11^\circ$ p.u. e $v^{+13} = 0,03\angle 13^\circ$ p.u.).	110
5.6	Desempenho do A-GDSC-PLL para afundamento trifásico balanceado ($v^{+1} = 0,15\angle 20^\circ$ p.u., $v^{-5} = 0,06\angle 5^\circ$ p.u., $v^{+7} = 0,05\angle 7^\circ$ p.u., $v^{-11} = 0,035\angle 11^\circ$ p.u. e $v^{+13} = 0,03\angle 13^\circ$ p.u.).	111
5.7	Desempenho da A-SVFT para afundamento trifásico balanceado ($v^{+1} = 0,15\angle 20^\circ$ p.u., $v^{-5} = 0,06\angle 5^\circ$ p.u., $v^{+7} = 0,05\angle 7^\circ$ p.u., $v^{-11} = 0,035\angle 11^\circ$ p.u. e $v^{+13} = 0,03\angle 13^\circ$ p.u.).	112
5.8	Desempenho do SRF-PLL para afundamento monofásico ($v_{abc}^{+1} = 0,4\angle 0^\circ$ p.u., $1\angle -120^\circ$ p.u., $1\angle 120^\circ$ p.u., $v^{-5} = 0,06\angle 5^\circ$ p.u., $v^{+7} = 0,05\angle 7^\circ$ p.u., $v^{-11} = 0,035\angle 11^\circ$ p.u. e $v^{+13} = 0,03\angle 13^\circ$ p.u.).	113
5.9	Desempenho do DSRF-PLL para afundamento monofásico ($v_{abc}^{+1} = 0,4\angle 0^\circ$ p.u., $1\angle -120^\circ$ p.u., $1\angle 120^\circ$ p.u., $v^{-5} = 0,06\angle 5^\circ$ p.u., $v^{+7} = 0,05\angle 7^\circ$ p.u., $v^{-11} = 0,035\angle 11^\circ$ p.u. e $v^{+13} = 0,03\angle 13^\circ$ p.u.).	113

5.10	Desempenho do DSOGI-PLL para afundamento monofásico ($v_{abc}^{+1} = 0,4\angle 0^\circ$ p.u., $1\angle -120^\circ$ p.u., $1\angle 120^\circ$ p.u., $v^{-5} = 0,06\angle 5^\circ$ p.u., $v^{+7} = 0,05\angle 7^\circ$ p.u., $v^{-11} = 0,035\angle 11^\circ$ p.u. e $v^{+13} = 0,03\angle 13^\circ$ p.u.).	114
5.11	Desempenho do NRF-PLL para afundamento monofásico ($v_{abc}^{+1} = 0,4\angle 0^\circ$ p.u., $1\angle -120^\circ$ p.u., $1\angle 120^\circ$ p.u., $v^{-5} = 0,06\angle 5^\circ$ p.u., $v^{+7} = 0,05\angle 7^\circ$ p.u., $v^{-11} = 0,035\angle 11^\circ$ p.u. e $v^{+13} = 0,03\angle 13^\circ$ p.u.).	115
5.12	Desempenho do EDSC-PLL para afundamento monofásico ($v_{abc}^{+1} = 0,4\angle 0^\circ$ p.u., $1\angle -120^\circ$ p.u., $1\angle 120^\circ$ p.u., $v^{-5} = 0,06\angle 5^\circ$ p.u., $v^{+7} = 0,05\angle 7^\circ$ p.u., $v^{-11} = 0,035\angle 11^\circ$ p.u. e $v^{+13} = 0,03\angle 13^\circ$ p.u.).	115
5.13	Desempenho do A-GDSC-PLL para afundamento monofásico ($v_{abc}^{+1} = 0,4\angle 0^\circ$ p.u., $1\angle -120^\circ$ p.u., $1\angle 120^\circ$ p.u., $v^{-5} = 0,06\angle 5^\circ$ p.u., $v^{+7} = 0,05\angle 7^\circ$ p.u., $v^{-11} = 0,035\angle 11^\circ$ p.u. e $v^{+13} = 0,03\angle 13^\circ$ p.u.).	116
5.14	Desempenho da A-SVFT para afundamento monofásico ($v_{abc}^{+1} = 0,4\angle 0^\circ$ p.u., $1\angle -120^\circ$ p.u., $1\angle 120^\circ$ p.u., $v^{-5} = 0,06\angle 5^\circ$ p.u., $v^{+7} = 0,05\angle 7^\circ$ p.u., $v^{-11} = 0,035\angle 11^\circ$ p.u. e $v^{+13} = 0,03\angle 13^\circ$ p.u.).	117
5.15	Resposta do SRF-PLL para afundamento bifásico ($v_{abc}^{+1} = 0,53\angle -79^\circ$ p.u., $1\angle -120^\circ$ p.u., $1\angle 120^\circ$ p.u., $v^{-5} = 0,06\angle 5^\circ$ p.u., $v^{+7} = 0,05\angle 7^\circ$ p.u., $v^{-11} = 0,035\angle 11^\circ$ p.u. e $v^{+13} = 0,03\angle 13^\circ$ p.u.).	118
5.16	Resposta do DSRF-PLL para afundamento bifásico ($v_{abc}^{+1} = 0,53\angle -79^\circ$ p.u., $1\angle -120^\circ$ p.u., $1\angle 120^\circ$ p.u., $v^{-5} = 0,06\angle 5^\circ$ p.u., $v^{+7} = 0,05\angle 7^\circ$ p.u., $v^{-11} = 0,035\angle 11^\circ$ p.u. e $v^{+13} = 0,03\angle 13^\circ$ p.u.).	118
5.17	Resposta do DSOGI-PLL para afundamento bifásico ($v_{abc}^{+1} = 0,53\angle -79^\circ$ p.u., $1\angle -120^\circ$ p.u., $1\angle 120^\circ$ p.u., $v^{-5} = 0,06\angle 5^\circ$ p.u., $v^{+7} = 0,05\angle 7^\circ$ p.u., $v^{-11} = 0,035\angle 11^\circ$ p.u. e $v^{+13} = 0,03\angle 13^\circ$ p.u.).	119
5.18	Resposta do NRF-PLL para afundamento bifásico ($v_{abc}^{+1} = 0,53\angle -79^\circ$ p.u., $1\angle -120^\circ$ p.u., $1\angle 120^\circ$ p.u., $v^{-5} = 0,06\angle 5^\circ$ p.u., $v^{+7} = 0,05\angle 7^\circ$ p.u., $v^{-11} = 0,035\angle 11^\circ$ p.u. e $v^{+13} = 0,03\angle 13^\circ$ p.u.).	120
5.19	Resposta do EDSC-PLL para afundamento bifásico ($v_{abc}^{+1} = 0,53\angle -79^\circ$ p.u., $1\angle -120^\circ$ p.u., $1\angle 120^\circ$ p.u., $v^{-5} = 0,06\angle 5^\circ$ p.u., $v^{+7} = 0,05\angle 7^\circ$ p.u., $v^{-11} = 0,035\angle 11^\circ$ p.u. e $v^{+13} = 0,03\angle 13^\circ$ p.u.).	120
5.20	Resposta do A-GDSC-PLL para afundamento bifásico ($v_{abc}^{+1} = 0,53\angle -79^\circ$ p.u., $1\angle -120^\circ$ p.u., $1\angle 120^\circ$ p.u., $v^{-5} = 0,06\angle 5^\circ$ p.u., $v^{+7} = 0,05\angle 7^\circ$ p.u., $v^{-11} = 0,035\angle 11^\circ$ p.u. e $v^{+13} = 0,03\angle 13^\circ$ p.u.).	121
5.21	Resposta da A-SVFT para afundamento bifásico ($v_{abc}^{+1} = 0,53\angle -79^\circ$ p.u., $1\angle -120^\circ$ p.u., $1\angle 120^\circ$ p.u., $v^{-5} = 0,06\angle 5^\circ$ p.u., $v^{+7} = 0,05\angle 7^\circ$ p.u., $v^{-11} = 0,035\angle 11^\circ$ p.u. e $v^{+13} = 0,03\angle 13^\circ$ p.u.).	122
5.22	Desempenho do SRF-PLL frente a forte distorção harmônica.	123

5.23	Desempenho do DSRF-PLL frente a forte distorção harmônica.	123
5.24	Desempenho do DSOGI-PLL frente a forte distorção harmônica.	124
5.25	Desempenho do NRF-PLL frente a forte distorção harmônica.	125
5.26	Desempenho do EDSC-PLL frente a forte distorção harmônica.	125
5.27	Desempenho do A-GDSC-PLL frente a forte distorção harmônica.	126
5.28	Desempenho da A-SVFT frente a forte distorção harmônica.	127
5.29	Comportamento do SRF-PLL detectando o vetor de FFPS quando a frequência varia a uma taxa de $-0,5$ Hz/s.	129
5.30	Comportamento do DSRF-PLL detectando o vetor de FFPS quando a frequência varia a uma taxa de $-0,5$ Hz/s.	130
5.31	Comportamento do DSOGI-PLL detectando o vetor de FFPS quando a frequência varia a uma taxa de $-0,5$ Hz/s.	131
5.32	Comportamento do NRF-PLL detectando o vetor de FFPS quando a frequência varia a uma taxa de $-0,5$ Hz/s.	132
5.33	Comportamento do EDSC-PLL detectando o vetor de FFPS quando a frequência varia a uma taxa de $-0,5$ Hz/s.	133
5.34	Comportamento do A-GDSC-PLL detectando o vetor de FFPS quando a frequência varia a uma taxa de $-0,5$ Hz/s.	133
5.35	Comportamento da A-SVFT detectando o vetor de FFPS quando a frequência varia a uma taxa de $-0,5$ Hz/s.	134
5.36	Diagrama em blocos da montagem.	135
5.37	Resultado experimental do A-GDSC-PLL para o primeiro teste: $v^{+1} = 0,15\angle 20^\circ$ p.u., $v^{-5} = 0,06\angle 5^\circ$ p.u., $v^{+7} = 0,05\angle 7^\circ$ p.u., $v^{-11} = 0,035\angle 11^\circ$ p.u. e $v^{+13} = 0,03\angle 13^\circ$ p.u.	137
5.38	Resultado experimental do A-GDSC-PLL para o segundo teste: $v_{abc}^{+1} = 0,4\angle 0^\circ$ p.u., $1\angle -120^\circ$ p.u., $1\angle 120^\circ$ p.u., $v^{-5} = 0,06\angle 5^\circ$ p.u., $v^{+7} = 0,05\angle 7^\circ$ p.u., $v^{-11} = 0,035\angle 11^\circ$ p.u. e $v^{+13} = 0,03\angle 13^\circ$ p.u.	138
5.39	Resultado experimental do A-GDSC-PLL para: $v_{abc}^{+1} = 0,53\angle -79^\circ$ p.u., $1\angle -120^\circ$ p.u., $1\angle 120^\circ$ p.u., $v^{-5} = 0,06\angle 5^\circ$ p.u., $v^{+7} = 0,05\angle 7^\circ$ p.u., $v^{-11} = 0,035\angle 11^\circ$ p.u. e $v^{+13} = 0,03\angle 13^\circ$ p.u.	139
5.40	Resultado experimental do A-GDSC-PLL frente a forte distorção harmônica.	139
5.41	Resultado experimental da A-SVFT para o primeiro teste: $v^{+1} = 0,15\angle 20^\circ$ p.u., $v^{-5} = 0,06\angle 5^\circ$ p.u., $v^{+7} = 0,05\angle 7^\circ$ p.u., $v^{-11} = 0,035\angle 11^\circ$ p.u. e $v^{+13} = 0,03\angle 13^\circ$ p.u.	140

5.42	Resultado experimental da A-SVFT para o segundo teste: $v_{abc}^{+1} = 0,4\angle 0^\circ$ p.u., $1\angle -120^\circ$ p.u., $1\angle 120^\circ$ p.u., $v^{-5} = 0,06\angle 5^\circ$ p.u., $v^{+7} = 0,05\angle 7^\circ$ p.u., $v^{-11} = 0,035\angle 11^\circ$ p.u. e $v^{+13} = 0,03\angle 13^\circ$ p.u.	141
5.43	Resultado experimental da A-SVFT para: $v_{abc}^{+1} = 0,53\angle -79^\circ$ p.u., $1\angle -120^\circ$ p.u., $1\angle 120^\circ$ p.u., $v^{-5} = 0,06\angle 5^\circ$ p.u., $v^{+7} = 0,05\angle 7^\circ$ p.u., $v^{-11} = 0,035\angle 11^\circ$ p.u. e $v^{+13} = 0,03\angle 13^\circ$ p.u.	142
5.44	Resultado experimental da A-SVFT frente a forte distorção harmônica. . .	142

LISTA DE TABELAS

2.1	Propagação de harmônicos no PSC (v_{α}^{+} quando $v_{\alpha}^n = 1\angle 0^{\circ}$)	33
2.2	Ganhos das operações matemáticas para harmônicos ímpares	53
3.1	Parâmetros de $A - E$ para detecção do vetor de FFPS	71
5.1	Limites de Harmônicos Individuais de Tensão nas Redes Elétricas de Baixa e Média Tensão (Porcentagem da Componente Fundamental) Estabelecidos com o Padrão IEC 61000	106
5.2	Comparações dos métodos de sincronização	128

LISTA DE NOMENCLATURAS E SÍMBOLOS

- $[\tilde{V}^+, \tilde{V}^-, \tilde{V}^0]$ Fasores das componentes simétricas de uma tensão trifásica
- $[\tilde{V}_a, \tilde{V}_b, \tilde{V}_c]$ Fasores de uma tensão trifásica
- $[\tilde{V}_a^+, \tilde{V}_b^+, \tilde{V}_c^+]$ Fasores de uma tensão trifásica de sequência positiva
- $[\tilde{V}_a^-, \tilde{V}_b^-, \tilde{V}_c^-]$ Fasores de uma tensão trifásica de sequência negativa
- $[T_{+-0}]$ Matriz de transformação de abc para componentes simétricas
- $[T_{\alpha\beta 0}]$ Matriz de transformação de abc para o sistema de coordenadas $\alpha\beta 0$
- $[T_\theta]$ Matriz de transformação de abc para o sistema de coordenadas $dq0$
- $[T_{dq0}]$ Matriz de transformação do sistema de coordenadas $\alpha\beta 0$ para o $dq0$
- $[v_\alpha, v_\beta]$ Vetor tensão da rede elétrica no sistema de coordenadas estacionário
- $[v_a, v_b, v_c]$ Tensões da rede elétrica
- $\alpha\beta$ Sistema de coordenadas estacionário
- α Operador unitário de deslocamento angular de 120°
- ω Frequência da rede elétrica ou velocidade angular de um vetor
- ω' Estimativa da velocidade angular de um vetor; ou frequência de ressonância no SOGI-QSG
- ω'_m ω' normalizado
- ω_c Largura de banda de uma malha de controle
- ω_f Frequência de corte do filtro passa-baixa
- ω_{ff} Compensação *feed forward* igual a velocidade angular nominal
- \overline{dp} Valor médio de dp
- ϕ Posição angular inicial

$\Psi(s)$	Transformada de <i>Laplace</i> de ωt
θ	Posição angular de um vetor
θ'	Estimação da posição angular de um vetor
$\Theta'(s)$	Transformada de <i>Laplace</i> da posição angular estimada
θ_d	Valor de um retardo angular
θ_r	Valor constante de ângulo
$\theta_{d_{int}}$	Valor do retardo angular correspondente ao uso de $k_{d_{int}}$
ε	Erro na estimação da posição angular
\vec{a}	Ganho complexo constante
\vec{f}_c	Valor complexo na saída da SVFT para um vetor de componente harmônica desejado c
$\vec{F}_c(z)$	Transformada z de \vec{f}_c
$\vec{f}_{c_{aux}}$	Valor auxiliar complexo na saída da SVFT para um vetor de componente harmônica desejado c
\vec{f}_{gdsc}	Valor complexo na saída de uma transformada do tipo GDSC
$\vec{G}_c(z)$	Ganho da função de transferência no domínio de z da SVFT
$\vec{S}_{\alpha\beta}(z)$	Transformada z do sinal de entrada em $\alpha\beta$ de <i>Clarke</i>
ξ	Fator de amortecimento de uma malha de controle
ζ	Integral de v_q^n multiplicada por K_i
ζ_m	ζ normalizado
c	Componente harmônica de sequência positiva ou negativa a ser detectada
$D(s)$	Função de transferência direta do SOGI-QSG
dp	Produto interno (<i>dot product</i>)
dq	Sistema de coordenadas arbitrário
$E(s)$	Transformada de <i>Laplace</i> do erro na estimação da posição angular
f_s	Frequência de amostragem dos sinais na entrada do sistema
h	Ordem de um harmônico
k	Relação entre a frequência de corte do filtro passa-baixa e a frequência fundamental da rede elétrica; ou o dobro do fator de amortecimento no SOGI-QSG

k_d	Quantidade de pontos referente a um atraso no tempo que fornece um ângulo de retardo θ_d radianos
K_p, K_i	Ganhos proporcional e integral de um controlador PI
$k_{d_{int}}$	Valor inteiro mais próximo de k_d
N	Número de amostras por período da frequência fundamental
$qv'(s)$	Saída em quadratura do SOGI-QSG no domínio da frequência
q	Operador unitário de deslocamento angular de -90°
$Q(s)$	Função de transferência em quadratura do SOGI-QSG
S_{ef}	Valor eficaz das tensões s_a, s_b ou s_c
T_s	Período de amostragem dos sinais na entrada
$v'(s)$	Saída direta (em fase) do SOGI-QSG no domínio da frequência
v'_d, v'_q	Tensões estimadas direta e em quadratura
v'_{abc}	Tensão trifásica estimada na saída do sistema
v_q^n	Tensão em quadratura normalizada do sistema de coordenadas dq
v_0	Componente de sequência zero ou homopolar
$V_q(s)$	Transformada de <i>Laplace</i> da tensão em quadratura no sistema de coordenadas dq
v_{abc}	Tensão trifásica na entrada do sistema
v_{pf}	Tensão de pré-falta na entrada do sistema
A-GDSC-PLL	GDSC-PLL adaptativo em frequência (<i>Adaptive - GDSC-PLL</i>)
A-SVFT	SVFT adaptativa em frequência (<i>Adaptive - SVFT</i>)
A/D	Analógico para digital
D/A	Digital para analógico
DHT	Distorção Harmônica Total
DHTV	Distorção Harmônica Total Vetorial
DHTVZ	Distorção Harmônica Total Vetorial e de Sequência Zero
DHTZ	Distorção Harmônica Total de Sequência Zero
DSC	Cancelamento por Sinal Atrasado (<i>Delayed Signal Cancellation</i>)
DSOGI-PLL	Dois Integradores Generalizados de Segunda Ordem - PLL (<i>Dual Second Order Generalized Integrator - PLL</i>)

DSP Processador Digital de Sinais (*Digital Signal Processor*)

DSRF-PLL Sistema de Referência Síncrono Duplo - PLL (*Double Synchronous Reference Frame - PLL*)

EDSC-PLL Cancelamento por Sinal Atrasado Estendido - PLL (*Extended Delayed Signal Cancellation - PLL*)

EPLL PLL Melhorado (*Enhanced PLL*)

FFNS Sequência Negativa na Frequência Fundamental (*Fundamental-Frequency Negative-Sequence*)

FFPS Sequência Positiva na Frequência Fundamental (*Fundamental-Frequency Positive-Sequence*)

FIR Resposta ao Impulso Finita (*Finite Impulse Response*)

FMM Filtro de Média Móvel

GDSC-PLL Cancelamento por Sinal Atrasado Generalizado - PLL (*Generalized Delayed Signal Cancellation - PLL*)

ISC Componentes Simétricas Instantâneas (*Instantaneous Symmetrical Components*)

LPF Filtro Passa-Baixa (*Low Pass Filter*)

NRF-PLL Sistema de Referência Natural - PLL (*Natural Reference Frame - PLL*)

PI Proporcional-Integral

PLL Malha Travada em Fase (*Phase Locked Loop*)

PSC Calculador de Sequência Positiva (*Positive Sequence Calculator*)

QSG Gerador de Sinais em Quadratura (*Quadrature Signals Generation*)

SOGI Integrador Generalizado de Segunda Ordem (*Second Order Generalized Integrator*)

SRF-PLL Sistema de Referência Síncrono - PLL (*Synchronous Reference Frame - PLL*)

SVFT Transformada de *Fourier* de Vetor Espacial (*Space Vector Fourier Transform*)

1 | INTRODUÇÃO

Este capítulo provê uma breve introdução da necessidade e problemas concernentes à detecção do vetor tensão de sequência positiva na frequência fundamental (*Fundamental-Frequency Positive-Sequence*: FFPS), assim como a detecção de quaisquer vetores harmônicos de sequência positiva ou negativa. De modo sucinto, é realizada uma revisão de alguns dos principais métodos de detecção encontrados na literatura mostrando as vantagens e deficiências dos mesmos. Outrossim, comentários são feitos sobre os métodos propostos e a estrutura da tese. Salienta-se que o enfoque nesta tese é dado às técnicas desenvolvidas para sistemas elétricos trifásicos.

1.1 Necessidade da Sincronização

O controle orientado pela tensão (*Voltage Oriented Control* - VOC) é uma das técnicas mais usadas para a operação e o controle de quaisquer equipamentos conectados à rede elétrica através de um conversor eletrônico CC-CA, tais como: sistemas de geração de energia distribuída, sistemas de energia ininterrupta e filtros ativos. Portanto, a estimação rápida e precisa do ângulo de fase e por vezes da magnitude instantânea do vetor tensão de sequência positiva na frequência fundamental e, eventualmente, de outras componentes harmônicas de sequência positiva ou negativa de uma rede elétrica é essencial para atingir bom desempenho no controle daqueles sistemas.

A Figura 1.1 mostra duas possíveis topologias para sistemas conectados à rede. A primeira topologia apresenta um sistema fotovoltaico (a), enquanto a segunda apresenta um condicionador unificado de qualidade de energia (b).

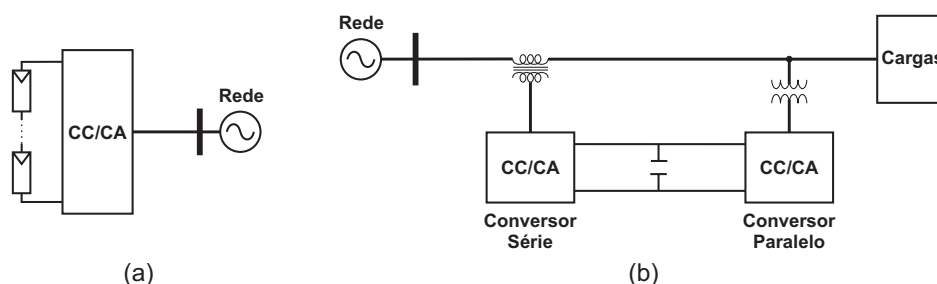


Figura 1.1: Topologias para sistemas conectados à rede: (a) sistema fotovoltaico conectado à rede principal e (b) condicionador unificado de qualidade de energia.

Na primeira topologia, o conversor utilizado para integrar o sistema de geração fotovoltaica à rede elétrica deve ser controlado para injetar a corrente na rede em fase com a tensão do sistema. Na segunda topologia, o conversor paralelo possui a capacidade de compensação de corrente, podendo desempenhar a função de um filtro ativo de potência paralelo. Usar essa característica para compensação de correntes harmônicas e desequilibradas, e correção do fator de potência é bastante atrativo, pois melhora a qualidade de energia no ponto de acoplamento comum. Também, é possível realizar a compensação de tensão usando um conversor série desempenhando a função de um filtro ativo de potência série. Tem-se então um sistema com características de um condicionador unificado.

Para prover a corrente em fase com a tensão no primeiro sistema ou prover as compensações no segundo, é imprescindível determinar com exatidão as correntes e tensões que o sistema deve injetar na rede. Portanto, as estratégias para obtenção das referências de corrente e tensão a serem sintetizadas pelos conversores são muito importantes para o bom desempenho do sistema.

O desempenho das estratégias para obtenção dos sinais de compensação depende fortemente da correta estimação do vetor tensão de sequência positiva na frequência fundamental e, possivelmente, de outros vetores harmônicos de sequência positiva ou negativa da rede elétrica.

Convém ressaltar que os códigos de rede na maioria dos países requerem que turbinas eólicas permaneçam conectadas à rede mesmo durante afundamentos severos de tensão. Em alguns casos, restrições são também demandadas, em termos das fontes renováveis de energia, habilidades para controlar a potência ativa e reativa durante e depois da falta [1]. Para atender a esses requisitos, a detecção rápida e precisa do vetor tensão de sequência positiva na frequência fundamental é muito importante.

1.2 Alguns dos Principais Métodos de Sincronização

Quando os sinais caracterizam-se por descrever um conjunto trifásico de senoides puras e equilibradas, a utilização de detectores de valor de pico e passagem por zero é satisfatória. No entanto, quando se leva em conta que harmônicos e desequilíbrios podem aparecer nas tensões da rede, a detecção por esse procedimento será falha, visto que pode haver um deslocamento temporal tanto do pico quanto da passagem pelo zero das tensões. Algumas modificações desse método foram feitas a fim de melhorá-lo as quais não foram bem aceitas [2] - [7]. Logo, este método e suas derivações não são úteis nas aplicações exigentes em termos de rapidez e precisão de resposta.

O método de sincronização que é baseado na malha travada em fase (*Phase Locked Loop*: PLL) tem sido largamente usado na detecção do ângulo de fase de um sinal [8] [9]. Adaptações desses PLL's foram realizadas para atender à necessidade de aplicação em sistemas trifásicos. Entretanto, o PLL em um sistema de referência síncrono com o vetor tensão de sequência positiva na frequência fundamental (*Synchronous Reference Frame* - PLL: SRF-PLL) naturalmente é empregado em sistemas trifásicos [10] - [13]. Se o SRF-PLL está operando em condições balanceadas da rede, bons resultados podem ser alcançados. O SRF-PLL pode ainda operar satisfatoriamente se apenas harmônicos de ordem elevada estão presentes nas tensões da rede, havendo a necessidade apenas de reduzir a largura de banda para cancelar esses harmônicos. No entanto, sob condições de desbalanço presente na tensão, o qual no referencial síncrono passa a ser segundo harmônico, a redução da largura de banda torna-se uma solução ineficiente, dado que a dinâmica fica inaceitavelmente lenta [11].

Uma maneira de superar o inconveniente causado pelo desbalanço é agregar ao SRF-PLL a teoria de componentes simétricas instantâneas (*Instantaneous Symmetrical Components: ISC*) [14] [15]. Nessas referências utilizam-se filtros passa-tudo com deslocamento de 90° em relação à frequência fundamental para obter os sinais em quadratura. Contudo, há por esse meio perda de adaptatividade em frequência. Um desempenho melhor sob condições desbalanceadas pode ser atingido separando as componentes de sequência positiva e negativa da tensão. Esse inconveniente é superado pelo PLL em um sistema de referência síncrono duplo (*Double Synchronous Reference Frame - PLL: DSRF-PLL*), o qual usa uma rede de desacoplamento que possibilita isolar as componentes de sequência positiva e negativa [16].

Uma técnica alternativa proposta em [17] faz uso de um PLL monofásico melhorado (*Enhanced PLL: EPLL*) para cada fase, permitindo assim adaptatividade em frequência. As tensões de fase e seus respectivos valores atrasados de 90° detectadas pelos EPLL's são aplicadas às componentes simétricas instantâneas para obter as tensões de sequência positiva do sistema trifásico. Finalmente, um quarto EPLL é usado para estimar o ângulo de fase da tensão de sequência positiva.

O PLL fundamentado em dois integradores generalizados de segunda ordem (*Dual Second Order Generalized Integrator - PLL: DSOGI-PLL*) [18] é baseado no método ISC sobre o domínio $\alpha\beta$ (estacionário). As tensões da rede são transformadas para o sistema de referência $\alpha\beta$ e versões deslocadas de 90° atrás são obtidas pelo uso do DSOGI-QSG, em que QSG é o gerador de sinais em quadratura (*Quadrature Signals Generation: QSG*). Esses sinais são usados como entrada para um calculador de sequência positiva (*Positive Sequence Calculator: PSC*). Então, um SRF-PLL é usado para obter o ângulo e a frequência do vetor tensão de sequência positiva da fundamental. Essa frequência é usada para realimentar o DSOGI-QSG a fim de tornar o detector adaptativo em frequência.

Outrossim, existe outra opção cujo método, nesta tese designado de PLL em um sistema de referência natural abc (*Natural Reference Frame - PLL: NRF-PLL*), é baseado em álgebra vetorial instantânea [19]. As estruturas desse método derivam do produto interno (escalar) e das propriedades de ortogonalidade entre funções. O mesmo pode ser visto por outra óptica, a saber: um SRF-PLL em que foram inseridos dois Filtros de Média Móvel (FMM):

um aplicado à componente v_q antes de passar pelo regulador proporcional-integral e outro à componente v_d para obter o módulo do vetor tensão de sequência positiva na frequência fundamental. A frequência estimada é realimentada para tornar os FMM's adaptativos, fazendo com que o método seja imune a variações na frequência. O NRF-PLL mostra-se robusto a distorções e desbalanços, porém, o tempo de resposta em algumas condições de operação é muito grande.

Um algoritmo bastante empregado quando se deseja uma filtragem rápida e eficiente de sinais é o filtro de *Kalman*, proposto em 1960, por *R. E. Kalman* [20]. Dentre suas inúmeras aplicações, destaca-se seu uso em navegação, radares, telefonia, demografia, sistemas de controle e também em sistemas elétricos de potência. Baseado no método dos mínimos quadrados, esse 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. Portanto, um sistema de energia elétrica sujeito a distúrbios de tensão é inicialmente modelado via variáveis de estado para que suas ondas fundamentais sejam estimadas pelo filtro de *Kalman*. A partir delas, obtêm-se os ângulos de fase instantâneos que são utilizados para estimar a frequência fundamental, dispensando assim técnicas auxiliares para sua detecção ou para a alteração da frequência de amostragem [21]. Entretanto, uma dificuldade inerente aos filtros de *Kalman* reside na obtenção dos parâmetros (matriz de covariância de ruídos de processamento e matriz de covariância de ruídos de medição) a qual não segue uma sistemática bem definida. Todavia, pode-se observar as sugestões de [22]. Destaca-se que dependendo da plataforma em que o filtro de *Kalman* for implementado, o fato de se usar uma modelagem via variáveis de estado pode não ser atraente, devido ao grande esforço computacional requerido [23].

No método de cancelamento por sinal atrasado (*Delayed Signal Cancellation: DSC*) [24] - [26] as componentes de sequência positiva e negativa das tensões da rede podem ser encontradas utilizando-se o vetor tensão no referencial estacionário $\alpha\beta$ e esse mesmo vetor atrasado um quarto de ciclo (obtido mediante armazenamentos). O método é adequado em aplicações cujas tensões podem ser desbalanceadas mas não distorcidas, pois os cálculos envolvidos nesta técnica são sensíveis aos harmônicos.

Uma versão estendida do DSC (*Extended Delayed Signal Cancelation* - PLL: EDSC-PLL) foi desenvolvida em [27] [28] a qual além de cancelar o efeito do desbalanço elimina harmônicos indesejados, sejam esses de sequência positiva ou negativa. Todavia, para implementar o EDSC-PLL é imprescindível aumentar o número de armazenamentos das grandezas medidas. Essa técnica é baseada no método de detecção de sequência em sinais trifásicos o qual faz uso da teoria de componentes simétricas [29]. As tensões adquiridas $[v_a, v_b, v_c]$ são transformadas para $[v_\alpha, v_\beta]$ (estacionário). Então, os sinais em $\alpha\beta$ passam por duas operações em cascata que cancelam harmônicos ímpares. Os harmônicos pares são apenas atenuados. Logo após, os sinais na saída dessas operações são transformados para o referencial dq (síncrono com a FFPS) e passam por outras duas operações para eliminar os harmônicos pares. As tensões na saída dessas são a entrada para um SRF-PLL a fim de obter-se a posição angular do vetor tensão desejado.

1.3 Métodos de Sincronização Propostos

Nesta tese são propostas duas novas técnicas para obtenção do ângulo de fase e magnitude do vetor tensão de sequência positiva na frequência fundamental. As mesmas são sustentadas por transformações que empregam apenas cálculos aritméticos em uma estrutura de referência estacionária $\alpha\beta$ e componentes simétricas no domínio do tempo. Essas transformações eliminam harmônicos indesejados sejam esses de sequência positiva ou negativa. Ademais, para as técnicas serem implementadas faz-se necessário o uso de armazenamentos dos valores passados das grandezas medidas.

A primeira técnica é fundamentada na generalização do método de cancelamento por sinal atrasado (*Generalized Delayed Signal Cancelation* - PLL: GDSC-PLL). A GDSC-PLL aparece primeiramente em [30]. No entanto, as contribuições mais relevantes foram desenvolvidas nesta pesquisa. Uma transformação matemática é proposta a qual combina os vetores de tensão original e atrasado no tempo. A transformação pode ser projetada para que o vetor tensão de FFPS tenha ganho unitário. Por outro lado, componentes harmônicas de sequência positiva ou negativa escolhidas são eliminadas. Então, transformações em cascata

podem ser usadas para obter precisamente o vetor tensão de FFPS. Assim sendo, as tensões na saída dessas operações depois de transformadas para dq são entregues a um SRF-PLL com o intuito de obter-se a frequência e a posição angular do vetor tensão desejado. Sucintamente, observa-se que essas operações são filtros cuja resposta ao impulso é finita (*Finite Impulse Response: FIR*) e portanto incondicionalmente estável [31] [32]. A técnica pode também ser aplicada para a obtenção de componentes harmônicas quaisquer, de sequência positiva ou negativa.

A outra técnica proposta nesta tese é a transformada de *Fourier* de vetor espacial (*Space Vector Fourier Transform: SVFT*), de tempo discreto [33] [34], para a detecção rápida e precisa dos vetores de FFPS, de sequência negativa na frequência fundamental (*Fundamental-Frequency Negative-Sequence: FFNS*), assim como componentes harmônicas de vetores espaciais presentes em sinais trifásicos.

Demonstra-se que os métodos propostos são adequados para aplicações em tempo real, mesmo quando os sinais trifásicos estão severamente distorcidos e desbalanceados ou quando de variações na frequência da rede, apresentando uma melhor resposta que os esquemas de detecção usuais.

1.4 Estrutura da Tese

A tese é organizada como segue:

O Capítulo 2 mostra uma teoria básica sobre transformações de coordenadas e sinais trifásicos. Depois, analisam-se alguns dos principais métodos de sincronização existentes na literatura, tais como, o SRF-PLL, o DSRF-PLL, o DSOGI-PLL, o NRF-PLL e o EDSC-PLL. Esta análise é imprescindível para realizar uma devida comparação com as técnicas propostas.

No Capítulo 3 introduz-se a fundamentação teórica da técnica GDSC-PLL. Esse capítulo apresenta uma forma de por em cascata várias transformações para detectar o vetor de sequência positiva na frequência fundamental, bem como quaisquer outros vetores harmônicos

de sequência positiva ou negativa. Também, fornece uma solução adaptativa em frequência [35].

No Capítulo 4, a SVFT é aplicada a um sinal trifásico representado pelo vetor $\alpha\beta$ de *Clarke*. Mostra-se que a saída da SVFT é a componente harmônica de sequência positiva ou negativa desejada do vetor espacial do sinal trifásico de entrada. Um algoritmo recursivo para implementar a SVFT e sua resposta em frequência variável são descritos. Um esquema para tornar este método adaptativo em frequência é também explicado [36].

Várias comparações dos desempenhos dos métodos de sincronização supracitados nesta seção, os quais foram implementados em MATLAB[®], são realizadas no Capítulo 5. Resultados experimentais dos métodos propostos também são mostrados nesse capítulo.

Por fim, as conclusões e sugestões para trabalhos futuros são apresentadas no Capítulo 6.

2

ALGUNS DOS PRINCIPAIS MÉTODOS DE SINCRONIZAÇÃO

Neste capítulo são analisados alguns dos principais métodos de detecção do vetor tensão de sequência positiva na frequência fundamental encontrados na literatura. Para tanto, trata-se primeiramente de componentes simétricas e estudos sobre transformações de coordenadas em sistemas elétricos trifásicos, bem como, realiza-se uma análise matemática das características das tensões da rede elétrica. Essas revisões preliminares auxiliam no desenvolvimento algébrico dos métodos ao longo da tese.

No tocante às técnicas de sincronização, inicia-se pelo método mais largamente usado o qual é baseado no PLL em um sistema de referência síncrono com o vetor tensão de sequência positiva na frequência fundamental (SRF-PLL). Há de se convir que o estudo deste PLL é proveitoso para incorporá-lo a outras técnicas de sincronização. Também, o PLL em um sistema de referência síncrono duplo (DSRF-PLL) e o PLL fundamentado em dois integradores generalizados de segunda ordem (DSOGI-PLL) são abordados. Versa-se sobre um método que é baseado em álgebra vetorial instantânea [19], aqui denominado de NRF-PLL. Ademais, é analisada uma técnica cuja metodologia é fundamentada em transformações matemáticas que fazem uso de armazenamentos de valores passados dos sinais. Essa técnica é uma versão estendida do DSC (*Extended Delayed Signal Cancellation* - PLL: EDSC-PLL) a qual foi apresentada em [27] [28].

Explicam-se os princípios de operação de cada método, assim como, suas vantagens

e desvantagens. Os desempenhos dos métodos em termos de afundamentos, desbalanços e distorções na rede elétrica também são discutidos qualitativamente. Erros na estimação da posição angular do vetor tensão detectado superiores a $1,5^\circ$ são considerados elevados. Analogamente, o tempo de convergência desses erros para a faixa de $\pm 1,5^\circ$ é tido como aceitável desde que seja inferior a dois ciclos da fundamental. Entretanto, algumas comparações quantitativas entre os diversos métodos examinados nesta tese são feitas no Capítulo 5.

2.1 Componentes Simétricas e Transformações de Coordenadas

É fácil encontrar na literatura que é possível obter os fasores das componentes simétricas (ou de *Fortescue*) (\tilde{V}^+ , \tilde{V}^- e \tilde{V}^0) de um conjunto trifásico de fasores de tensão (\tilde{V}_a , \tilde{V}_b e \tilde{V}_c) [37] - [39].

$$\begin{bmatrix} \tilde{V}^+ \\ \tilde{V}^- \\ \tilde{V}^0 \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \underbrace{\begin{bmatrix} 1 & \alpha & \alpha^2 \\ 1 & \alpha^2 & \alpha \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix}}_{[T_{+-0}]} \begin{bmatrix} \tilde{V}_a \\ \tilde{V}_b \\ \tilde{V}_c \end{bmatrix} = [T_{+-0}] \begin{bmatrix} \tilde{V}_a \\ \tilde{V}_b \\ \tilde{V}_c \end{bmatrix}; \quad \alpha = e^{j\frac{2\pi}{3}}. \quad (2.1)$$

Se a componente de sequência positiva ou negativa é desejada, deve-se aplicar as transformações:

$$\begin{bmatrix} \tilde{V}^+ \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 & \alpha & \alpha^2 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{V}_a \\ \tilde{V}_b \\ \tilde{V}_c \end{bmatrix}, \quad (2.2)$$

$$\begin{bmatrix} 0 \\ \tilde{V}^- \\ 0 \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 1 & \alpha^2 & \alpha \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{V}_a \\ \tilde{V}_b \\ \tilde{V}_c \end{bmatrix}. \quad (2.3)$$

Para obter-se apenas os sinais de sequência positiva ou negativa em abc , tem-se que

multiplicar (2.2) e (2.3) por $[T_{+-0}]^{-1}$. Nessa situação, na devida ordem encontra-se:

$$\begin{bmatrix} \tilde{V}_a^+ \\ \tilde{V}_b^+ \\ \tilde{V}_c^+ \end{bmatrix} = [T_{+-0}]^{-1} \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 & \alpha & \alpha^2 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{V}_a \\ \tilde{V}_b \\ \tilde{V}_c \end{bmatrix} \Rightarrow \begin{bmatrix} \tilde{V}_a^+ \\ \tilde{V}_b^+ \\ \tilde{V}_c^+ \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \underbrace{\begin{bmatrix} 1 & \alpha & \alpha^2 \\ \alpha^2 & 1 & \alpha \\ \alpha & \alpha^2 & 1 \end{bmatrix}}_{[T_+]} \begin{bmatrix} \tilde{V}_a \\ \tilde{V}_b \\ \tilde{V}_c \end{bmatrix}, \quad (2.4)$$

$$\begin{bmatrix} \tilde{V}_a^- \\ \tilde{V}_b^- \\ \tilde{V}_c^- \end{bmatrix} = [T_{+-0}]^{-1} \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 1 & \alpha^2 & \alpha \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{V}_a \\ \tilde{V}_b \\ \tilde{V}_c \end{bmatrix} \Rightarrow \begin{bmatrix} \tilde{V}_a^- \\ \tilde{V}_b^- \\ \tilde{V}_c^- \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \underbrace{\begin{bmatrix} 1 & \alpha^2 & \alpha \\ \alpha & 1 & \alpha^2 \\ \alpha^2 & \alpha & 1 \end{bmatrix}}_{[T_-]} \begin{bmatrix} \tilde{V}_a \\ \tilde{V}_b \\ \tilde{V}_c \end{bmatrix}. \quad (2.5)$$

O conceito de componentes simétricas é convencionalmente definido com respeito a fasores. Entretanto, este conceito pode ser estendido para o domínio do tempo e neste caso o operador $\alpha = e^{j\frac{2\pi}{3}}$ é um deslocamento no tempo equivalente a um terço do período da fundamental [40].

Outrossim, as três magnitudes de um sinal trifásico em função do tempo $[v_a, v_b, v_c]^T$ podem ser representadas por um vetor $[v_\alpha, v_\beta]^T$ mais um escalar v_0 mediante a transformação de *Clarke* [41] dada pela matriz $[T_{\alpha\beta 0}]$.

$$\begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \\ v_0 \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \underbrace{\begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix}}_{[T_{\alpha\beta 0}]} \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = [T_{\alpha\beta 0}] \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} \quad (2.6)$$

Se o operador $\alpha = e^{j\frac{2\pi}{3}}$ é introduzido em (2.6), então o vetor espacial $\vec{v}_{\alpha\beta} = [v_\alpha, v_\beta]^T$ pode ser obtido de

$$\vec{v}_{\alpha\beta} = \frac{2}{3} \left(v_a + v_b e^{j\frac{2\pi}{3}} + v_c e^{-j\frac{2\pi}{3}} \right). \quad (2.7)$$

Uma transformada mais geral foi desenvolvida por *Park* com o propósito de expressar as variáveis trifásicas em função do tempo $[v_a, v_b, v_c]^T$ por meio de um vetor $[v_d, v_q]^T$ que gira numa velocidade qualquer ω com posição angular $\theta = \omega t$ mais um escalar v_0 [42]. A Figura 2.1 mostra o plano que contém os sistemas de coordenadas $\alpha\beta$ e dq . As componentes v_0 de

ambos são coincidentes e podem ser interpretadas como uma terceira coordenada perpendicular àquele plano.

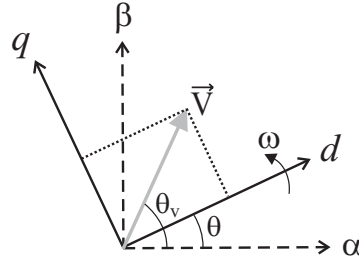


Figura 2.1: Vetor tensão em um sistema de coordenadas $\alpha\beta$ e dq .

O desenvolvimento da transformação de *Park* pode ser visto a seguir:

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \\ v_0 \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} \cos(\theta) & \text{sen}(\theta) & 0 \\ -\text{sen}(\theta) & \cos(\theta) & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}}_{[T_{dq0}]} \begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \\ v_0 \end{bmatrix} = [T_{dq0}] \begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \\ v_0 \end{bmatrix}, \quad (2.8)$$

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \\ v_0 \end{bmatrix} = \underbrace{[T_{dq0}][T_{\alpha\beta 0}]}_{[T_\theta]} \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix}, \quad (2.9)$$

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \\ v_0 \end{bmatrix} = \underbrace{\frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ -\text{sen}(\theta) & -\text{sen}(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\text{sen}(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix}}_{[T_\theta]} \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = [T_\theta] \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix}. \quad (2.10)$$

2.2 Descrição Matemática de Sinais Trifásicos

Considere um conjunto de sinais trifásicos periódicos desbalanceados e distorcidos descritos por:

$$\begin{cases} s_a = \sum_{h=0}^{\infty} [S_a^{(h)} \cos(h\omega t + \varphi_a^{(h)}) + S_0^{(h)} \cos(h\omega t + \varphi_0^{(h)})] \\ s_b = \sum_{h=0}^{\infty} [S_b^{(h)} \cos(h\omega t + \varphi_b^{(h)}) + S_0^{(h)} \cos(h\omega t + \varphi_0^{(h)})] \\ s_c = \sum_{h=0}^{\infty} [S_c^{(h)} \cos(h\omega t + \varphi_c^{(h)}) + S_0^{(h)} \cos(h\omega t + \varphi_0^{(h)})] \end{cases} . \quad (2.11)$$

A h -ésima componente harmônica dos sinais em (2.11) pode ser escrita como:

$$\begin{cases} s_a^{(h)} = S_a^{(h)} \cos(h\omega t + \varphi_a^{(h)}) + S_0^{(h)} \cos(h\omega t + \varphi_0^{(h)}) \\ s_b^{(h)} = S_b^{(h)} \cos(h\omega t + \varphi_b^{(h)}) + S_0^{(h)} \cos(h\omega t + \varphi_0^{(h)}) \\ s_c^{(h)} = S_c^{(h)} \cos(h\omega t + \varphi_c^{(h)}) + S_0^{(h)} \cos(h\omega t + \varphi_0^{(h)}) \end{cases} , \quad (2.12)$$

então,

$$\begin{cases} s_a^{(h)} = S_a^{(h)} \frac{e^{j(h\omega t + \varphi_a^{(h)})} + e^{-j(h\omega t + \varphi_a^{(h)})}}{2} + S_0^{(h)} \cos(h\omega t + \varphi_0^{(h)}) \\ s_b^{(h)} = S_b^{(h)} \frac{e^{j(h\omega t + \varphi_b^{(h)})} + e^{-j(h\omega t + \varphi_b^{(h)})}}{2} + S_0^{(h)} \cos(h\omega t + \varphi_0^{(h)}) \\ s_c^{(h)} = S_c^{(h)} \frac{e^{j(h\omega t + \varphi_c^{(h)})} + e^{-j(h\omega t + \varphi_c^{(h)})}}{2} + S_0^{(h)} \cos(h\omega t + \varphi_0^{(h)}) \end{cases} . \quad (2.13)$$

Esses sinais trifásicos podem ser representados por um vetor em uma estrutura de referência estacionária $\alpha\beta$ por meio de (2.7), eliminando os efeitos das componentes homopolares:

$$\bar{s}_{\alpha\beta}^{(h)} = \frac{2}{3} \left(s_a^{(h)} + s_b^{(h)} e^{j\frac{2\pi}{3}} + s_c^{(h)} e^{-j\frac{2\pi}{3}} \right) \quad (2.14)$$

ou

$$\begin{aligned} \bar{s}_{\alpha\beta}^{(h)} = e^{jh\omega t} \left[\frac{1}{3} \left(\tilde{S}_a^{(h)} + \tilde{S}_b^{(h)} e^{j\frac{2\pi}{3}} + \tilde{S}_c^{(h)} e^{-j\frac{2\pi}{3}} \right) \right] \\ + e^{-jh\omega t} \left[\frac{1}{3} \left(\tilde{S}_a^{(h)} + \tilde{S}_b^{(h)} e^{-j\frac{2\pi}{3}} + \tilde{S}_c^{(h)} e^{j\frac{2\pi}{3}} \right) \right]^* , \end{aligned} \quad (2.15)$$

cujas quantidades complexas indicadas pelo símbolo \tilde{S} são fasores contendo a informação sobre os valores iniciais de magnitude e ângulo de fase das componentes senoidais:

$$\tilde{S}_i^{(h)} = S_i^{(h)} e^{j\varphi_i^{(h)}}, \quad i = a, b, c. \quad (2.16)$$

Também, pode ser observado de (2.15) que os termos entre colchetes são os fasores de sequência positiva e negativa de Fortescue, denotados aqui por $\tilde{S}_{\alpha\beta+}^{(h)}$ e $\tilde{S}_{\alpha\beta-}^{(h)}$, respectivamente.

Então,

$$\vec{s}_{\alpha\beta}^{(h)} = \vec{s}_{\alpha\beta+}^{(h)} + \vec{s}_{\alpha\beta-}^{(h)} = \tilde{S}_{\alpha\beta+}^{(h)} e^{jh\omega t} + \tilde{S}_{\alpha\beta-}^{(h)*} e^{-jh\omega t}, \quad (2.17)$$

consequentemente,

$$\vec{s}_{\alpha\beta} = \sum_{h=0}^{\infty} \vec{s}_{\alpha\beta}^{(h)} = \sum_{h=0}^{\infty} [\tilde{S}_{\alpha\beta+}^{(h)} e^{jh\omega t}] + \sum_{h=1}^{\infty} [\tilde{S}_{\alpha\beta-}^{(h)*} e^{-jh\omega t}]. \quad (2.18)$$

Sem perda de generalidade, um vetor de componente harmônica de sequência positiva ou negativa pode ser representado por

$$\vec{s}_{\alpha\beta}^{(h_s)} = S_{\alpha\beta}^{(h_s)} e^{sgn(h_s)j\varphi^{(h_s)}} e^{jh_s\omega t}, \quad (2.19)$$

em que,

$$h_s = \begin{cases} h, & \text{para componentes harmônicas de sequência positiva} \\ -h, & \text{para componentes harmônicas de sequência negativa} \end{cases}.$$

Nota-se que, exceto pelas componentes homopolares, qualquer conjunto de sinais trifásicos periódicos é igual à soma de vetores de componentes harmônicas de sequência positiva e negativa. Cada vetor tem magnitude constante e gira a velocidade fixa.

Considere-se agora que os sinais s_a , s_b e s_c são amostrados N vezes por período da fundamental, em que $N \in \mathbb{N}$ par. Assume-se que os vetores correspondendo a $\vec{s}_{\alpha\beta}(t)$ são calculados e armazenados para $t = (k - N)T_s, \dots, t = (k - 1)T_s$, em que, T_s é o período de amostragem e kT_s é o tempo atual. Também, considere-se que os sinais de entrada medidos contêm harmônicos até $(N/2)f_1$, em que f_1 é a frequência fundamental. Isto pode ser feito utilizando um pré-filtro analógico *anti-aliasing*. Então, de (2.18) o k -ésimo vetor amostrado pode ser escrito como

$$\vec{s}_{\alpha\beta}(t = kT_s) = \sum_{h=0}^{\frac{N}{2}-1} [\tilde{S}_{\alpha\beta+}^{(h)} e^{jh\frac{2\pi}{N}k}] + \sum_{h=1}^{\frac{N}{2}-1} [\tilde{S}_{\alpha\beta-}^{(h)*} e^{-jh\frac{2\pi}{N}k}]. \quad (2.20)$$

2.3 SRF-PLL

As tensões medidas da rede $[v_a, v_b, v_c]^T$ são transformadas para o vetor em referencial síncrono com a sequência positiva na frequência fundamental $[v_d, v_q]^T$. A componente v_0 é

ignorada, já que contém apenas a informação da componente de sequência zero. A componente em quadratura v_q passa por um controlador proporcional-integral (PI) cujo objetivo é ajustar o ângulo da transformação até torná-la nula. Desta forma, quando v_q atinge o valor zero a projeção do vetor tensão sobre o eixo d coincide com seu módulo, e a posição angular estimada (θ') na saída do SRF-PLL coincide com o ângulo de fase do vetor tensão. A velocidade angular estimada ω' é a saída do PI adicionada à velocidade angular nominal – compensação *feed forward* (ω_{ff}) – cuja função é ajudar o sistema a estabilizar-se mais rápido, principalmente na inicialização. A Figura 2.2 mostra o diagrama em blocos do SRF-PLL.

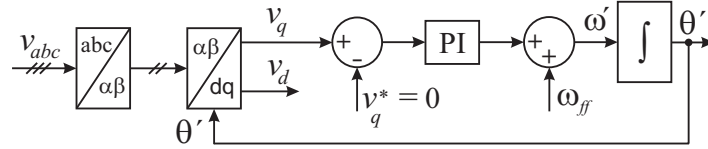


Figura 2.2: Diagrama em blocos do SRF-PLL.

Assumindo que $[v_a, v_b, v_c]^T = [V \cos(\omega t), V \cos(\omega t - \frac{2\pi}{3}), V \cos(\omega t + \frac{2\pi}{3})]$, e passando para o referencial dq (síncrono com a FFPS) usando a posição angular estimada (θ'), tem-se $[v_d, v_q]^T = [V \cos(\omega t - \theta'), V \sin(\omega t - \theta')]$. O controlador PI fará v_q ir para zero o que significa θ' acompanhar ωt ($\theta' \approx \omega t$).

Para obter as constantes do controlador PI (K_p e K_i : constantes proporcional e integral, respectivamente) considera-se que $\theta' \approx \omega t$. Então, fazendo uma aproximação linear da componente v_q tem-se:

$$v_q = V(\omega t - \theta') \Rightarrow V_q(s) = V[\Psi(s) - \Theta'(s)] \Rightarrow V_q(s) = V[E(s)], \quad (2.21)$$

em que, $V_q(s)$, $\Psi(s)$, $\Theta'(s)$ e $E(s)$ são as transformadas de *Laplace* de v_q , ωt , θ' e $\varepsilon = \omega t - \theta'$, respectivamente. Assim sendo, um novo diagrama em blocos linearizado é mostrado na Figura 2.3.

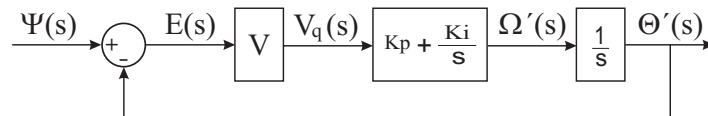


Figura 2.3: Diagrama de controle linearizado do SRF-PLL.

Portanto, a função de transferência que caracteriza o sistema de controle linearizado é

$$\frac{\Theta'(s)}{\Psi(s)} = \frac{2\xi\omega_c s + \omega_c^2}{s^2 + 2\xi\omega_c s + \omega_c^2}, \quad (2.22)$$

em que,

$$\omega_c = \sqrt{K_i V}, \quad \xi = \frac{K_p}{2} \sqrt{\frac{V}{K_i}}.$$

ω_c é a largura de banda e ξ é o fator de amortecimento do sistema.

Nesta tese, os parâmetros dos controladores PI foram escolhidos a partir de valores especificados da largura de banda e do fator de amortecimento da resposta desejada.

O diagrama de *Bode* de (2.22) está mostrado na Figura 2.4. Nestas curvas adota-se um fator de amortecimento de $1/\sqrt{2}$ e uma largura de banda de 157,08 rad/s. Observa-se que o SRF-PLL age como um filtro passa-baixa em que a partir da frequência de corte (25 Hz) possui um decaimento de 20 dB/década. O ganho e a fase para as grandezas constantes são 0 dB e 0°, respectivamente.

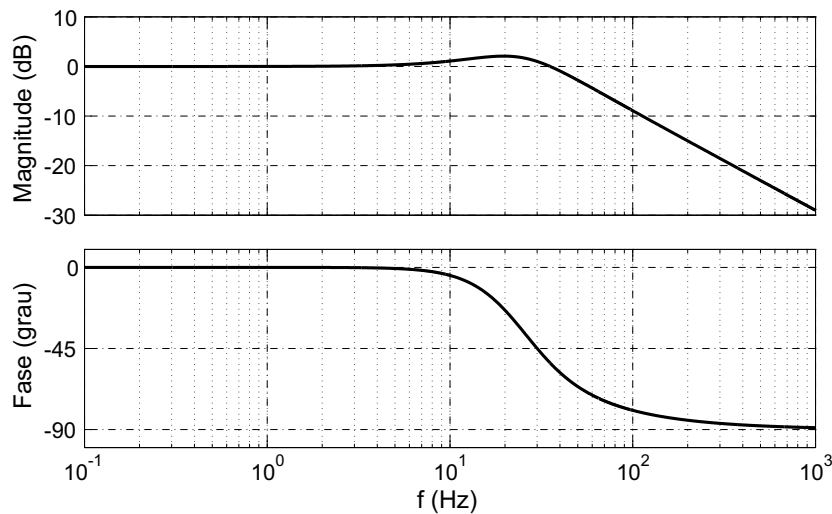


Figura 2.4: Diagrama de *Bode* do controle linearizado do SRF-PLL com $\xi = 1/\sqrt{2}$ e $\omega_c = 157,08$ rad/s.

Com o intuito de investigar os efeitos causados por desbalanço ou harmônicos é elaborado um estudo levando em conta que a tensão da rede é composta pelo vetor tensão de FFPS mais uma componente harmônica, a qual pode ser de sequência positiva ou negativa. Então,

a tensão da rede no referencial estacionário $\alpha\beta$ é expressa como:

$$\vec{V}_{\alpha\beta} = \begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} = V^{+1} \begin{bmatrix} \cos(\omega t + \phi^{+1}) \\ \text{sen}(\omega t + \phi^{+1}) \end{bmatrix} + V^n \begin{bmatrix} \cos(n\omega t + \phi^n) \\ \text{sen}(n\omega t + \phi^n) \end{bmatrix}, \quad (2.23)$$

em que, $n \in \mathbb{Z} | n \neq +1$. Sem perda de generalidade e por questão de simplicidade $\phi^{+1} = 0$ e $\phi^n = 0$. Passando $\vec{V}_{\alpha\beta}$ para o referencial dq usando a posição angular estimada (θ'), tem-se:

$$\vec{V}_{dq} = \begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} = V^{+1} \begin{bmatrix} \cos(\omega t - \theta') \\ \text{sen}(\omega t - \theta') \end{bmatrix} + V^n \begin{bmatrix} \cos(n\omega t - \theta') \\ \text{sen}(n\omega t - \theta') \end{bmatrix}. \quad (2.24)$$

Supondo que o PI leva o sistema à sincronização, isto é, $\theta' \approx \omega t$, e realizando uma aproximação linear, (2.24) torna-se:

$$\vec{V}_{dq} = \begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} = V^{+1} \begin{bmatrix} 1 \\ \omega t - \theta' \end{bmatrix} + V^n \begin{bmatrix} \cos[(n-1)\omega t] \\ \text{sen}[(n-1)\omega t] \end{bmatrix}. \quad (2.25)$$

O segundo termo em (2.25) pode ser visto como uma perturbação na determinação do vetor de FFPS. Assim, a largura de banda que há de ser adotada na malha de controle (ω_c) deve rejeitar a ocorrência de possível desbalanço ($n = -1$) ou harmônico, pois, se $n = -1$ uma componente de frequência dupla aparece em v_q e conseqüentemente na posição angular estimada (θ'). Igualmente, se um harmônico de quinta ordem de sequência positiva $n = +5$ surge nas tensões da rede, então, uma componente cuja frequência é quatro vezes a frequência fundamental aparece em v_q e por conseguinte em θ' . Logo, para amenizar os erros causados por desbalanço ou harmônicos, a largura de banda deve ser convenientemente escolhida: quanto menor a ordem do harmônico menor deve ser a faixa de passagem do controlador.

Salienta-se que a tensão de *offset* ($n = 0$), decorrente normalmente da deficiência dos circuitos de medição e conversão, também influencia negativamente a estimação da posição angular (θ'), visto que a mesma provoca a existência de uma componente fundamental de sequência negativa.

2.3.1 Comportamento do SRF-PLL

Considerando a rede elétrica sem distorções e desequilíbrios pode-se adotar uma largura de banda bastante elevada. Todavia, quando a rede possui harmônicos de tensão de baixa or-

dem ou desequilíbrios é necessário reduzir a largura de banda do SRF-PLL para atenuar seus efeitos [12]. Por exemplo, se a frequência da rede é de 50 Hz ($\omega = 2\pi 50 = 314,16$ rad/s) é adequado escolher uma banda de passagem uma oitava abaixo do primeiro harmônico fortuitamente presente ($\omega_c = \omega/2 = 157,08$ rad/s) e um fator de amortecimento $\xi = 1/\sqrt{2}$. No entanto, a dinâmica da resposta torna-se muito lenta, além de sempre existirem oscilações em θ' e nas magnitudes detectadas [15].

A estrutura do SRF-PLL foi simulada em três condições de tensões distintas utilizando o *software* MATLAB[®]. Em todos os casos, foi escolhida uma banda de passagem estreita ($\omega_c = \omega/2 = 157,08$ rad/s) e um fator de amortecimento $\xi = 1/\sqrt{2}$, dos quais resultam $K_p = 222,14$ e $K_i = 24.674,01$. A frequência fundamental da rede elétrica é de 50 Hz e a frequência de amostragem (f_s) dos sinais na entrada é de 18 kHz. O distúrbio sempre ocorre de 40 ms a 160 ms.

Nas três figuras, o primeiro gráfico (a) mostra as tensões de entrada (v_{abc}), o segundo (b) as tensões estimadas na saída (v'_{abc}) e tracejada a componente de tensão estimada v'_d , e por último (c) o erro na estimação da posição angular ($\varepsilon = \omega t - \theta'$).

Tendo em vista que o SRF-PLL não foi projetado para a detecção de amplitude quando os sinais de entrada estão distorcidos ou desbalanceados, então, para ilustrar como seria a recuperação do vetor tensão de sequência positiva na frequência fundamental obteve-se v'_d e v'_q filtrando as componentes v_d e v_q , respectivamente. Para tanto, filtros passa-baixa (*Low Pass Filter* - LPF) de *Butterworth* de segunda ordem e frequência de corte 25 Hz foram utilizados. v'_{abc} são obtidas por meio da transformada inversa de *Park* usando v'_d e v'_q . Ademais, em todas as situações $v_{pf}^{+1} = 1\angle 0^\circ$ p.u. é a tensão de pré-falta.

A Figura 2.5 mostra os resultados de simulação considerando, durante a falta, que as tensões são distorcidas apenas por um harmônico de ordem 11 de sequência negativa ($v^{+1} = 1\angle 0^\circ$ p.u. e $v^{-11} = 0,2\angle 0^\circ$ p.u.). Conclui-se neste caso que os resultados são pouco afetados pelo harmônico, pois a malha de controle é capaz de atenuá-lo. A amplitude do erro ($\varepsilon = \omega t - \theta'$) em regime é pequena.

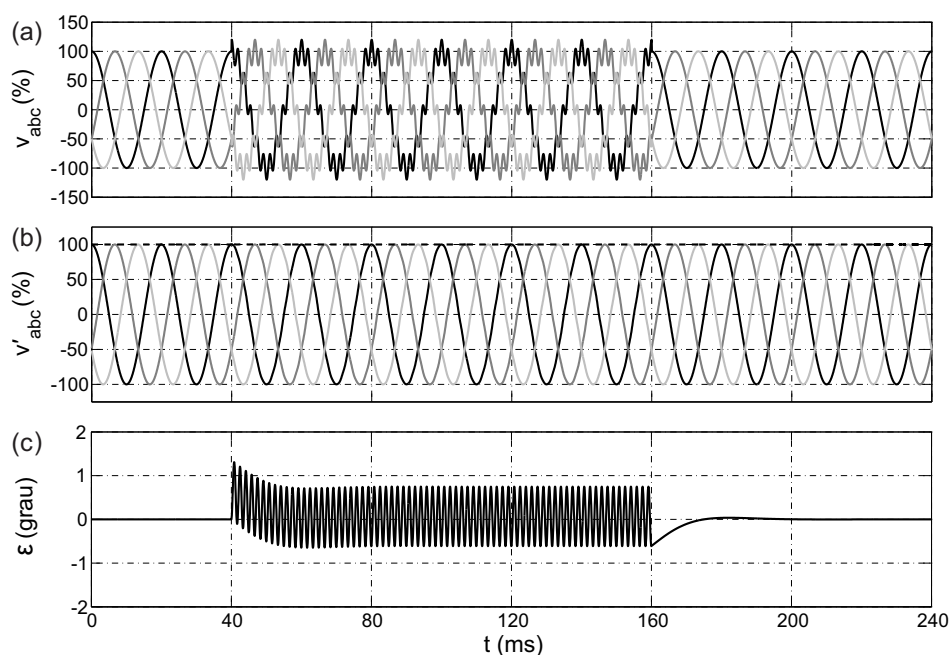


Figura 2.5: Resposta do SRF-PLL sob distorção harmônica de ordem elevada ($v^{+1} = 1\angle 0^\circ$ p.u. e $v^{-11} = 0,2\angle 0^\circ$ p.u.).

Porém, se durante a falta as tensões são distorcidas por harmônicos de baixa ordem, por exemplo, ordem 3 de sequência positiva ($v^{+1} = 1\angle 0^\circ$ p.u. e $v^{+3} = 0,2\angle 0^\circ$ p.u.), então, os resultados são afetados pelos harmônicos, pois a atenuação imposta pela malha de controle é baixa. Os resultados da simulação estão mostrados na Figura 2.6.

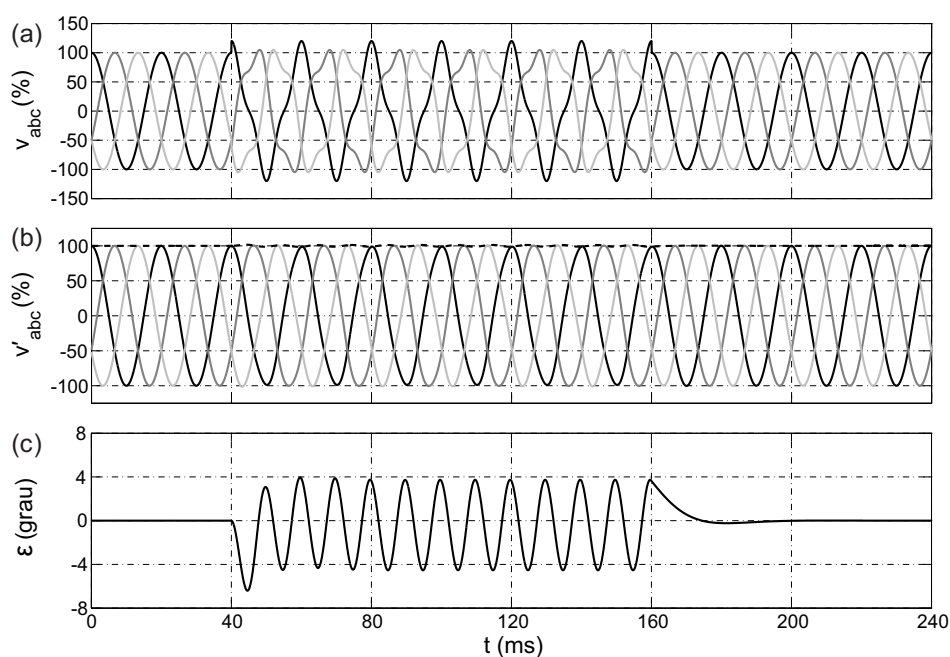


Figura 2.6: Resposta do SRF-PLL sob distorção harmônica de ordem baixa ($v^{+1} = 1\angle 0^\circ$ p.u. e $v^{+3} = 0,2\angle 0^\circ$ p.u.).

Outrossim, um caso muito comum que ocorre durante uma falta é o desbalanço. Portanto, efetua-se uma simulação admitindo $v^{+1} = 1\angle 0^\circ$ p.u. mais uma componente de sequência negativa $v^{-1} = 0,3\angle 0^\circ$ p.u. As projeções sobre os eixos d e q da componente de sequência negativa oscilam no tempo com frequência dupla conforme mostra a Figura 2.7, logo, observa-se que o SRF-PLL não atende convenientemente a faltas sujeitas a desbalanço.

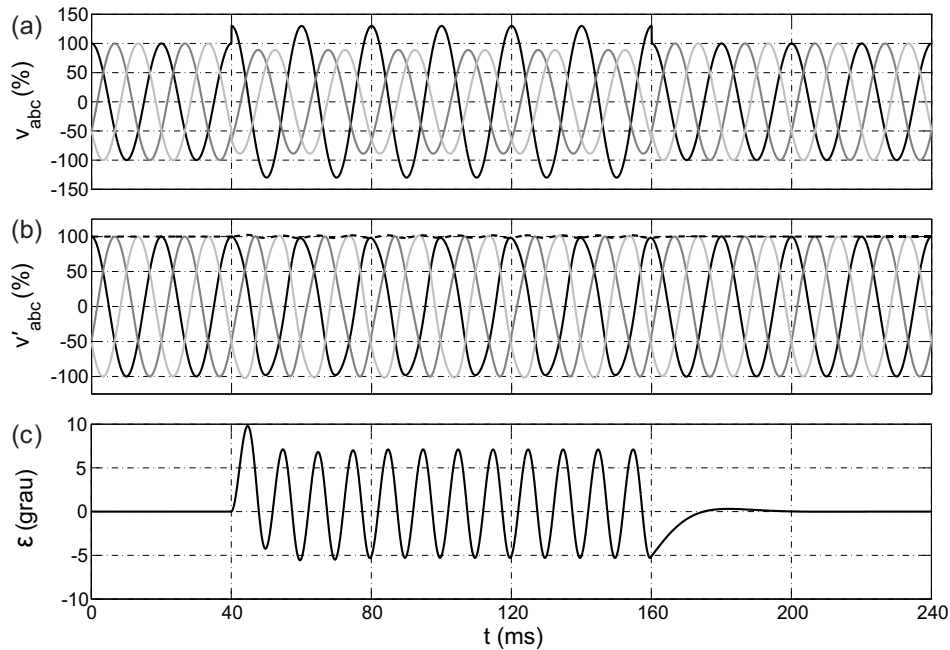


Figura 2.7: Resposta do SRF-PLL sujeito a desequilíbrios ($v^{+1} = 1\angle 0^\circ$ p.u. e $v^{-1} = 0,3\angle 0^\circ$ p.u.).

2.4 DSRF-PLL

Com o intuito de atingir melhores resultados sob condições de sinais desbalanceados, deve-se separar os efeitos das componentes de sequência positiva e negativa. Isso é alcançado com o PLL em um sistema de referência síncrono duplo (DSRF-PLL) [16]. Para estudar o DSRF-PLL considera-se primeiramente que as tensões da rede apresentam-se apenas desequilibradas em sua frequência fundamental. Posteriormente, são avaliados os efeitos de harmônicos de ordem superior sobre o DSRF-PLL. Desta forma, ignorando a componente v_0 , já que contém apenas a informação da componente de sequência zero, o vetor de tensão

da rede pode ser descrito como:

$$\vec{V}_{\alpha\beta} = \begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} = \vec{V}^{+1} + \vec{V}^{-1} = V^{+1} \begin{bmatrix} \cos(\omega t) \\ \text{sen}(\omega t) \end{bmatrix} + V^{-1} \begin{bmatrix} \cos(-\omega t + \phi^{-1}) \\ \text{sen}(-\omega t + \phi^{-1}) \end{bmatrix}, \quad (2.26)$$

em que se tem considerado que a origem da fase é determinada pela componente de sequência positiva.

De (2.26), \vec{V}^{+1} é um vetor que gira em sentido positivo (sentido anti-horário) com velocidade ω enquanto \vec{V}^{-1} gira na mesma velocidade em sentido negativo (sentido horário). Se a existência de dois sistemas de referência síncronos é suposta: dq^{+1} que ocupa uma posição angular θ' e dq^{-1} cuja posição angular é igual a $-\theta'$, então, a expressão do vetor tensão ($\vec{V}_{\alpha\beta} = \vec{V}^{+1} + \vec{V}^{-1}$) sobre este sistema de referência síncrono duplo dá lugar às equações mostradas a seguir:

$$\vec{V}_{dq^{+1}} = \begin{bmatrix} v_{d^{+1}} \\ v_{q^{+1}} \end{bmatrix} = [T_{dq}^{+1}] \vec{V}_{\alpha\beta} = V^{+1} \begin{bmatrix} \cos(\omega t - \theta') \\ \text{sen}(\omega t - \theta') \end{bmatrix} + V^{-1} \begin{bmatrix} \cos(-\omega t + \phi^{-1} - \theta') \\ \text{sen}(-\omega t + \phi^{-1} - \theta') \end{bmatrix}, \quad (2.27)$$

$$\vec{V}_{dq^{-1}} = \begin{bmatrix} v_{d^{-1}} \\ v_{q^{-1}} \end{bmatrix} = [T_{dq}^{-1}] \vec{V}_{\alpha\beta} = V^{+1} \begin{bmatrix} \cos(\omega t + \theta') \\ \text{sen}(\omega t + \theta') \end{bmatrix} + V^{-1} \begin{bmatrix} \cos(-\omega t + \phi^{-1} + \theta') \\ \text{sen}(-\omega t + \phi^{-1} + \theta') \end{bmatrix}, \quad (2.28)$$

em que, $[T_{dq}^{+1}]$ provém de $[T_{dq0}]$ desprezando as componentes de sequência zero. E, $[T_{dq}^{-1}] = [T_{dq}^{+1}]^T$.

O sistema de detecção aqui exposto utiliza um PLL similar ao mostrado na Figura 2.2. Portanto, a componente $v_{q^{+1}}$ é a entrada de um controlador proporcional-integral (PI), e o ângulo obtido determina a posição angular do sistema de referência dq^{+1} . Supondo que a largura de banda adotada para o funcionamento do sistema seja reduzida, então, pode-se admitir que o sistema de referência dq^{+1} girará quase solidário ao vetor de FFPS, isto é, $\theta' \approx \omega t$. Sob essas condições é conveniente fazer uma linearização, de maneira que (2.27) e (2.28) ficam:

$$\vec{V}_{dq^{+1}} = \begin{bmatrix} v_{d^{+1}} \\ v_{q^{+1}} \end{bmatrix} \approx V^{+1} \begin{bmatrix} 1 \\ \omega t - \theta' \end{bmatrix} + V^{-1} \begin{bmatrix} \cos(-2\omega t + \phi^{-1}) \\ \text{sen}(-2\omega t + \phi^{-1}) \end{bmatrix}, \quad (2.29)$$

$$\vec{V}_{dq^{-1}} = \begin{bmatrix} v_{d^{-1}} \\ v_{q^{-1}} \end{bmatrix} \approx V^{+1} \begin{bmatrix} \cos(2\omega t) \\ \text{sen}(2\omega t) \end{bmatrix} + V^{-1} \begin{bmatrix} \cos(\phi^{-1}) \\ \text{sen}(\phi^{-1}) \end{bmatrix}. \quad (2.30)$$

Observando (2.29) nota-se que o vetor tensão da rede expresso no sistema de referência dq^{+1} possui um termo constante em suas componentes direta e em quadratura mais um termo que oscila na frequência 2ω , o qual depende da amplitude do vetor de sequência negativa. Analogamente ocorre quando o vetor de tensão da rede se expressa no sistema de referência dq^{-1} . Como já foi visto na Seção 2.3, reduzir a largura de banda do PLL e a frequência de corte do filtro passa-baixa não se mostra uma solução eficaz. Por isso, há de ser apresentada uma técnica que desacopla os sinais o que possibilita uma melhoria na resposta dinâmica do sistema. Ademais, resultados precisos na detecção da amplitude e posição angular do vetor tensão de sequência positiva na frequência fundamental podem ser atingidos.

2.4.1 Desacoplamento de sinais no DSRF-PLL

Não obstante o objetivo primário que é desacoplar os sinais que aparecem em (2.29) e (2.30), faz-se uma demonstração mais geral, ou seja, considera-se desacoplamento de sinais de dois sistemas genéricos [16] [43]. Esta explicação mais geral pode ser útil em outras ocasiões em que se desejar desacoplar quaisquer dois sinais sejam esses de sequência positiva ou negativa. Desta forma, o vetor tensão da rede o qual era fornecido por (2.26) passa a ser

$$\vec{V}_{\alpha\beta} = \begin{bmatrix} v_{\alpha} \\ v_{\beta} \end{bmatrix} = V^n \begin{bmatrix} \cos(n\omega t + \phi^n) \\ \text{sen}(n\omega t + \phi^n) \end{bmatrix} + V^m \begin{bmatrix} \cos(m\omega t + \phi^m) \\ \text{sen}(m\omega t + \phi^m) \end{bmatrix}, \quad (2.31)$$

em que, n e m podem ser positivos ou negativos para indicar componentes de sequência positiva ou negativa, respectivamente.

Assumindo a existência de dois sistemas de referência genéricos que ocupam respectivamente as posições angulares $n\theta'$ e $m\theta'$, sendo θ' o ângulo detectado pelo PLL, a expressão (2.31) nesses dois sistemas será:

$$\vec{V}_{dq^n} = \begin{bmatrix} v_{d^n} \\ v_{q^n} \end{bmatrix} = V^n \begin{bmatrix} \cos[n(\omega t - \theta') + \phi^n] \\ \text{sen}[n(\omega t - \theta') + \phi^n] \end{bmatrix} + V^m \begin{bmatrix} \cos(m\omega t + \phi^m - n\theta') \\ \text{sen}(m\omega t + \phi^m - n\theta') \end{bmatrix}, \quad (2.32)$$

$$\vec{V}_{dq^m} = \begin{bmatrix} v_{d^m} \\ v_{q^m} \end{bmatrix} = V^n \begin{bmatrix} \cos(n\omega t + \phi^n - m\theta') \\ \text{sen}(n\omega t + \phi^n - m\theta') \end{bmatrix} + V^m \begin{bmatrix} \cos[m(\omega t - \theta') + \phi^m] \\ \text{sen}[m(\omega t - \theta') + \phi^m] \end{bmatrix}. \quad (2.33)$$

Nota-se que se a sincronização é atingida, então, $\theta' = \omega t$ e as expressões (2.32) e (2.33) tornam-se:

$$\begin{bmatrix} v_{d^n} \\ v_{q^n} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V^n \cos(\phi^n) \\ V^n \text{sen}(\phi^n) \end{bmatrix} + V^m \cos(\phi^m) \begin{bmatrix} \cos[(n-m)\omega t] \\ -\text{sen}[(n-m)\omega t] \end{bmatrix} + V^m \text{sen}(\phi^m) \begin{bmatrix} \text{sen}[(n-m)\omega t] \\ \cos[(n-m)\omega t] \end{bmatrix}, \quad (2.34)$$

$$\begin{bmatrix} v_{d^m} \\ v_{q^m} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V^m \cos(\phi^m) \\ V^m \text{sen}(\phi^m) \end{bmatrix} + V^n \cos(\phi^n) \begin{bmatrix} \cos[(n-m)\omega t] \\ \text{sen}[(n-m)\omega t] \end{bmatrix} + V^n \text{sen}(\phi^n) \begin{bmatrix} -\text{sen}[(n-m)\omega t] \\ \cos[(n-m)\omega t] \end{bmatrix}. \quad (2.35)$$

Em (2.34) e (2.35) pode ser observado que as amplitudes das oscilações dos sinais nos eixos do sistema de referência dq^n coincidem com o valor médio dos sinais nos eixos do sistema de referência dq^m , e vice-versa.

De modo geral, para evitar que os sinais nos eixos de referência quaisquer dq^x sejam afetados pelo vetor \vec{V}^y propõe-se uma rede genérica de desacoplamento $D \begin{pmatrix} x \\ y \end{pmatrix}$ mostrada na Figura 2.8, em que, \bar{v}_{dy} e \bar{v}_{qy} representam os valores médios dos sinais nos eixos de um segundo sistema de referência dq^y . Verifica-se que para eliminar as oscilações dos sinais mostrados em (2.34) tem que fazer $x = n$ e $y = m$. Do mesmo modo, se $x = m$ e $y = n$ então as oscilações dos sinais em (2.35) são canceladas.

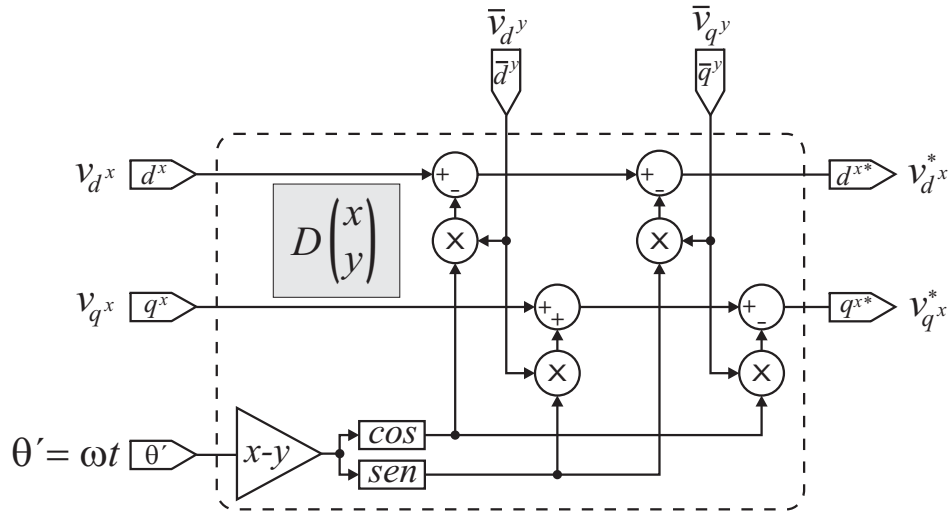


Figura 2.8: Rede que desacopla o sistema dq^x dos efeitos do vetor \vec{V}^y .

A fim de obter os sinais \bar{v}_{dy} e \bar{v}_{qy} , um sistema de realimentação cruzada é projetado (Figura 2.9) o qual faz uso de quatro filtros passa-baixa (LPF) cuja função de transferência é a seguinte:

$$LPF(s) = \frac{\omega_f}{s + \omega_f}. \quad (2.36)$$

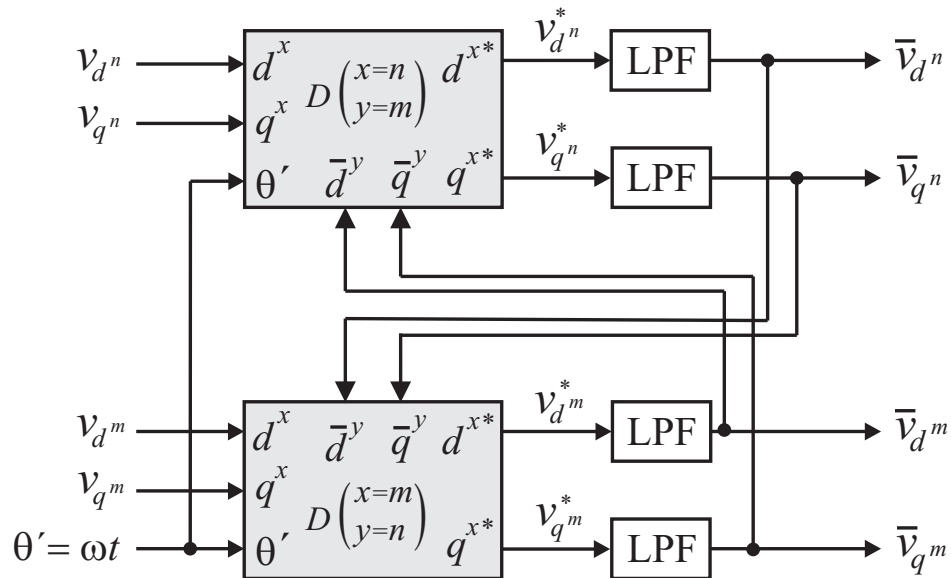


Figura 2.9: Sistema de desacoplamento entre os sinais dos eixos dq^n e dq^m .

Analisar-se-á o sistema da Figura 2.9. Para facilitar a notação as seguintes sentenças são

definidas:

$$u_1 = \cos[(n - m)\omega t] \quad ; \quad u_2 = \text{sen}[(n - m)\omega t]. \quad (2.37)$$

Portanto, as seguintes equações no domínio da frequência podem ser escritas:

$$\bar{V}_{d^n}(s) = \frac{\omega_f}{s + \omega_f} [V_{d^n}(s) - U_1(s) * \bar{V}_{d^m}(s) - U_2(s) * \bar{V}_{q^m}(s)], \quad (2.38)$$

$$\bar{V}_{q^n}(s) = \frac{\omega_f}{s + \omega_f} [V_{q^n}(s) - U_1(s) * \bar{V}_{q^m}(s) + U_2(s) * \bar{V}_{d^m}(s)], \quad (2.39)$$

$$\bar{V}_{d^m}(s) = \frac{\omega_f}{s + \omega_f} [V_{d^m}(s) - U_1(s) * \bar{V}_{d^n}(s) + U_2(s) * \bar{V}_{q^n}(s)], \quad (2.40)$$

$$\bar{V}_{q^m}(s) = \frac{\omega_f}{s + \omega_f} [V_{q^m}(s) - U_1(s) * \bar{V}_{q^n}(s) - U_2(s) * \bar{V}_{d^n}(s)], \quad (2.41)$$

cujo símbolo “*” representa o produto de convolução no domínio da frequência.

Transformando as expressões (2.38), (2.39), (2.40) e (2.41) para o domínio do tempo tem-se:

$$\dot{\bar{v}}_{d^n} = \omega_f (v_{d^n} - \bar{v}_{d^n} - u_1 \bar{v}_{d^m} - u_2 \bar{v}_{q^m}), \quad (2.42)$$

$$\dot{\bar{v}}_{q^n} = \omega_f (v_{q^n} - \bar{v}_{q^n} - u_1 \bar{v}_{q^m} + u_2 \bar{v}_{d^m}), \quad (2.43)$$

$$\dot{\bar{v}}_{d^m} = \omega_f (v_{d^m} - \bar{v}_{d^m} - u_1 \bar{v}_{d^n} + u_2 \bar{v}_{q^n}), \quad (2.44)$$

$$\dot{\bar{v}}_{q^m} = \omega_f (v_{q^m} - \bar{v}_{q^m} - u_1 \bar{v}_{q^n} - u_2 \bar{v}_{d^n}). \quad (2.45)$$

A partir dessas chega-se ao modelo de estado:

$$\dot{x}(t) = A(t)x(t) + B(t)v(t) \quad ; \quad y(t) = Cx(t), \quad (2.46)$$

em que,

$$x(t) = y(t) = \begin{bmatrix} \bar{v}_{d^n} \\ \bar{v}_{q^n} \\ \bar{v}_{d^m} \\ \bar{v}_{q^m} \end{bmatrix}, \quad v(t) = \begin{bmatrix} V^n \cos(\phi^n) \\ V^n \text{sen}(\phi^n) \\ V^m \cos(\phi^m) \\ V^m \text{sen}(\phi^m) \end{bmatrix}, \quad (2.47)$$

$$A(t) = -B(t) \quad , \quad C = I, \quad (2.48)$$

$$B(t) = \omega_f \begin{bmatrix} 1 & 0 & \cos[(n-m)\omega t] & \text{sen}[(n-m)\omega t] \\ 0 & 1 & -\text{sen}[(n-m)\omega t] & \cos[(n-m)\omega t] \\ \cos[(n-m)\omega t] & -\text{sen}[(n-m)\omega t] & 1 & 0 \\ \text{sen}[(n-m)\omega t] & \cos[(n-m)\omega t] & 0 & 1 \end{bmatrix}. \quad (2.49)$$

Pode-se observar que o modelo de estado anteriormente mencionado corresponde a um sistema linear variante no tempo. Levando em conta que a resolução analítica deste sistema é muito complexa, encontrar-se-á a solução para o caso particular em que $n = +1$ e $m = -1$. Além disso, para simplificar ainda mais o processo de resolução supõe-se que $\phi^{+1} = 0$ e $\phi^{-1} = 0$. A solução analítica para \bar{v}_{d+1} é mostrada em (2.50), em que, k é a relação entre a frequência de corte do filtro passa-baixa e a frequência fundamental da rede ($k = \omega_f/\omega$) [16].

$$\begin{aligned} \bar{v}_{d+1} = & V^{+1} - \{V^{+1} \cos(\omega t) \cos(\omega t \sqrt{1-k^2}) \\ & + \frac{1}{\sqrt{1-k^2}} [V^{+1} \text{sen}(\omega t) - kV^{-1} \cos(\omega t)] \text{sen}(\omega t \sqrt{1-k^2})\} e^{-k\omega t} \end{aligned} \quad (2.50)$$

Na Figura 2.10 representa-se (2.50) para diversos valores de k , considerando que $V^{+1} = 100$ V, $V^{-1} = 30$ V e $\omega = 2\pi 50$ rad/s. Trivialmente, verifica-se que a sentença (2.50) possui uma singularidade em $k = 1$. Por isso, dividiu-se a Figura 2.10 em duas partes: (a) para $k < 1$ e (b) para $k > 1$. O sinal de saída \bar{v}_{d+1} passa a ser denominado V'^{+1} , indicando que se trata da estimação da amplitude do vetor tensão de FFPS da tensão de entrada.

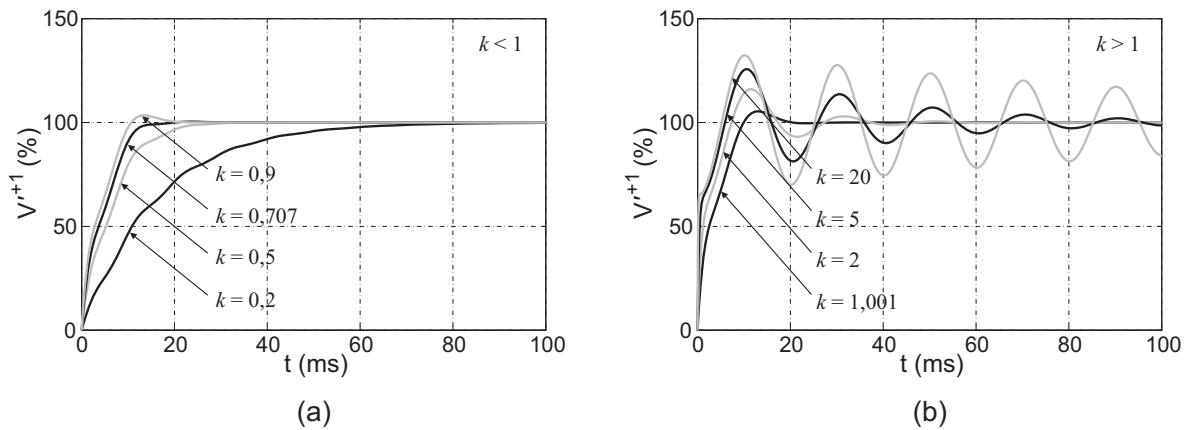


Figura 2.10: Sinal de saída obtido teoricamente para \bar{v}_{d+1} em um sistema de desacoplamento entre dq^{+1} e dq^{-1} , considerando que $V^{+1} = 100$ V, $V^{-1} = 30$ V e $\omega = 2\pi 50 = 314,16$ rad/s: (a) Valores de $k < 1$; (b) Valores de $k > 1$.

Constata-se pela Figura 2.10 que é conveniente adotar $k = 1/\sqrt{2}$, visto que a resposta dinâmica é rápida e tem sobressinal máximo (*overshoot*) pequeno. Contudo, deve-se levar em conta que em uma aplicação real do sistema da Figura 2.9 o ângulo de entrada (θ') não será permanentemente igual ao ângulo do vetor FFPS (ωt), pois aquele há de ser obtido mediante o PLL. Então, antes que o PLL se encontre apropriadamente sincronizado, podem surgir grandes erros transitórios na estimação da posição angular do vetor tensão de sequência positiva na frequência fundamental. Desse modo, o modelo de estado dado por (2.46), (2.47), (2.48) e (2.49) só representa o comportamento do sistema quando o PLL se acha perfeitamente sincronizado.

2.4.2 Estrutura Geral do DSRF-PLL

A Figura 2.11 ilustra a estrutura completa do DSRF-PLL. Ressalta-se que o sinal de entrada para o controlador proporcional-integral (PI) do PLL não é v_{q+1} e sim v_{q+1}^* , pois este, em regime permanente, não sofre influência da componente de sequência negativa da frequência fundamental. Logo, oscilações de pulsação 2ω , que surgiam no SRF-PLL por causa de eventuais desbalanços na rede, não aparecem na detecção da posição angular fornecida pelo DSRF-PLL. Desta forma, é permitido aumentar a largura de banda da malha de controle atentando, todavia, que a limitação existente da frequência de corte dos filtros passa-baixa

($k = 1/\sqrt{2}$) impede que a dinâmica global do DSRF-PLL seja demasiadamente melhorada.

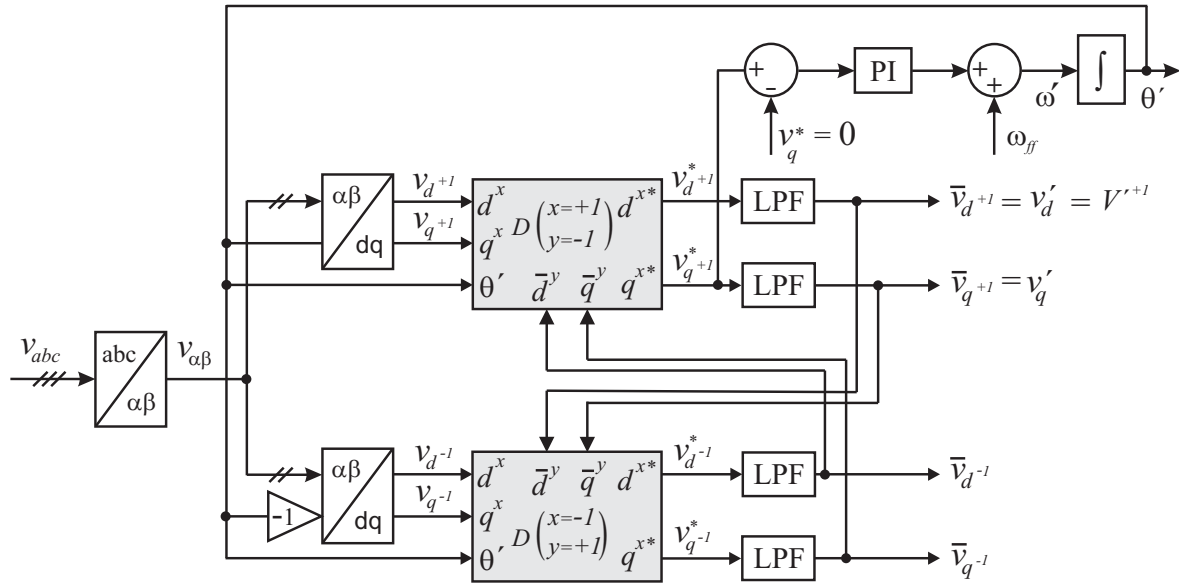


Figura 2.11: Diagrama em blocos do DSRF-PLL.

2.4.3 Comportamento do DSRF-PLL

O DSRF-PLL foi simulado em três condições de tensões distintas utilizando o *software* MATLAB[®]. A frequência fundamental da rede elétrica é de 50 Hz ($\omega = 2\pi 50 = 314,16$ rad/s) e a frequência de amostragem dos sinais na entrada é de 18 kHz. Em todos os casos, foi escolhida uma largura de banda para a malha de controle estreita ($\omega_c = \omega/2 = 157,08$ rad/s) e um fator de amortecimento $\xi = 1/\sqrt{2}$, dos quais resultam $K_p = 222,14$ e $K_i = 24.674,01$. A frequência de corte dos filtros passa-baixa de primeira ordem é de $\omega_f = \omega/\sqrt{2} = 222,14$ rad/s.

Nas três figuras, o primeiro gráfico (a) mostra as tensões de entrada (v_{abc}), o segundo (b) as tensões estimadas na saída (v'_{abc}) e tracejada a componente de tensão estimada v'_d , e por último (c) o erro na estimação da posição angular ($\varepsilon = \omega t - \theta'$). v'_{abc} são obtidas por meio da transformada inversa de Park usando v'_d e v'_q . Em todas as situações $v_{pf}^{+1} = 1 \angle 0^\circ$ p.u. é a tensão de pré-falta.

A Figura 2.12 mostra os resultados de simulação considerando, durante a falta, que as tensões são distorcidas apenas por um harmônico de ordem 11 de sequência negativa ($v^{+1} =$

$1\angle 0^\circ$ p.u. e $v^{-11} = 0,2\angle 0^\circ$ p.u.). Nota-se neste caso que os resultados são pouco afetados pelo harmônico, pois a malha de controle é capaz de filtrá-lo. A amplitude do erro ($\varepsilon = \omega t - \theta'$) em regime é pequena.

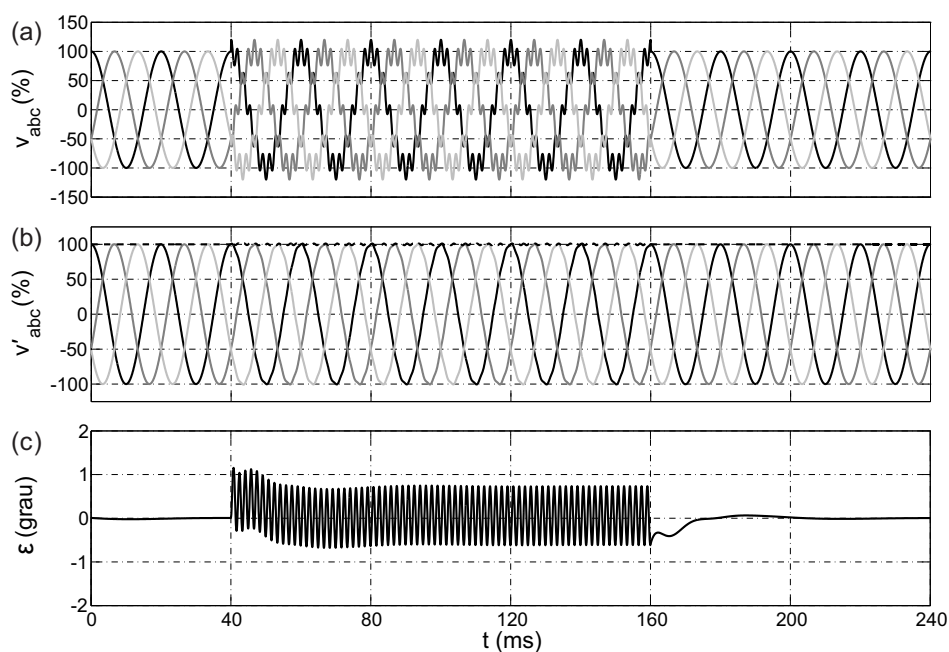


Figura 2.12: Resposta do DSRF-PLL sob distorção harmônica de ordem elevada ($v^{+1} = 1\angle 0^\circ$ p.u. e $v^{-11} = 0,2\angle 0^\circ$ p.u.).

Porém, se durante a falta as tensões são distorcidas por harmônicos de baixa ordem, por exemplo, ordem 3 de sequência positiva ($v^{+1} = 1\angle 0^\circ$ p.u. e $v^{+3} = 0,2\angle 0^\circ$ p.u.), então, os resultados são afetados pelos harmônicos, pois a atenuação imposta pela malha de controle é baixa. Os resultados da simulação estão mostrados na Figura 2.13.

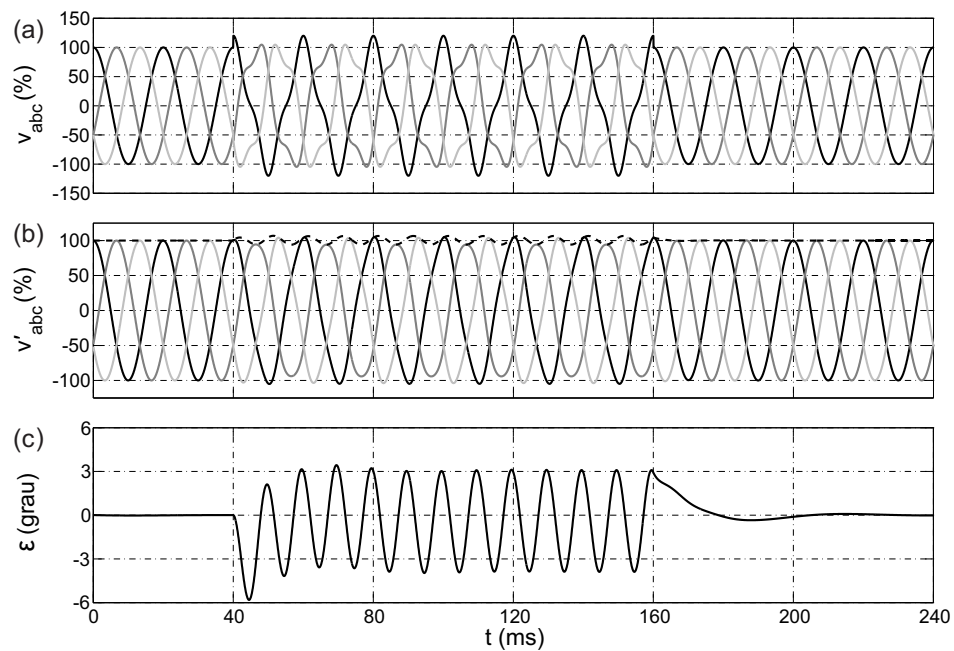


Figura 2.13: Resposta do DSRF-PLL sob distorção harmônica de ordem baixa ($v^{+1} = 1\angle 0^\circ$ p.u. e $v^{+3} = 0,2\angle 0^\circ$ p.u.).

Em contrapartida, um caso muito comum que ocorre durante uma falta é o desbalanço. Portanto, efetiva-se uma simulação admitindo $v^{+1} = 1\angle 0^\circ$ p.u. mais uma componente de sequência negativa $v^{-1} = 0,3\angle 0^\circ$ p.u. Verifica-se por meio da Figura 2.14, que nesta condição o DSRF-PLL responde a contento: as saídas do sistema em regime permanente não são afetadas pelo desbalanço.

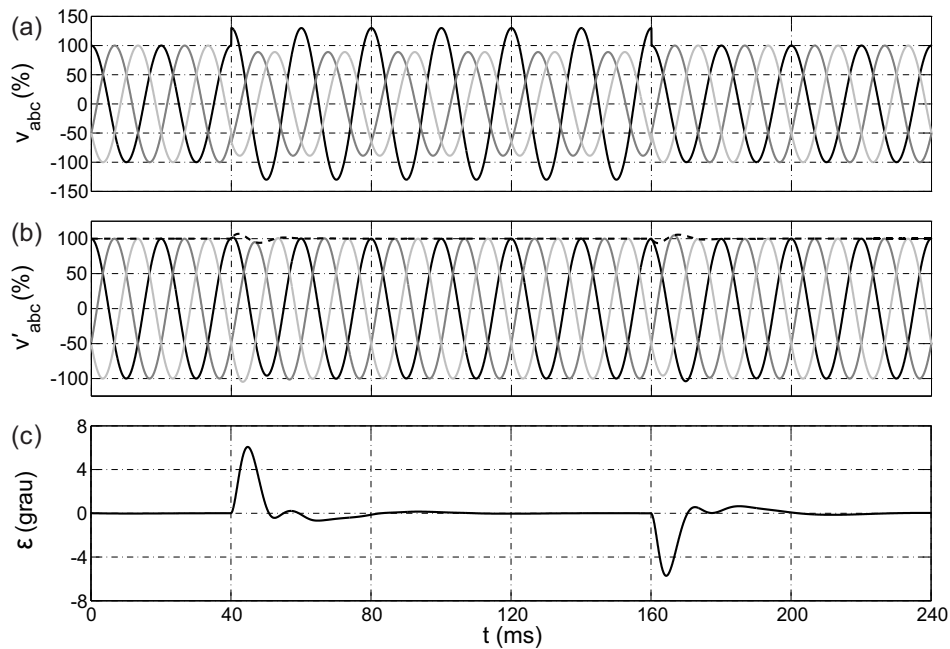


Figura 2.14: Resposta do DSRF-PLL sujeito a desequilíbrios ($v^{+1} = 1\angle 0^\circ$ p.u. e $v^{-1} = 0,3\angle 0^\circ$ p.u.).

2.5 DSOGI-PLL

O PLL com dois integradores generalizados de segunda ordem (DSOGI-PLL) é capaz de não só cancelar os efeitos da sequência negativa como atenuar os harmônicos dos sinais de entrada. No DSOGI-PLL as tensões medidas da rede $[v_a, v_b, v_c]^T$ são transformadas para o vetor em referencial estacionário $\vec{v}_{\alpha\beta} = [v_\alpha, v_\beta]^T$. A componente v_0 é ignorada, já que contém apenas a informação da componente de sequência zero. O vetor $\vec{v}_{\alpha\beta}$ passa por um calculador de sequência positiva (*Positive Sequence Calculator: PSC*) o qual estende o método de componentes simétricas instantâneas (*Instantaneous Symmetrical Components: ISC*) sobre o domínio $\alpha\beta$. O PSC necessita dos sinais em fase e os seus respectivos sinais em quadratura [18].

Armazenamentos podem ser usados para gerar os sinais em quadratura. Outra maneira de implementar um gerador de sinais em quadratura (*Quadrature Signals Generation: QSG*) é por meio de filtros passa-tudo de primeira ordem. Contudo, tais técnicas não são adaptativas em frequência. Métodos avançados para realizar o QSG adaptativo em frequência têm sido citados na literatura, por exemplo, o PLL baseado na transformada de *Hilbert* [44] e o PLL

apoiado na transformação de *Park* [45], porém, esses requerem cálculos muito complexos. Com o objetivo de simplificar, no PLL fundamentado em dois integradores generalizados de segunda ordem (*Dual Second Order Generalized Integrator* - PLL: DSOGI-PLL) propõe-se usar o integrador generalizado de segunda ordem (SOGI) para formar o QSG.

A fim de elucidar o DSOGI-PLL, o PSC e o SOGI-QSG são tratados separadamente nas próximas seções (Seção 2.5.1 e 2.5.2), respectivamente. Na Seção 2.5.3 evidencia-se a estrutura completa do DSOGI-PLL. Por fim, na Seção 2.5.4 é mostrado o seu desempenho em algumas situações comuns.

2.5.1 Calculador de Sequência Positiva no Sistema de Referência Estacionário ($\alpha\beta$)

O PSC é apoiado no método ISC que é uma versão estendida das componentes simétricas de *Fortescue* para o domínio do tempo. Portanto, há de se transformar (2.4), repetida aqui por conveniência, para um sistema de referência estacionário ($\alpha\beta$).

$$\begin{bmatrix} \tilde{V}_a^+ \\ \tilde{V}_b^+ \\ \tilde{V}_c^+ \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \underbrace{\begin{bmatrix} 1 & \alpha & \alpha^2 \\ \alpha^2 & 1 & \alpha \\ \alpha & \alpha^2 & 1 \end{bmatrix}}_{[T_+]} \begin{bmatrix} \tilde{V}_a \\ \tilde{V}_b \\ \tilde{V}_c \end{bmatrix}; \quad \alpha = e^{j\frac{2\pi}{3}}. \quad (2.51)$$

Pode-se utilizar (2.51) também no domínio do tempo [40] e nesta ocasião o operador $\alpha = e^{j\frac{2\pi}{3}}$ é um deslocamento no tempo equivalente a um terço do período da fundamental. Usando a transformação de *Clarke*, o vetor tensão $[v_a^+, v_b^+, v_c^+]^T$ pode ser transladado de *abc* para $\alpha\beta$ ($[v_\alpha^+, v_\beta^+]^T$) como segue:

$$\begin{bmatrix} v_\alpha^+ \\ v_\beta^+ \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \underbrace{\begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix}}_{[T_{\alpha\beta}]} \begin{bmatrix} v_a^+ \\ v_b^+ \\ v_c^+ \end{bmatrix}. \quad (2.52)$$

Então,

$$\begin{bmatrix} v_\alpha^+ \\ v_\beta^+ \end{bmatrix} = [T_{\alpha\beta}] \begin{bmatrix} v_a^+ \\ v_b^+ \\ v_c^+ \end{bmatrix} = [T_{\alpha\beta}][T_+] \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = [T_{\alpha\beta}][T_+][T_{\alpha\beta}]^{-1} \begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix}, \quad (2.53)$$

em que $[T_{\alpha\beta}]^{-1}$ provém de $[T_{\alpha\beta 0}]^{-1}$ desprezando a última coluna que diz respeito à componente de sequência zero:

$$[T_{\alpha\beta}]^{-1} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix}. \quad (2.54)$$

Daí,

$$\begin{bmatrix} v_{\alpha}^{+} \\ v_{\beta}^{+} \end{bmatrix} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 1 & -q \\ q & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{\alpha} \\ v_{\beta} \end{bmatrix}; \quad q = e^{-j\frac{\pi}{2}}, \quad (2.55)$$

em que q é o operador deslocamento de fase no domínio do tempo que obtém o sinal em quadratura (90° atrasado) do sinal original.

Salienta-se que o retardo no tempo introduzido pelo operador q de 90° se refere a frequência fundamental. Por conseguinte, o comportamento de (2.55) para o n -ésimo harmônico de uma tensão de entrada é dado por

$$\begin{bmatrix} v_{\alpha}^{+} \\ v_{\beta}^{+} \end{bmatrix} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 1 & -|n|q \\ |n|q & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{\alpha}^n \\ v_{\beta}^n \end{bmatrix}; \quad q = e^{-j\frac{\pi}{2}}, \quad (2.56)$$

em que o sinal de n representa se o vetor tensão é de sequência positiva ou negativa. O PSC não modifica a sequência. Consequentemente, se um vetor de sequência negativa é aplicado ao PSC, na saída deste haverá um vetor de mesma sequência mas multiplicado por um ganho complexo. A Tabela 2.1 sumariza os ganhos complexos para alguns harmônicos de ambas as sequências.

Tabela 2.1: Propagação de harmônicos no PSC (v_{α}^{+} quando $v_{\alpha}^n = 1\angle 0^{\circ}$)

Ordem (n)	Seq. +	Seq. -
1 ^o	$1\angle 0^{\circ}$	0
2 ^o	$1/\sqrt{2}\angle -45^{\circ}$	$1/\sqrt{2}\angle 45^{\circ}$
3 ^o	0	$1\angle 0^{\circ}$
4 ^o	$1/\sqrt{2}\angle 45^{\circ}$	$1/\sqrt{2}\angle -45^{\circ}$
5 ^o	$1\angle 0^{\circ}$	0
...

Um aspecto relevante para ser analisado no PSC é a aparição do erro na estimação da sequência positiva quando a frequência da rede (ω) difere da nominal (ω'), o que faz o retardo

no tempo imposto pelo operador q não corresponder a exatamente 90° . Em tais condições não sincronizadas, o ganho complexo para o n ésimo harmônico fornecido pelo PSC é dado por [18]:

$$v_\alpha^+ = C^n v_\alpha^n; \quad \begin{cases} |C^n| = \sqrt{\frac{1}{2} \left[1 + \operatorname{sen}\left(n \frac{\omega}{\omega'} \frac{\pi}{2}\right) \right]} \\ \angle C^n = \operatorname{sgn}(n) \arctan\left(\frac{\cos\left(n \frac{\omega}{\omega'} \frac{\pi}{2}\right)}{2|C^n|^2}\right) \end{cases} \quad (2.57)$$

$\operatorname{sgn}(n)$ é a função sinal que serve para indicar se o vetor tensão é de sequência positiva ($\operatorname{sgn}(n) = +1$) ou negativa ($\operatorname{sgn}(n) = -1$).

2.5.2 Integrador Generalizado de Segunda Ordem para Geração de Sinais em Quadratura

Há na literatura alguns trabalhos que empregam SOGI [46] - [48]. Aqui, como já mencionado, o SOGI será dedicado para o QSG. O esquema do SOGI-QSG é mostrado na Figura 2.15 e as funções de transferência possuem as seguintes expressões:

$$D(s) = \frac{v'}{v}(s) = \frac{k\omega' s}{s^2 + k\omega' s + \omega'^2}, \quad (2.58)$$

$$Q(s) = \frac{qv'}{v}(s) = \frac{k\omega'^2}{s^2 + k\omega' s + \omega'^2}, \quad (2.59)$$

em que ω' é a frequência de ressonância e $k/2$ é o fator de amortecimento. Os diagramas de Bode de (2.58) e (2.59) aparecem na Figura 2.16 para $\omega' = 314,16$ rad/s e diversos valores de k . Uma resposta criticamente amortecida é atingida quando $k = \sqrt{2}$. Este valor de ganho resulta em uma interessante seleção em termos de tempo de estabilização e limitação de sobressinal máximo (*overshoot*).

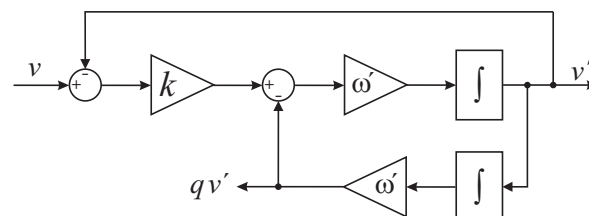


Figura 2.15: Diagrama em blocos do SOGI-QSG.

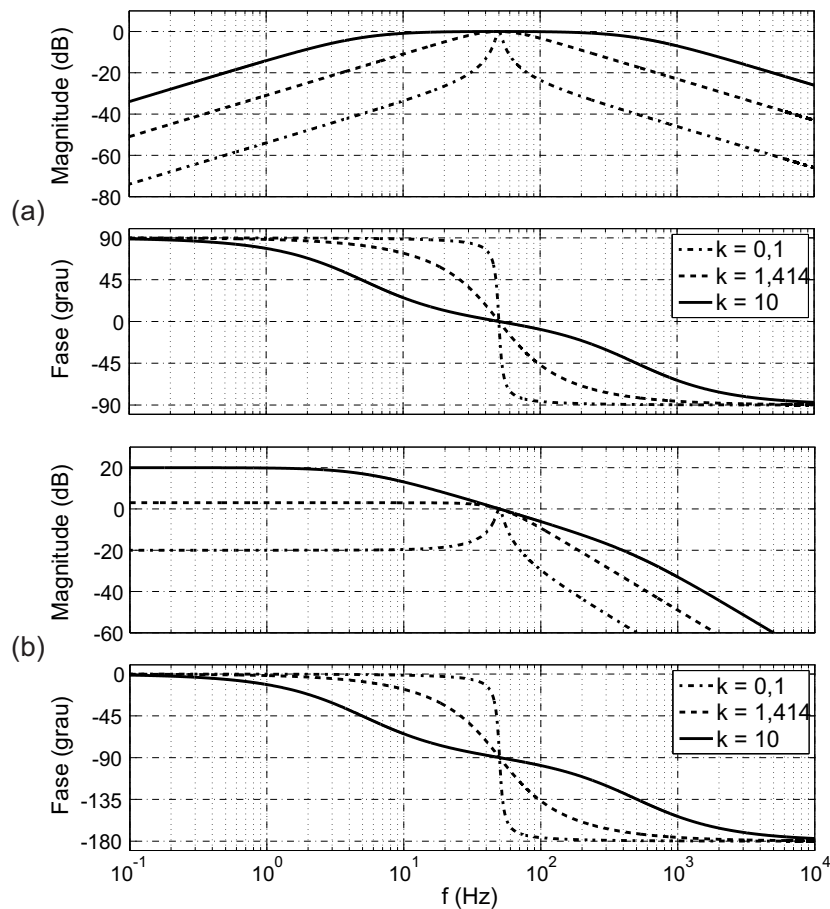


Figura 2.16: (a) Diagrama de Bode de $D(s)$; (b) Diagrama de Bode de $Q(s)$.

Se v é um sinal senoidal com frequência ω , então, é possível calcular as saídas no SOGI-QSG. De (2.58) e (2.59) seguem:

$$v' = Dv; \quad \begin{cases} |D| = \frac{k\omega\omega'}{\sqrt{(k\omega\omega')^2 + (\omega^2 - \omega'^2)^2}} \\ \angle D = \arctan\left(\frac{\omega'^2 - \omega^2}{k\omega\omega'}\right) \end{cases}, \quad (2.60)$$

$$qv' = Qv; \quad \begin{cases} |Q| = \frac{\omega'}{\omega}|D| \\ \angle Q = \angle D - 90^\circ \end{cases}. \quad (2.61)$$

Convém ressaltar de (2.60) e (2.61) que, em regime permanente, qv' está sempre atrasado 90° com respeito a v' , independentemente dos valores de k , ω e ω' . Isto é uma característica importante para implementação do operador q . No entanto, evidencia-se que os sinais de saída do SOGI-QSG são errados tanto na amplitude como na fase, quando a frequência de ressonância (ω') não for igual à frequência da rede (ω).

2.5.3 Estrutura Geral do DSOGI-PLL

A primeira publicação em que a representação do SOGI em diagrama de estado é usada conforme a Figura 2.15 foi [48]. Nesse artigo, propõe-se uma técnica de detecção em que apenas um SOGI é empregado para obter um sinal em fase e outro em quadratura: v_α é a entrada desse SOGI e as saídas são v'_α e qv'_α , as quais servem de entrada para um SRF-PLL. Todavia, essa técnica é suscetível a desequilíbrios na rede elétrica em que haja salto de fase.

Portanto, um esquema em que dois SOGI-QSG (DSOGI-QSG) proveem os sinais de entrada para o PSC foi proposto em [18]: o diagrama em blocos completo do DSOGI-PLL é exposto na Figura 2.17. Como visto na seção anterior ((2.60) e (2.61)), quando a frequência da rede diverge da frequência de ressonância do DSOGI-QSG os sinais de entrada para o PSC chegam com erro na amplitude e fase. Porém, em regime permanente, tais sinais são sempre ortogonais. Essa característica torna viável a análise de como os erros advindos do DSOGI-QSG se propagam através do PSC. Expressando o n -ésimo harmônico de v_α como um sinal senoidal simples v_α^n , então, conclui-se de (2.55), (2.60) e (2.61) que o PSC fornece na saída os seguintes sinais:

$$v_\alpha^+ = P^n v_\alpha^n; \quad \begin{cases} |P^n| = \frac{k\omega'}{2} \sqrt{\frac{(n\omega + \omega')^2}{(nk\omega\omega')^2 + (n^2\omega^2 - \omega'^2)^2}} \\ \angle P^n = \text{sgn}(n) \arctan\left(\frac{\omega'^2 - n^2\omega^2}{nk\omega\omega'}\right) - \frac{\pi}{2} [1 - \text{sgn}(n^2\omega + n\omega')] \end{cases}, \quad (2.62)$$

$$|v_\beta^+| = |v_\alpha^+| \quad ; \quad \angle v_\beta^+ = \angle v_\alpha^+ - \text{sgn}(n)90^\circ. \quad (2.63)$$

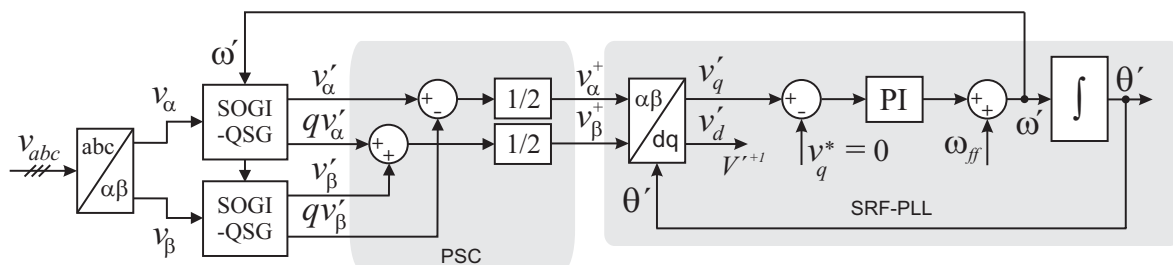


Figura 2.17: Diagrama em blocos do DSOGI-PLL.

A magnitude e fase de P^n são plotadas na Figura 2.18 para $k = \sqrt{2}$. Verifica-se que o

PSC age como um filtro passa-baixa para sequência positiva e um filtro *notch* para sequência negativa. Outro aspecto relevante é a atenuação de harmônicos de alta ordem, visto que essa é uma característica desejada para fazer a técnica de detecção mais robusta frente a distorções na rede.

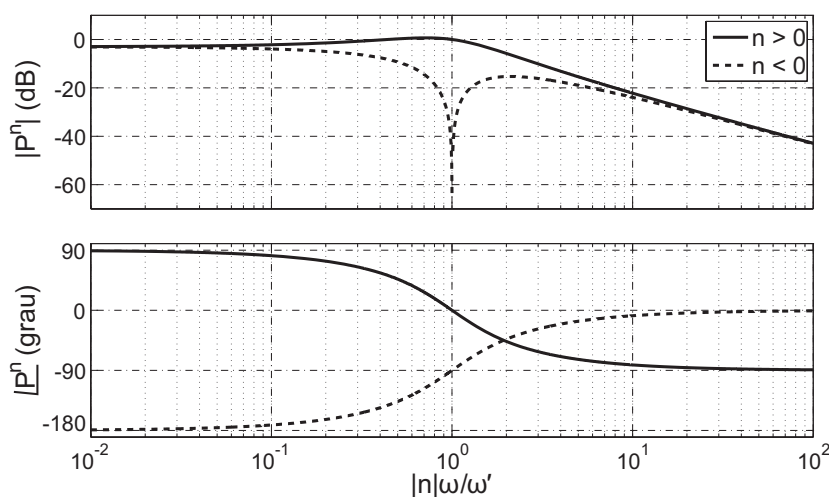


Figura 2.18: Resposta em frequência do PSC baseado no DSOGI-QSG.

Com o intuito de evitar erros causados por uma eventual diferença entre a frequência da rede (ω) e a frequência de ressonância do DSOGI-QSG (ω'), é inserido no sistema o SRF-PLL com a finalidade de tornar aquele adaptativo em frequência. Porém, a realimentação da frequência estimada ω' dificulta a escolha dos parâmetros da malha de controle que garantam a estabilidade do sistema. Embora a ação de juntar dois estágios de filtragem melhore a resposta em regime permanente do sistema de detecção na presença de alto nível de distorção na tensão, também aumenta as oscilações na saída e o tempo de estabilização quando a rede experimenta afundamentos de tensão.

Diferentemente do SRF-PLL, o fato de adicionar a saída do PI uma compensação *feed forward* (ω_{ff}) para estimar a velocidade angular ω' , aqui no DSOGI-PLL é indispensável para fazer o sistema partir na inicialização.

2.5.4 Comportamento do DSOGI-PLL

O DSOGI-PLL foi simulado em três condições de tensões distintas utilizando o *software* MATLAB[®]. A frequência fundamental da rede elétrica é de 50 Hz ($\omega = 2\pi 50 = 314,16$ rad/s) e a frequência de amostragem dos sinais na entrada é de 18 kHz.

Sabe-se de [49] que a estrutura SOGI-QSG (Figura 2.15) pode ser facilmente implementada de forma discreta usando o método de discretização *Euler forward* para o primeiro integrador, cuja saída é v' , e o método de discretização *Euler backward* para o segundo integrador, cuja saída é qv' . Com essa implementação evita-se um *loop* algébrico. Contudo, o integrador em tempo discreto utilizando o método de *Euler* não possui uma fase ideal de -90° . Desta forma, observa-se na simulação realizada que o DSOGI-PLL apresenta um erro em regime permanente na estimação da posição angular de $-0,25^\circ$.

Entretanto, opta-se pelo método de integração de segunda ordem para implementar o primeiro integrador, cuja saída é v' , e pelo método de *Tustin* (trapezoidal ou bilinear) para implementar o segundo integrador, cuja saída é qv' . Assim evita-se um *loop* algébrico e o DSOGI-PLL não apresenta erro em regime permanente na estimação da posição angular [49] [50].

Em todos os casos, foi escolhida uma largura de banda para a malha de controle do SRF-PLL estreita ($\omega_c = \omega/4 = 78,54$ rad/s) e um fator de amortecimento $\xi = \sqrt{2}$, dos quais resultam $K_p = 222,14$ e $K_i = 6.168,50$. No DSOGI-QSG, $k = \sqrt{2}$ [18].

Nas três figuras, o primeiro gráfico (a) mostra as tensões de entrada (v_{abc}), o segundo (b) as tensões da rede estimadas (v'_{abc}) e tracejada a componente de tensão estimada v'_d , e por último (c) o erro na estimação da posição angular ($\varepsilon = \omega t - \theta'$). v'_{abc} são obtidas por meio da transformada inversa de *Park* usando v'_d e v'_q . Em todas as situações $v_{pf}^{+1} = 1\angle 0^\circ$ p.u. é a tensão de pré-falta.

A Figura 2.19 mostra os resultados de simulação considerando, durante a falta, que as tensões são distorcidas apenas por um harmônico de ordem 11 de sequência negativa ($v^{+1} = 1\angle 0^\circ$ p.u. e $v^{-11} = 0,2\angle 0^\circ$ p.u.). Nota-se neste caso que os resultados praticamente não são

afetados pelo harmônico, pois a malha de controle é capaz de filtrá-lo. A amplitude do erro ($\varepsilon = \omega t - \theta'$) em regime é irrisória.

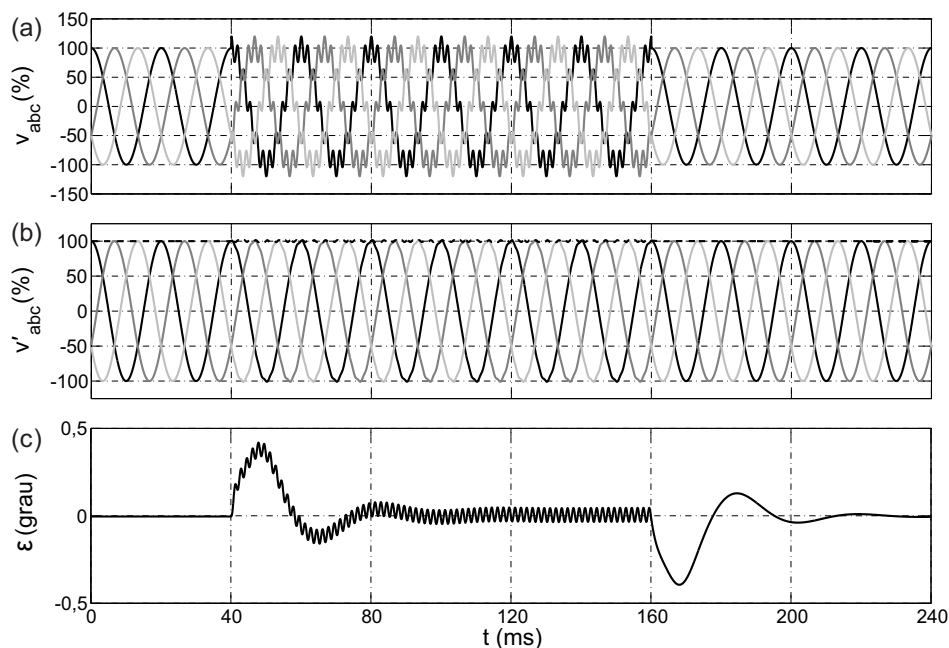


Figura 2.19: Resposta do DSOGI-PLL sob distorção harmônica de ordem elevada ($v^{+1} = 1\angle 0^\circ$ p.u. e $v^{-11} = 0,2\angle 0^\circ$ p.u.).

Todavia, se durante a falta as tensões são distorcidas por harmônicos de baixa ordem, por exemplo, ordem 3 de sequência positiva ($v^{+1} = 1\angle 0^\circ$ p.u. e $v^{+3} = 0,2\angle 0^\circ$ p.u.), então, os resultados passam a ser um pouco afetados pelos harmônicos, pois a atenuação imposta pela malha de controle é menor. Os resultados da simulação estão mostrados na Figura 2.20. Observa-se que aparece um erro oscilatório em regime permanente na estimação da posição angular.

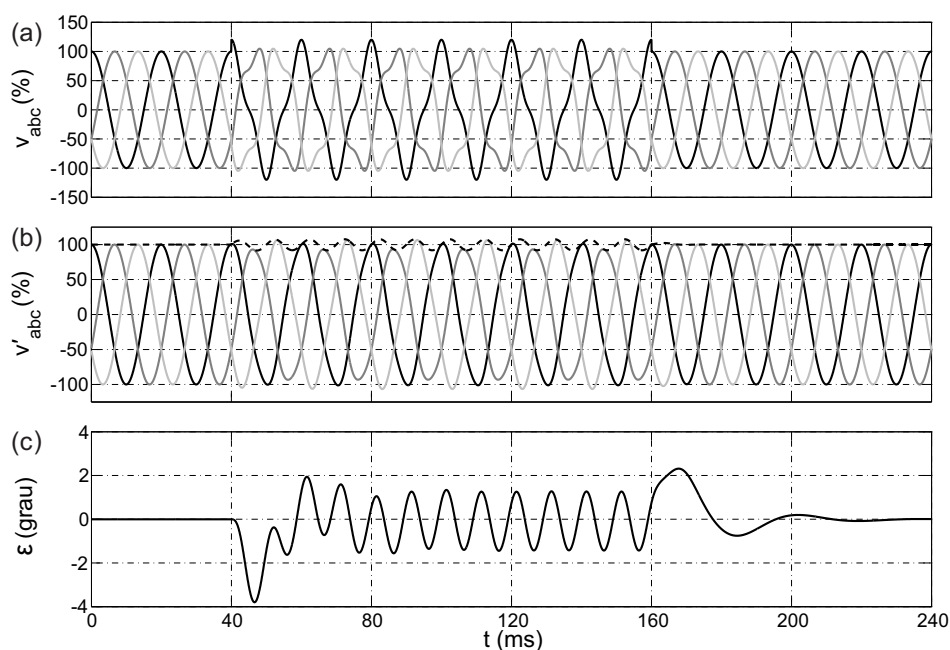


Figura 2.20: Resposta do DSOGI-PLL sob distorção harmônica de ordem baixa ($v^{+1} = 1\angle 0^\circ$ p.u. e $v^{+3} = 0,2\angle 0^\circ$ p.u.).

Por outro lado, um caso muito comum que ocorre durante uma falta é o desbalanço. Portanto, efetiva-se uma simulação admitindo $v^{+1} = 1\angle 0^\circ$ p.u. mais uma componente de sequência negativa $v^{-1} = 0,3\angle 0^\circ$ p.u. Conclui-se por meio da Figura 2.21 que nesta condição o DSOGI-PLL responde satisfatoriamente: ainda que o tempo de resposta nesta situação é maior que no DSRF-PLL, as saídas do sistema em regime permanente não são afetadas pelo desequilíbrio na rede. Este resultado era esperado, devido à ação do PSC, que elimina o efeito da componente FFNS, conforme indicado na Tabela 2.1.

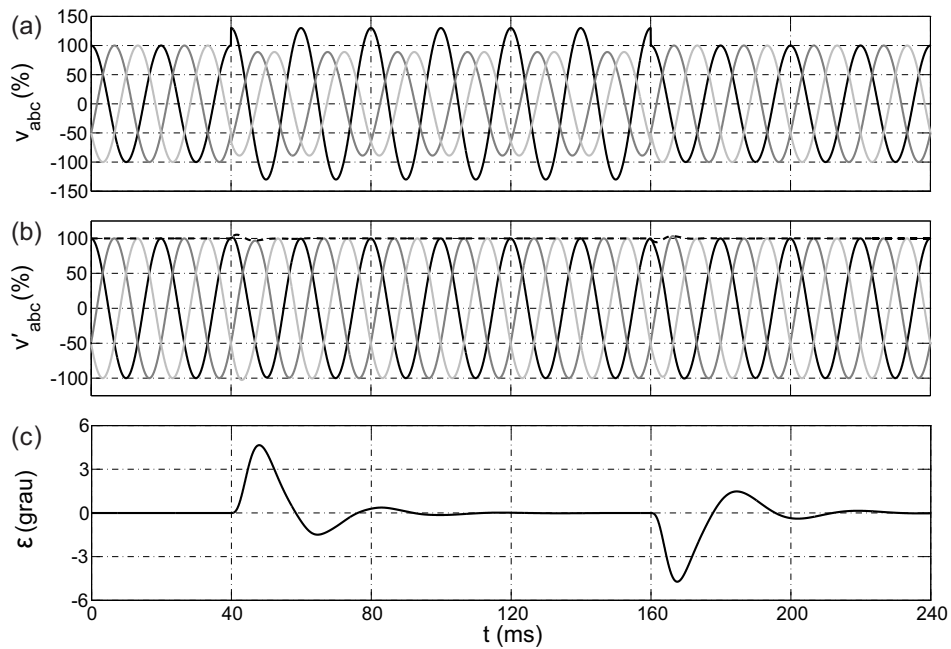


Figura 2.21: Resposta do DSOGI-PLL sujeito a desequilíbrios ($v^{+1} = 1\angle 0^\circ$ p.u. e $v^{-1} = 0,3\angle 0^\circ$ p.u.).

2.6 NRF-PLL

O método a ser estudado nesta seção, aqui designado de PLL em um sistema de referência natural abc (NRF-PLL), é baseado em álgebra vetorial instantânea [19]. As estruturas desse método derivam do produto interno (escalar) e das propriedades de ortogonalidade entre funções. Posto que a precisão e o comportamento dinâmico de um PLL dependem diretamente de seu regulador proporcional-integral, o projeto do mesmo também é discutido.

Na próxima seção analisa-se a parte que detecta o ângulo de fase. Na Seção 2.6.2 aparece a outra parte do método, a saber, o detector de sequência positiva. Na Seção 2.6.3 faz-se uma analogia do NRF-PLL com um SRF-PLL em que foram inseridos dois filtros de média móvel: um aplicado à componente v_q antes de passar pelo regulador PI e outro à componente v_d para obter o módulo do vetor tensão de sequência positiva na frequência fundamental. Por fim, na Seção 2.6.4 é mostrado o desempenho do NRF-PLL em algumas situações comuns.

2.6.1 Detector de Ângulo de Fase

A parte que diz respeito à detecção de fase está mostrada na Figura 2.22, cuja ideia central é sintetizar um vetor tridimensional unitário e simétrico (\vec{u}_\perp) que, em regime permanente, deve ser ortogonal ao vetor de tensões fundamentais de entrada (\vec{v}). Então, o resultado do produto interno (*dot product* - dp) desse vetor sintetizado com o vetor de tensões medidas deve convergir para um valor médio nulo [51]. O argumento instantâneo ϕ' , usado para sintetizar o vetor senoidal \vec{u}_\perp , é obtido integrando a saída ω' do regulador PI. Enquanto o algoritmo do PLL procura sintetizar uma senoide de amplitude unitária que satisfaça a condição de ortogonalidade com o sinal de entrada, o regulador PI converte o erro (\overline{dp}_{erro}) em um termo de correção ($\Delta\omega$), de modo que o PLL siga a frequência e a fase do sinal de entrada.

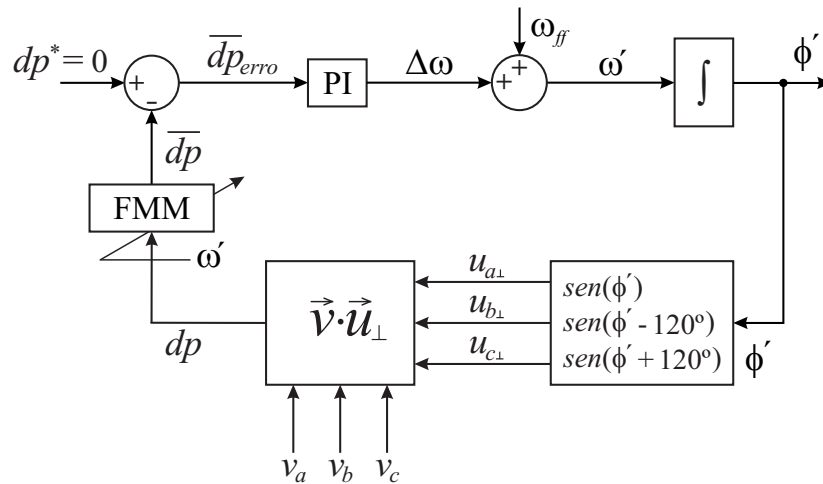


Figura 2.22: Diagrama em blocos da detecção do ângulo de fase do NRF-PLL.

Uma referência antecipativa com valor nominal da frequência da rede – compensação *feed forward* (ω_{ff}) – é incluída para melhorar a resposta dinâmica inicial. O regulador PI fornece uma saída constante ω' se o valor médio do erro em sua entrada for nulo ($\overline{dp}_{erro} = 0$). Nessa condição, o NRF-PLL sincroniza-se com o sinal de entrada com um atraso de fase de $-\pi/2$, o qual garante a ortogonalidade. Portanto, este método é capaz de fornecer a frequência fundamental da rede elétrica (ω') e o ângulo de sincronismo ($\theta' = \phi' + \pi/2$).

Quando as tensões da rede elétrica forem senoidais, simétricas e equilibradas, o produto

interno dp , em regime permanente, é nulo. Mesmo em casos de pequenas distorções e desequilíbrios, resultados satisfatórios podem ser obtidos, dadas as características de filtragem do regulador PI.

Se os sinais de entrada são distorcidos ou desequilibrados, o produto interno instantâneo será variante no tempo, isto é, o dp experimentará oscilações devidas aos harmônicos e desbalanços, contudo o valor médio ainda será zero. Então, é conveniente a presença de um filtro de média móvel para obter \overline{dp} , garantindo assim a capacidade de rastreamento.

O filtro de média móvel no domínio do tempo é dado por

$$\bar{x} = \frac{1}{T} \int_0^T x(t) dt. \quad (2.64)$$

Observa-se que o FMM equivale a uma transformada de *Fourier* detectando a componente CC em sinais monofásicos. Alguns esclarecimentos a respeito da transformada de *Fourier* e implementação recursiva com baixo esforço computacional aparecem no Capítulo 4.

O filtro de média móvel deve ser auto-ajustável ao período da fundamental e pode ser representado no domínio da frequência simplesmente por [52]:

$$H_{FMM}(s) = \frac{1 - e^{-sT}}{sT}, \quad (2.65)$$

em que T é o período da fundamental do sinal de entrada, o qual depende da frequência angular instantânea estimada (ω').

Após alguns cálculos utilizando aproximações da série de *Taylor*, a função de transferência do FMM pode ser simplificada de modo a resultar em uma constante de valor unitário, como discutido em [52]. Desse modo, a malha de controle da Figura 2.22 é análoga àquela da Figura 2.2. Por conseguinte, obtém-se as mesmas conclusões no que tange à dinâmica do controlador.

Há duas estratégias de assegurar que o número de amostras em uma janela correspondente ao período da fundamental seja sempre constante: alterar o tamanho da janela ou alterar a frequência de amostragem de acordo as variações na frequência ($\Delta\omega$). Considerando as implementações em processador digital de sinais (*Digital Signal Processor - DSP*), a segunda opção parece mais indicada, por se tratar de uma simples atualização de um registrador

que define a frequência de amostragem do sistema. Entretanto, deve-se averiguar se outras malhas de controle da aplicação em questão não são criticamente sensíveis às variações da frequência de amostragem e conseqüentemente de T_s .

Nesta tese, decide-se em alterar o tamanho da janela do FMM, ainda que isso resulta em um algoritmo mais complexo, além de apresentar limitações de precisão em função de variações na frequência, as quais correspondam a números inteiros de amostras.

2.6.2 Detector de Sequência Positiva

Levando em conta o ângulo de fase estimado θ' ($\theta' = \phi' + \pi/2$), então, pode-se gerar um conjunto de sinais senoidais balanceados e unitários ($u_a + u_b + u_c = 0$) que estão em fase com as tensões fundamentais de entrada $\vec{v} = [v_a, v_b, v_c]$.

$$\vec{u} = \begin{bmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \text{sen}(\theta') \\ \text{sen}(\theta' - \frac{2\pi}{3}) \\ \text{sen}(\theta' + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix}. \quad (2.66)$$

Assim, o produto escalar das tensões medidas com as tensões geradas (2.66) produz uma variável instantânea representada pelo valor constante \bar{x} e uma parte oscilatória \tilde{x} , como segue:

$$\vec{v} \cdot \vec{u} = v_a \cdot u_a + v_b \cdot u_b + v_c \cdot u_c = \bar{x} + \tilde{x}, \quad (2.67)$$

em que, o valor constante \bar{x} , se colocado em uma escala correta, é a magnitude instantânea da sequência positiva, como definido por *Fortescue* em regime permanente. Portanto, as componentes de sequência positiva na frequência fundamental são definidas no domínio do tempo por:

$$\begin{bmatrix} v_a^{+1} \\ v_b^{+1} \\ v_c^{+1} \end{bmatrix} = V'^{+1} \begin{bmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{bmatrix} = V'^{+1} \begin{bmatrix} \text{sen}(\theta') \\ \text{sen}(\theta' - \frac{2\pi}{3}) \\ \text{sen}(\theta' + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix}, \quad (2.68)$$

com amplitude $V'^{+1} = (2/3)\bar{x}$ [19]. O valor médio \bar{x} é encontrado facilmente usando um FMM. O diagrama em blocos do esquema de detecção aparece na Figura 2.23.

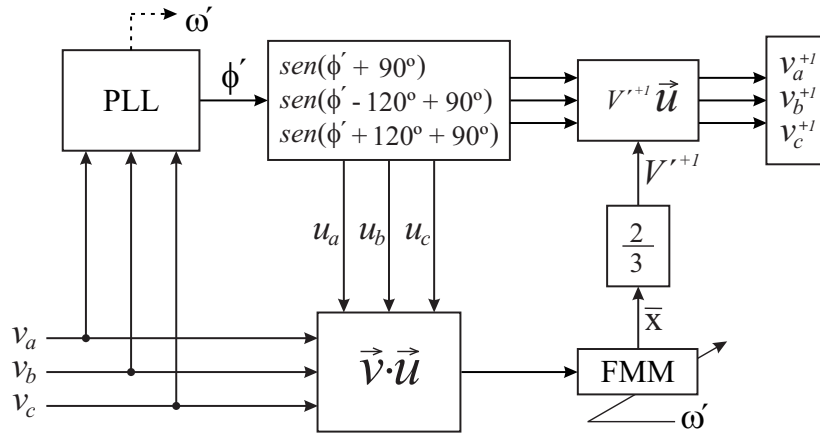


Figura 2.23: Diagrama em blocos da detecção dos sinais de sequência positiva do NRF-PLL.

2.6.3 Analogia do NRF-PLL com o SRF-PLL

Far-se-á uma simples demonstração matemática de que a estrutura completa do NRF-PLL pode ser vista como aparece na Figura 2.24.

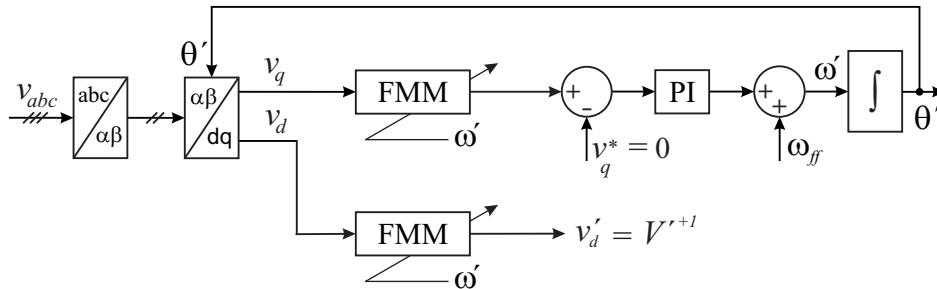


Figura 2.24: Diagrama em blocos do SRF-PLL modificado para ser equivalente ao NRF-PLL.

Considere-se que os sinais de entrada $\vec{v} = [v_a, v_b, v_c]$ são cossenoidais puros. Então, $\theta' = \phi'$ e

$$dp = v_a \sin(\theta') + v_b \sin(\theta' - \frac{2\pi}{3}) + v_c \sin(\theta' + \frac{2\pi}{3}). \quad (2.69)$$

Logo, comparando (2.69) com a segunda linha de (2.10), chega-se a

$$dp = -\frac{3}{2}v_q. \quad (2.70)$$

De forma semelhante e usando a identidade $\sin(x + \frac{\pi}{2}) = \cos(x)$:

$$V'^{+1} = \frac{2}{3} \left[v_a \cos(\theta') + v_b \cos(\theta' - \frac{2\pi}{3}) + v_c \cos(\theta' + \frac{2\pi}{3}) \right]. \quad (2.71)$$

Consequentemente, comparando (2.71) com a primeira linha de (2.10), tem-se

$$V'^{+1} = v_d. \quad (2.72)$$

Portanto, afora a constante $3/2$ em (2.70), conclui-se que o NRF-PLL é idêntico ao SRF-PLL modificado que aparece na Figura 2.24.

2.6.4 Comportamento do NRF-PLL

O NRF-PLL foi simulado em três condições de tensões distintas utilizando o *software* MATLAB[®]. O método de discretização usado foi *Euler forward*. A frequência fundamental da rede elétrica é de 50 Hz ($\omega = 2\pi 50 = 314,16$ rad/s) e a frequência de amostragem (f_s) dos sinais na entrada é de 18 kHz. Desse modo, o valor de N é inteiro.

Acha-se conveniente optar por uma largura de banda igual à empregada pelos autores da técnica em [51] para a malha de controle do PLL de $\omega_c = 20$ rad/s. O fator de amortecimento adotado é de $\xi = 1/\sqrt{2}$. Disto resultam $K_p = 28,28$ e $K_i = 400$. Nas três próximas figuras, o primeiro gráfico (a) mostra as tensões de entrada (v_{abc}), o segundo (b) as tensões da rede estimadas (v'_{abc}) e tracejada a componente de tensão estimada v'_d , e por último (c) o erro na estimação da posição angular ($\varepsilon = \omega t - \theta'$). Em todas as situações $v_{pf}^{+1} = 1\angle 0^\circ$ p.u. é a tensão de pré-falta.

A Figura 2.25 mostra os resultados de simulação considerando, durante a falta, que as tensões são distorcidas apenas por um harmônico de ordem 11 de sequência negativa ($v^{+1} = 1\angle 0^\circ$ p.u. e $v^{-11} = 0,2\angle 0^\circ$ p.u.). Conclui-se neste caso que os resultados não são afetados pelo harmônico, pois a malha de controle é capaz de atenuá-lo. A amplitude do erro ($\varepsilon = \omega t - \theta'$) em regime é zero.

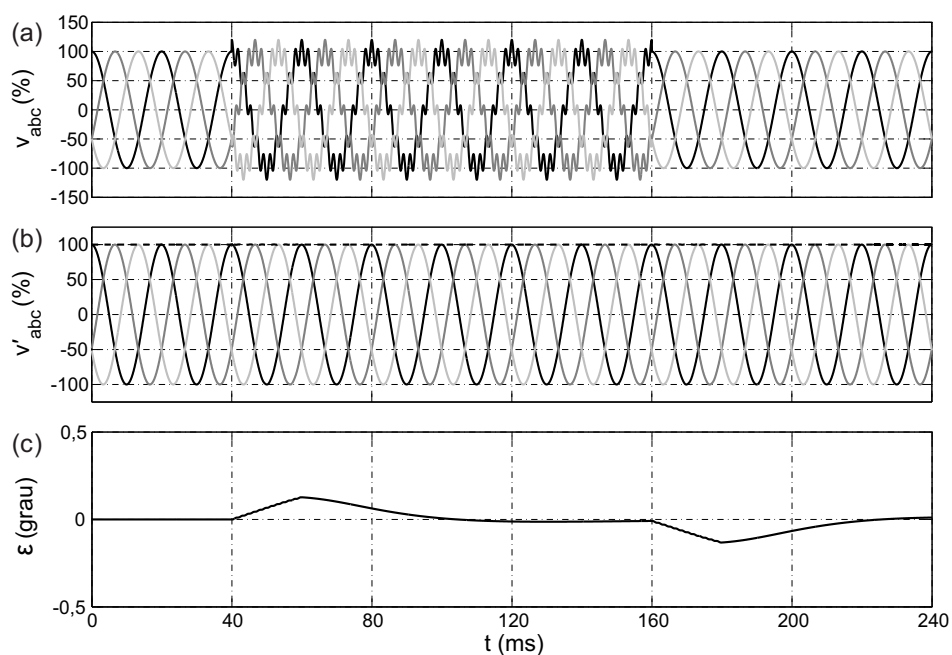


Figura 2.25: Resposta do NRF-PLL sob distorção harmônica de ordem elevada ($v^{+1} = 1\angle 0^\circ$ p.u. e $v^{-11} = 0,2\angle 0^\circ$ p.u.).

Se durante a falta as tensões são distorcidas por harmônicos de baixa ordem, por exemplo, ordem 3 de sequência positiva ($v^{+1} = 1\angle 0^\circ$ p.u. e $v^{+3} = 0,2\angle 0^\circ$ p.u.), mesmo assim, as saídas não são afetadas pelos harmônicos, pois, ainda que a atenuação imposta pela malha de controle seja baixa, os filtros de média móvel são capazes de eliminar os efeitos de tais harmônicos. Os resultados da simulação estão mostrados na Figura 2.26.

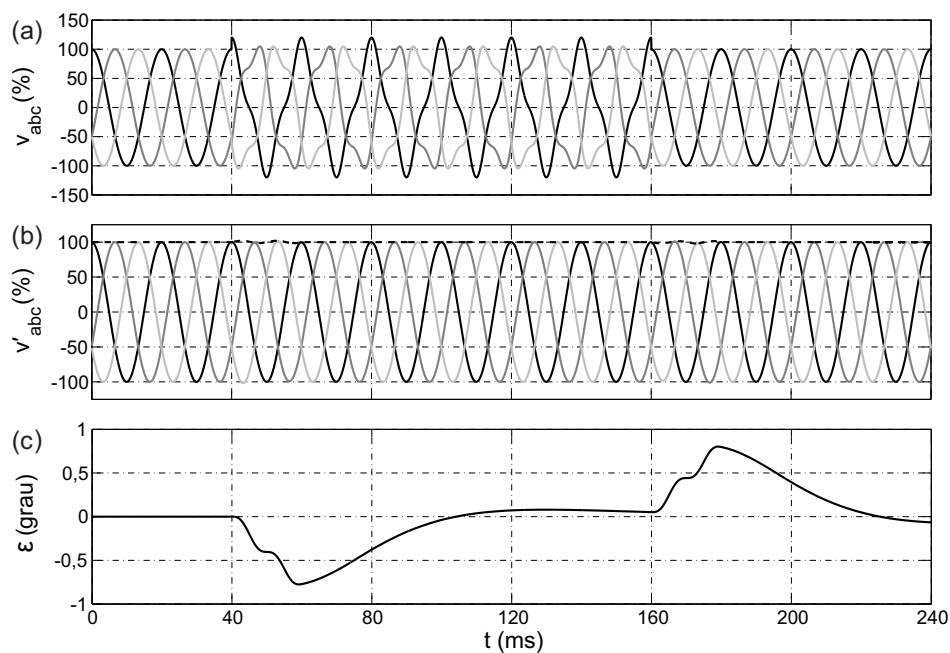


Figura 2.26: Resposta do NRF-PLL sob distorção harmônica de ordem baixa ($v^{+1} = 1\angle 0^\circ$ p.u. e $v^{+3} = 0,2\angle 0^\circ$ p.u.).

Outrossim, um caso muito comum que ocorre durante uma falta é o desbalanço. Portanto, efetua-se uma simulação admitindo $v^{+1} = 1\angle 0^\circ$ p.u. mais uma componente de sequência negativa $v^{-1} = 0,3\angle 0^\circ$ p.u. Conclui-se pela Figura 2.27 que o NRF-PLL atende a contento: os valores estimados, em regime permanente, não sofrem influência dos desequilíbrios da rede.

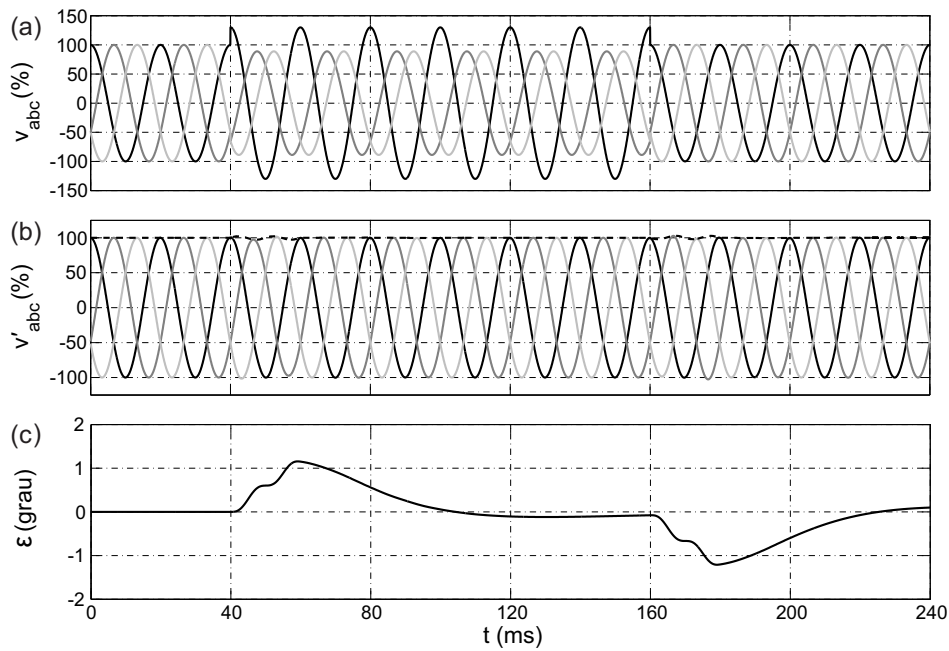


Figura 2.27: Resposta do NRF-PLL sujeito a desequilíbrios ($v^{+1} = 1\angle 0^\circ$ p.u. e $v^{-1} = 0,3\angle 0^\circ$ p.u.).

2.7 EDSC-PLL

O EDSC-PLL caracteriza-se por cancelar completamente, em regime permanente, os efeitos do desbalanço além de eliminar harmônicos indesejados sejam esses de sequência positiva ou negativa. Essa técnica é baseada no método de detecção de sequência em sinais trifásicos o qual faz uso da teoria de componentes simétricas instantâneas [29]. As tensões medidas da rede $[v_a, v_b, v_c]^T$ são transformadas para o vetor em referencial estacionário $\vec{v}_{\alpha\beta} = [v_\alpha, v_\beta]^T$. O termo v_0 é ignorado, já que contém apenas a informação da componente de sequência zero. Então, $\vec{v}_{\alpha\beta}$ passa por duas operações em cascata que cancelam harmônicos ímpares. Os harmônicos pares são apenas atenuados. Logo após, os sinais na saída dessas operações são transformados para o referencial dq (síncrono com a fundamental de sequência positiva) e passam por outras duas operações para eliminar os harmônicos ímpares do vetor \vec{v}_{dq} que são os harmônicos pares das tensões de entrada. As tensões na saída da última operação são a entrada para um SRF-PLL a fim de obter-se a posição angular do vetor tensão desejado.

Salienta-se que as operações mencionadas no parágrafo anterior são capazes de eliminar

harmônicos ímpares: os harmônicos pares são apenas atenuados. Por essa razão, um estudo detalhado de tais operações matemáticas para detecção de harmônicos ímpares é realizado na próxima seção. Em seguida, as mesmas operações úteis para detectar harmônicos ímpares são transladadas para o referencial dq arbitrário (Seção 2.7.2). Na Seção 2.7.3 exibem-se os pormenores da implementação do EDSC-PLL. Por último, resultados de simulação são apresentados na Seção 2.7.4.

2.7.1 Transformações Matemáticas para Detecção de Harmônicos Ímpares

Sabe-se que (2.4) e (2.5), repetidas aqui por conveniência, são capazes de fornecer as componentes de sequência positiva e negativa em abc , respectivamente.

$$\begin{bmatrix} \tilde{V}_a^+ \\ \tilde{V}_b^+ \\ \tilde{V}_c^+ \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \underbrace{\begin{bmatrix} 1 & \alpha & \alpha^2 \\ \alpha^2 & 1 & \alpha \\ \alpha & \alpha^2 & 1 \end{bmatrix}}_{[T_+]} \begin{bmatrix} \tilde{V}_a \\ \tilde{V}_b \\ \tilde{V}_c \end{bmatrix} \quad (2.73)$$

$$\begin{bmatrix} \tilde{V}_a^- \\ \tilde{V}_b^- \\ \tilde{V}_c^- \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \underbrace{\begin{bmatrix} 1 & \alpha^2 & \alpha \\ \alpha & 1 & \alpha^2 \\ \alpha^2 & \alpha & 1 \end{bmatrix}}_{[T_-]} \begin{bmatrix} \tilde{V}_a \\ \tilde{V}_b \\ \tilde{V}_c \end{bmatrix} \quad (2.74)$$

Considerando que $\alpha = e^{j\frac{2\pi}{3}}$ e $\alpha^2 = e^{-j\frac{2\pi}{3}}$ são equivalentes, na devida ordem, a $-1\angle -60^\circ$ e $-1\angle 60^\circ$, (2.73) e (2.74) podem ser reescritas como:

$$\begin{bmatrix} \tilde{V}_a^+ \\ \tilde{V}_b^+ \\ \tilde{V}_c^+ \end{bmatrix} = -\frac{1}{3} \underbrace{\begin{bmatrix} -1 & 1\angle -60^\circ & 1\angle 60^\circ \\ 1\angle 60^\circ & -1 & 1\angle -60^\circ \\ 1\angle -60^\circ & 1\angle 60^\circ & -1 \end{bmatrix}}_{[M_+]} \begin{bmatrix} \tilde{V}_a \\ \tilde{V}_b \\ \tilde{V}_c \end{bmatrix}, \quad (2.75)$$

$$\begin{bmatrix} \tilde{V}_a^- \\ \tilde{V}_b^- \\ \tilde{V}_c^- \end{bmatrix} = -\frac{1}{3} \underbrace{\begin{bmatrix} -1 & 1\angle 60^\circ & 1\angle -60^\circ \\ 1\angle -60^\circ & -1 & 1\angle 60^\circ \\ 1\angle 60^\circ & 1\angle -60^\circ & -1 \end{bmatrix}}_{[M_-]} \begin{bmatrix} \tilde{V}_a \\ \tilde{V}_b \\ \tilde{V}_c \end{bmatrix}. \quad (2.76)$$

Por outro lado, as matrizes $[T_+]$ e $[T_-]$ podem ser reescritas em submatrizes compreendendo suas partes reais e imaginárias isoladamente. Considerando que $\alpha = e^{j\frac{2\pi}{3}} = -\frac{1}{2} + j\frac{\sqrt{3}}{2}$ e $\alpha^2 = e^{-j\frac{2\pi}{3}} = -\frac{1}{2} - j\frac{\sqrt{3}}{2}$, (2.73) e (2.74) tornam-se:

$$\begin{bmatrix} \tilde{V}_a^+ \\ \tilde{V}_b^+ \\ \tilde{V}_c^+ \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \left\{ - \begin{bmatrix} -1 & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \\ \frac{1}{2} & -1 & \frac{1}{2} \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & -1 \end{bmatrix} + j \begin{bmatrix} 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{\sqrt{3}}{2} & 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & 0 \end{bmatrix} \right\} \begin{bmatrix} \tilde{V}_a \\ \tilde{V}_b \\ \tilde{V}_c \end{bmatrix}, \quad (2.77)$$

$$\begin{bmatrix} \tilde{V}_a^- \\ \tilde{V}_b^- \\ \tilde{V}_c^- \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \left\{ - \begin{bmatrix} -1 & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \\ \frac{1}{2} & -1 & \frac{1}{2} \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & -1 \end{bmatrix} - j \begin{bmatrix} 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{\sqrt{3}}{2} & 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & 0 \end{bmatrix} \right\} \begin{bmatrix} \tilde{V}_a \\ \tilde{V}_b \\ \tilde{V}_c \end{bmatrix}. \quad (2.78)$$

As Equações (2.75) e (2.77) fornecem ganho unitário para a componente de sequência positiva da frequência fundamental, porém, elas possuem efeitos distintos para algumas componentes harmônicas. Por outro lado, (2.76) e (2.78) fornecem ganho unitário para a componente de sequência negativa da frequência fundamental alterando de maneira diferente as características de outras componentes harmônicas.

Para operação em regime permanente as expressões fasoriais (2.75), (2.77), (2.76) e (2.78) podem ser representadas no domínio do tempo firmado na teoria de ISC, resultando respectivamente em:

$$[v^+] = [A_1][v] + [A_2][v_{-60}] + [A_3][v_{60}], \quad (2.79)$$

$$[v^+] = [B_1][v] + [B_2][v_{90}], \quad (2.80)$$

$$[v^-] = [C_1][v] + [C_2][v_{60}] + [C_3][v_{-60}], \quad (2.81)$$

$$[v^-] = [D_1][v] + [D_2][v_{-90}], \quad (2.82)$$

em que,

$$[A_1] = [C_1] = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}, \quad [A_2] = [C_2] = -\frac{1}{3} \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 0 \end{bmatrix},$$

$$[A_3] = [C_3] = -\frac{1}{3} \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}, \quad [B_1] = [D_1] = -\frac{1}{3} \begin{bmatrix} -1 & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \\ \frac{1}{2} & -1 & \frac{1}{2} \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & -1 \end{bmatrix},$$

$$[B_2] = [D_2] = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{\sqrt{3}}{2} & 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & 0 \end{bmatrix}, \quad [v] = \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix},$$

$$[v^+] = \begin{bmatrix} v_a^+ \\ v_b^+ \\ v_c^+ \end{bmatrix}, \quad [v^-] = \begin{bmatrix} v_a^- \\ v_b^- \\ v_c^- \end{bmatrix}, \quad [v_{60}] = \begin{bmatrix} v_{a60} \\ v_{b60} \\ v_{c60} \end{bmatrix},$$

$$[v_{-60}] = \begin{bmatrix} v_{a-60} \\ v_{b-60} \\ v_{c-60} \end{bmatrix}, \quad [v_{90}] = \begin{bmatrix} v_{a90} \\ v_{b90} \\ v_{c90} \end{bmatrix}, \quad [v_{-90}] = \begin{bmatrix} v_{a-90} \\ v_{b-90} \\ v_{c-90} \end{bmatrix}.$$

Os subscritos 60 e 90 são usados para indicar os sinais instantâneos avançados dos sinais originais pelo valor correspondente em graus. Analogamente, -60 e -90 referem-se aos sinais instantâneos atrasados. Eles podem ser implementados por meio de armazenamentos dos sinais originais durante um certo intervalo de tempo correspondente aos ângulos desejados em relação à frequência fundamental. Tendo em conta que a implementação é realizada em tempo discreto, um número de amostras deve ser memorizado. Considerando N o número de amostras por ciclo da componente de frequência fundamental, um sinal atrasado de 90° pode ser obtido armazenando as últimas $N/4$ amostras. Além disso, encontra-se um sinal avançado de 90° tomando o retardo de 90° com o sinal oposto. De modo semelhante, um atraso de 60° pode ser gerado salvando as últimas $N/6$ medições. E, o avanço de 60°

é produzido armazenando as últimas $N/3$ amostras, para obter um atraso de 120° , e multiplicando por -1 . Percebe-se que essas manipulações com os ângulos são válidas apenas para a frequência fundamental, e este fato é determinante para fazer as transformações se comportarem diferentemente para outras componentes harmônicas.

Doravante, as operações definidas por (2.79) a (2.82) são chamadas respectivamente de A , B , C e D . Após a aplicação de uma das transformações A , B , C ou D , as informações, no tocante ao conteúdo harmônico, contidas nos sinais v_a , v_b e v_c não são preservadas. As operações A e B mantêm íntegra a componente de sequência positiva da frequência fundamental, porém, algumas componentes harmônicas são modificadas. Por outro lado, as operações C e D conservam incólume a componente de sequência negativa da frequência fundamental alterando as características de outras componentes. A Tabela 2.2, uma versão estendida daquela apresentada em [29], mostra os ganhos complexos (magnitude e fase) das operações A , B , C e D . Os resultados das operações em cascata AB e CD também são mostrados. Harmônicos pares não são cancelados, mas apenas atenuados por tais operações. Nas situações em que o ganho das transformações for nulo, o mesmo é representado na tabela por “-”.

Tabela 2.2: Ganhos das operações matemáticas para harmônicos ímpares

Operação	A	B	C	D	AB	CD
1º seq. +	$1\angle 0^\circ$	$1\angle 0^\circ$	-	-	$1\angle 0^\circ$	-
1º seq. -	-	-	$1\angle 0^\circ$	$1\angle 0^\circ$	-	$1\angle 0^\circ$
3º seq. +	-	-	-	$1\angle 0^\circ$	-	-
3º seq. -	-	$1\angle 0^\circ$	-	-	-	-
5º seq. +	-	$1\angle 0^\circ$	$1\angle 0^\circ$	-	-	-
5º seq. -	$1\angle 0^\circ$	-	-	$1\angle 0^\circ$	-	-
7º seq. +	$1\angle 0^\circ$	-	-	$1\angle 0^\circ$	-	-
7º seq. -	-	$1\angle 0^\circ$	$1\angle 0^\circ$	-	-	-
9º seq. +	-	$1\angle 0^\circ$	-	-	-	-
9º seq. -	-	-	-	$1\angle 0^\circ$	-	-
11º seq. +	-	-	$1\angle 0^\circ$	$1\angle 0^\circ$	-	$1\angle 0^\circ$
11º seq. -	$1\angle 0^\circ$	$1\angle 0^\circ$	-	-	$1\angle 0^\circ$	-
13º seq. +	$1\angle 0^\circ$	$1\angle 0^\circ$	-	-	$1\angle 0^\circ$	-
13º seq. -	-	-	$1\angle 0^\circ$	$1\angle 0^\circ$	-	$1\angle 0^\circ$
15º seq. +	-	-	-	$1\angle 0^\circ$	-	-
15º seq. -	-	$1\angle 0^\circ$	-	-	-	-

2.7.2 Transformações Matemáticas no Sistema de Referência dq Arbitrário

As transformações A , B , C e D são postas para o referencial dq arbitrário (estacionário ou girante) como demonstrado a seguir. Pré-multiplicando (2.79) pela matriz de transformação de Park $[T_\theta]$, as componentes instantâneas de sequência positiva no referencial dq podem ser calculadas:

$$[T_\theta][v^+] = [T_\theta][A_1][v] + [T_\theta][A_2][v_{-60}] + [T_\theta][A_3][v_{60}], \quad (2.83)$$

daí,

$$[v_{dq}^+] = [T_\theta][A_1][T_\theta]^{-1}[v_{dq}] + [T_\theta][A_2][T_\theta]^{-1}[v_{dq-60}] + [T_\theta][A_3][T_\theta]^{-1}[v_{dq60}], \quad (2.84)$$

em que,

$$[v_{dq}] = \begin{bmatrix} v_d \\ v_q \\ v_0 \end{bmatrix}, \quad [v_{dq}^+] = \begin{bmatrix} v_d^+ \\ v_q^+ \\ v_0^+ \end{bmatrix},$$

$$[v_{dq60}] = \begin{bmatrix} v_{d60} \\ v_{q60} \\ v_{060} \end{bmatrix}, \quad [v_{dq-60}] = \begin{bmatrix} v_{d-60} \\ v_{q-60} \\ v_{0-60} \end{bmatrix}.$$

Como $[T_\theta]$ é não singular tem-se que o processo de mudança de referência ($[A_n] \rightarrow [T_\theta] \times [A_n][T_\theta]^{-1}$, $n = 1, 2, 3$) é uma transformação de similaridade. Várias propriedades são compartilhadas pelas matrizes similares $[A_n]$ e $[T_\theta][A_n][T_\theta]^{-1}$, a saber: possuem o mesmo polinômio característico, autovalores, e multiplicidades algébrica e geométrica [53]. Desprezando as componentes de sequência zero a operação A no referencial dq pode ser conseguida de (2.84):

$$\begin{bmatrix} v_d^+ \\ v_q^+ \end{bmatrix} = [A_{1dq}] \begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} + [A_{2dq}] \begin{bmatrix} v_{d-60} \\ v_{q-60} \end{bmatrix} + [A_{3dq}] \begin{bmatrix} v_{d60} \\ v_{q60} \end{bmatrix}. \quad (2.85)$$

Transformações de similaridade análogas à (2.84) devem ser aplicadas às operações B , C e D para obtê-las no sistema de referência dq arbitrário. Na devida ordem, encontram-se:

$$\begin{bmatrix} v_d^+ \\ v_q^+ \end{bmatrix} = [B_{1dq}] \begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} + [B_{2dq}] \begin{bmatrix} v_{d90} \\ v_{q90} \end{bmatrix}, \quad (2.86)$$

$$\begin{bmatrix} v_d^- \\ v_q^- \end{bmatrix} = [C_{1dq}] \begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} + [C_{2dq}] \begin{bmatrix} v_{d60} \\ v_{q60} \end{bmatrix} + [C_{3dq}] \begin{bmatrix} v_{d-60} \\ v_{q-60} \end{bmatrix}, \quad (2.87)$$

$$\begin{bmatrix} v_d^- \\ v_q^- \end{bmatrix} = [D_{1dq}] \begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} + [D_{2dq}] \begin{bmatrix} v_{d-90} \\ v_{q-90} \end{bmatrix}, \quad (2.88)$$

em que,

$$[A_{1dq}] = [C_{1dq}] = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}, \quad [A_{2dq}] = [C_{2dq}] = \frac{1}{6} \begin{bmatrix} 1 & -\sqrt{3} \\ \sqrt{3} & 1 \end{bmatrix},$$

$$[A_{3dq}] = [C_{3dq}] = \frac{1}{6} \begin{bmatrix} 1 & \sqrt{3} \\ -\sqrt{3} & 1 \end{bmatrix}, \quad [B_{1dq}] = [D_{1dq}] = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix},$$

$$[B_{2dq}] = [D_{2dq}] = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -1 & 0 \end{bmatrix}.$$

É importante notar que as operações (2.85) a (2.88), denominadas A_{dq} , B_{dq} , C_{dq} e D_{dq} , são similares as A , B , C e D no que se refere aos efeitos sobre as componentes harmônicas de sequência positiva e negativa.

A fim de elucidar algebricamente os ganhos complexos das operações, uma demonstração é realizada considerando na entrada uma tensão trifásica balanceada de ordem h : se $h > 0$, então o sinal é de sequência positiva; se $h < 0$, então o sinal é de sequência negativa; e, se $h = 0$, o sinal representa uma componente contínua (CC). Logo,

$$\begin{cases} v_{ah} = V_h \cos(h\omega t + \varphi_h) \\ v_{bh} = V_h \cos(h\omega t + \varphi_h - \frac{2\pi}{3}) \\ v_{ch} = V_h \cos(h\omega t + \varphi_h + \frac{2\pi}{3}) \end{cases}, \quad (2.89)$$

transformando o mesmo para $\alpha\beta$ por meio de (2.6), tem-se:

$$\begin{cases} v_{\alpha h} = V_h \cos(h\omega t + \varphi_h) \\ v_{\beta h} = V_h \sin(h\omega t + \varphi_h) \end{cases}, \quad (2.90)$$

e aplicando a fórmula de *Euler* em (2.90):

$$\vec{v}_{\alpha\beta h} \equiv v_{\alpha h} + jv_{\beta h} = V_h e^{j(h\omega t + \varphi_h)}. \quad (2.91)$$

Verifica-se que para harmônicos de sequência positiva ($h > 0$), o vetor tensão $\vec{v}_{\alpha\beta h}$ gira no sentido anti-horário; para harmônicos de sequência negativa ($h < 0$), $\vec{v}_{\alpha\beta h}$ gira no sentido horário; e, para $h = 0$, $\vec{v}_{\alpha\beta h}$ permanece parado. O sentido anti-horário é definido como o sentido positivo.

Para demonstrar corretamente os efeitos das transformações, deve-se ter atenção às considerações práticas: os sinais avançados 60° e 90° não realizáveis são substituídos pelos sinais atrasados de 120° e 90° multiplicados por -1 , respectivamente. Levando isso em conta e usando o vetor tensão em $\alpha\beta$ de (2.90) como a entrada para a operação A_{dq} (2.85), obtém-se:

$$\begin{bmatrix} v_\alpha^+ \\ v_\beta^+ \end{bmatrix} = \frac{V_h}{3} \begin{bmatrix} \cos(h\omega t + \varphi_h) - \frac{1}{2} \cos(h\omega t + \varphi_h - h\frac{\pi}{3}) + \frac{\sqrt{3}}{2} \text{sen}(h\omega t + \varphi_h - h\frac{\pi}{3}) + \\ \text{sen}(h\omega t + \varphi_h) - \frac{\sqrt{3}}{2} \cos(h\omega t + \varphi_h - h\frac{\pi}{3}) - \frac{1}{2} \text{sen}(h\omega t + \varphi_h - h\frac{\pi}{3}) - \\ + \frac{1}{2} \cos(h\omega t + \varphi_h - h\frac{2\pi}{3}) + \frac{\sqrt{3}}{2} \text{sen}(h\omega t + \varphi_h - h\frac{2\pi}{3}) \\ - \frac{\sqrt{3}}{2} \cos(h\omega t + \varphi_h - h\frac{2\pi}{3}) + \frac{1}{2} \text{sen}(h\omega t + \varphi_h - h\frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix}. \quad (2.92)$$

Realizando a mudança da operação matricial para o domínio complexo e usando a fórmula de *Euler*, encontra-se

$$v_\alpha^+ + jv_\beta^+ = V_h e^{j(h\omega t + \varphi_h)} \frac{1}{3} \left[1 + e^{j(1-h)\frac{\pi}{3}} + e^{j(1-h)\frac{2\pi}{3}} \right], \quad (2.93)$$

logo,

$$v_\alpha^+ + jv_\beta^+ = [v_{\alpha h} + jv_{\beta h}] \underbrace{\frac{1}{3} \left[1 + e^{j(1-h)\frac{\pi}{3}} + e^{j(1-h)\frac{2\pi}{3}} \right]}_{\vec{G}\hat{A}_{dq}}. \quad (2.94)$$

$\vec{G}\hat{A}_{dq}$ é o ganho complexo da operação A_{dq} .

Nesta ocasião, fazendo o vetor tensão em $\alpha\beta$ passar pela operação B_{dq} , tem-se:

$$\begin{bmatrix} v_\alpha^+ \\ v_\beta^+ \end{bmatrix} = \frac{V_h}{2} \begin{bmatrix} \cos(h\omega t + \varphi_h) - \text{sen}(h\omega t + \varphi_h - h\frac{\pi}{2}) \\ \text{sen}(h\omega t + \varphi_h) + \cos(h\omega t + \varphi_h - h\frac{\pi}{2}) \end{bmatrix}. \quad (2.95)$$

Realizando a mudança da operação matricial para o domínio complexo e usando a fórmula

de *Euler*, encontra-se

$$v_{\alpha}^{+} + jv_{\beta}^{+} = V_h e^{j(h\omega t + \varphi_h)} \frac{1}{2} [1 + e^{j(1-h)\frac{\pi}{2}}], \quad (2.96)$$

por conseguinte,

$$v_{\alpha}^{+} + jv_{\beta}^{+} = [v_{\alpha h} + jv_{\beta h}] \underbrace{\frac{1}{2} [1 + e^{j(1-h)\frac{\pi}{2}}]}_{\vec{GB}_{dq}}. \quad (2.97)$$

\vec{GB}_{dq} é o ganho complexo da operação B_{dq} .

Analogamente a A_{dq} , o ganho complexo da operação C_{dq} pode se obtido de (2.87):

$$v_{\alpha}^{-} + jv_{\beta}^{-} = [v_{\alpha h} + jv_{\beta h}] \underbrace{\frac{1}{3} [1 + e^{-j(1+h)\frac{2\pi}{3}} + e^{-j(1+h)\frac{\pi}{3}}]}_{\vec{GC}_{dq}}. \quad (2.98)$$

\vec{GC}_{dq} é o ganho complexo da operação C_{dq} .

Resultado similar ao B_{dq} é atingido para a operação D_{dq} . De (2.88) alcança-se

$$v_{\alpha}^{-} + jv_{\beta}^{-} = [v_{\alpha h} + jv_{\beta h}] \underbrace{\frac{1}{2} [1 + e^{-j(1+h)\frac{\pi}{2}}]}_{\vec{GD}_{dq}}. \quad (2.99)$$

\vec{GD}_{dq} é o ganho complexo da operação D_{dq} .

Pode ser verificado que os ganhos supracitados estão condizentes com a Tabela 2.2.

As transformações A_{dq} , B_{dq} , C_{dq} e D_{dq} podem ser vistas como filtros FIR's vetoriais ou complexos. Por essa ótica é possível investigar as características de filtragem das transformações inclusive para inter-harmônicos e sub-harmônicos. Desse modo, conclui-se que os ganhos expressos em função de h são válidos para h no domínio dos reais ($h \in \mathbb{R}$). Na Figura 2.28 mostram-se as magnitude e fase da resposta em frequência de A_{dq} e B_{dq} quando postas em cascata. As magnitude e fase da resposta em frequência de C_{dq} e D_{dq} em cascata aparecem na Figura 2.29. Nessas figuras, a frequência negativa é utilizada para informar que os ganhos são para os sinais de sequência negativa.

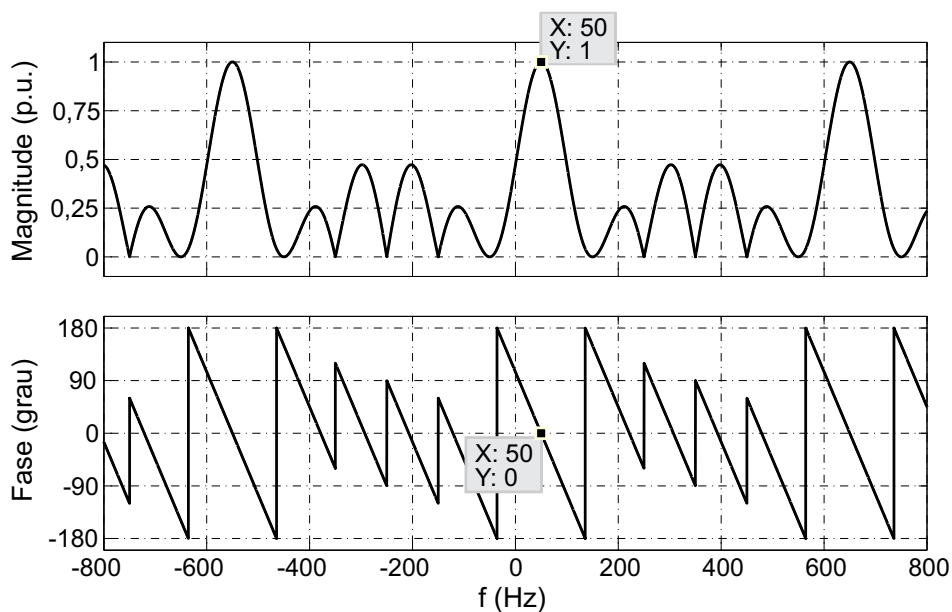


Figura 2.28: Resposta em frequência das transformações A_{dq} e B_{dq} em cascata.

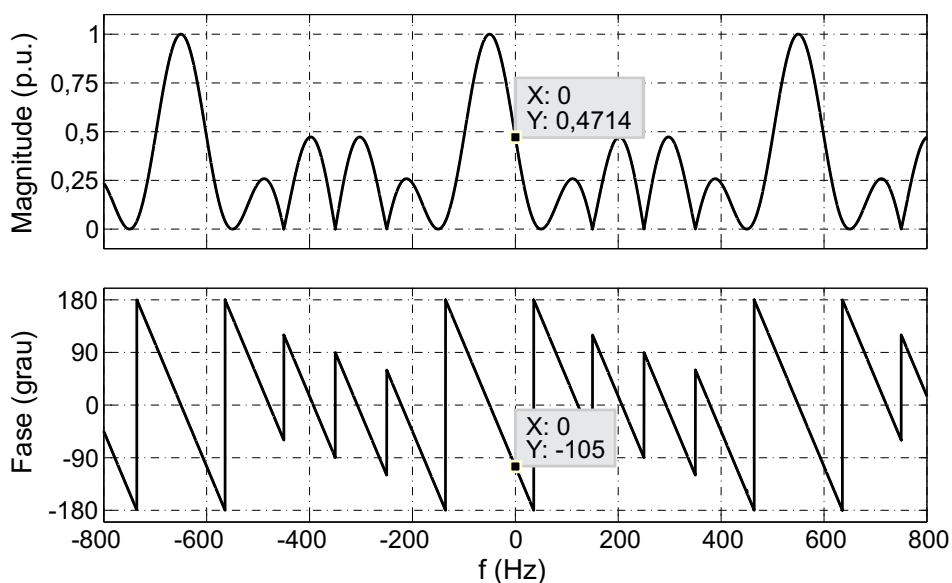


Figura 2.29: Resposta em frequência das transformações C_{dq} e D_{dq} em cascata.

2.7.3 Implementação do EDSC-PLL

Depois da aquisição das tensões em abc e transladadas para o sistema de referência estacionário $\alpha\beta$, as operações A_{dq} e B_{dq} são aplicadas em cascata. Desta forma, os harmônicos ímpares são eliminados, mas os harmônicos pares permanecem. O próximo passo é transladar os sinais em $\alpha\beta$ na saída das operações para o sistema de referência síncrono com

a FFPS (dq). Portanto, a componente FFPS torna-se constante (CC), o segundo harmônico de sequência positiva passa a ser FFPS e qualquer harmônico de sequência positiva com frequência $h\omega$ em $\alpha\beta$ tem sua ordem diminuída de um em dq . Ademais, quando os sinais em $\alpha\beta$ são transpostos para o referencial dq as componentes de sequência negativa tem sua ordem aumentada de um. Então, os harmônicos pares tornam-se ímpares e vice-versa. Se os sinais no sistema de referência dq atravessam as operações C_{dq} e D_{dq} em cascata, então os harmônicos ímpares desses sinais (harmônicos pares dos sinais de entrada) são cancelados. As componentes constantes em dq contêm as informações do vetor tensão de FFPS. O esquema completo do EDSC-PLL é descrito no diagrama em blocos da Figura 2.30.

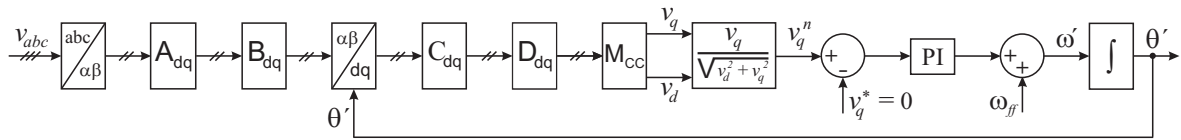


Figura 2.30: Diagrama em blocos do EDSC-PLL.

Devido ao fato da componente CC sofrer alteração pelas operações C_{dq} e D_{dq} , deve ser realizado um ajuste a fim de obter as magnitudes corretas das componentes v_d e v_q do sinal de sequência positiva da fundamental. Nessa situação calculam-se os ganhos impostos por C_{dq} e D_{dq} para $h = 0$. De (2.98) vem:

$$\overrightarrow{GC}_{dq}(h = 0) = \frac{1}{3} \left[1 + e^{-j(1+0)\frac{2\pi}{3}} + e^{-j(1+0)\frac{\pi}{3}} \right] = \frac{2}{3} e^{-j\frac{\pi}{3}}. \quad (2.100)$$

De (2.99) encontra-se

$$\overrightarrow{GD}_{dq}(h = 0) = \frac{1}{2} \left[1 + e^{-j(1+0)\frac{\pi}{2}} \right] = \frac{\sqrt{2}}{2} e^{-j\frac{\pi}{4}}. \quad (2.101)$$

O ganho de ambas as operações em cascata para $h = 0$ é dado por

$$\overrightarrow{GCD}_{dq}(h = 0) = \overrightarrow{GC}_{dq}(h = 0) \cdot \overrightarrow{GD}_{dq}(h = 0) = \frac{2}{3} e^{-j\frac{\pi}{3}} \cdot \frac{\sqrt{2}}{2} e^{-j\frac{\pi}{4}} = \frac{\sqrt{2}}{3} e^{-j\frac{7\pi}{12}}. \quad (2.102)$$

$\overrightarrow{GCD}_{dq}(h = 0)$ é o ganho complexo estabelecido sobre as componentes CC que passam pelas operações C_{dq} e D_{dq} em cascata, de modo que, para suprimir este efeito os sinais na saída de tais operações são multiplicados pelo inverso de $\overrightarrow{GCD}_{dq}(h = 0)$.

$$\overrightarrow{GM}_{CC} = [\overrightarrow{GCD}_{dq}(h = 0)]^{-1} = \frac{3\sqrt{2}}{2} e^{j\frac{7\pi}{12}}, \quad (2.103)$$

em que, \overrightarrow{GM}_{CC} é o ganho complexo que corrigirá os erros causados por C_{dq} e D_{dq} nas componentes CC. Para viabilizar a implementação na prática, \overrightarrow{GM}_{CC} precisa ser convertido para a forma matricial. Sabe-se que o ganho \overrightarrow{GM}_{CC} trata-se de uma transformação linear que se caracteriza em rotacionar o vetor em torno da origem e multiplicar o módulo por uma constante [54]. A matriz de transformação é dada por

$$[M_{CC}] = K \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\text{sen}(\theta) \\ \text{sen}(\theta) & \cos(\theta) \end{bmatrix}, \quad (2.104)$$

com $K = \frac{3\sqrt{2}}{2}$ e $\theta = 105^\circ = 7\pi/12$ rad. Então,

$$[M_{CC}] = \frac{3}{4} \begin{bmatrix} (1 - \sqrt{3}) & (-1 - \sqrt{3}) \\ (1 + \sqrt{3}) & (1 - \sqrt{3}) \end{bmatrix}. \quad (2.105)$$

Observa-se na Figura 2.30 que a entrada para o controlador proporcional-integral (PI) é uma componente de tensão normalizada v_q^n . Isto é feito para manter as constantes proporcional e integral (K_p e K_i) independentes dos valores de tensão na entrada, ou seja, a dinâmica do controlador é a mesma para quaisquer valores de tensão na entrada. v_q^n é calculada pela seguinte fórmula:

$$v_q^n = \frac{v_q}{|\vec{v}_{dq}|} = \frac{v_q}{\sqrt{v_d^2 + v_q^2}}. \quad (2.106)$$

Na solução proposta, observa-se pela Tabela 2.2 que os harmônicos 11° de sequência negativa e 13° de sequência positiva, assim como a FFPS não são eliminados pelas operações em cascata A_{dq} e B_{dq} . Visto que essas componentes harmônicas tornam-se pares quando trasladadas de $\alpha\beta$ para dq , elas não são canceladas pelas operações em cascata C_{dq} e D_{dq} e estão presentes nos sinais de saída. Analogamente, os harmônicos 12° de sequência positiva e 12° de sequência negativa não são excluídos pelas operações em cascata A_{dq} e B_{dq} e tornam-se respectivamente em 11° de sequência positiva e 13° de sequência negativa quando trasladados para dq . Assim, pode ser visto na Tabela 2.2 que essas componentes não são eliminadas. Em geral, utilizando (2.94), (2.97), (2.98) e (2.99) demonstra-se que os harmônicos de sequência positiva $12n$ e $12n + 1$, bem como os harmônicos de sequência negativa $12n - 1$ e $12n$ ($n \in \mathbb{N}^*$) não são cancelados pelas operações matemáticas. Entretanto, a largura de banda do SRF-PLL pode ser reduzida de tal maneira que a estimação da

frequência (ω') e conseqüentemente a posição angular (θ') não sejam afetados por aqueles harmônicos.

O projeto do controlador PI baseia-se na função de transferência obtida na Seção 2.3 (2.22), contudo, ajustes por simulação foram imprescindíveis por causa da forte não linearidade introduzida na malha do SRF-PLL pelas operações C_{dq} e D_{dq} .

Para se recuperar convenientemente o sinal trifásico é aconselhável submeter os sinais estimados v_d e v_q (Figura 2.30) a filtros os quais não afetam a dinâmica do sistema por não estarem inseridos na malha de controle e por possuírem largura de banda elevada. Os sinais na saída dos filtros são chamados de v'_d e v'_q . Para tanto, empregam-se filtros FIR's de fase linear baseado no método da janela de *Hamming* com ordem 20 e frequência de corte 300 Hz. Aplicando a transformada inversa de *Park* aos sinais v'_d e v'_q encontra-se a tensão trifásica da rede estimada (v'_{abc}).

Para evitar os inconvenientes de *offset* inerente aos sistemas de medição e aquisição de sinais, realiza-se o seguinte: a cada período da fundamental, somam-se as últimas N amostras do sinal de entrada e o resultado divide-se por N ; a resposta dessa divisão é o valor do *offset*. Portanto, basta subtraí-lo do sinal adquirido originalmente. Tal solução requer um esforço computacional irrisório. N é o número de amostras em um período da fundamental.

2.7.4 Comportamento do EDSC-PLL

O EDSC-PLL foi simulado em quatro condições de tensões distintas utilizando o *software* MATLAB[®]. A frequência fundamental da rede elétrica é de 50 Hz ($\omega = 2\pi 50 = 314,16$ rad/s) e a frequência de amostragem (f_s) dos sinais na entrada é de 18 kHz. Desse modo, os retardos de 60°, 90° e 120° possuem quantidades inteiras de amostras. O distúrbio sempre ocorre de 40 ms a 160 ms. Como mencionado na seção anterior, os valores dos ganhos do controlador PI foram aperfeiçoados por simulação. Os valores iniciais foram $K_p = 28,28$ e $K_i = 400$, advindos de (2.22), até obter-se $K_p = 100$ e $K_i = 100$.

Nas quatro figuras, o primeiro gráfico (a) mostra as tensões de entrada (v_{abc}), o segundo (b) as tensões da rede estimadas (v'_{abc}) e tracejada a componente de tensão estimada v'_d , e por

último (c) o erro na estimação da posição angular ($\varepsilon = \omega t - \theta'$). v'_{abc} são obtidas por meio da transformada inversa de *Park* usando v'_d e v'_q . Em todas as situações $v_{pf}^{+1} = 1\angle 0^\circ$ p.u. é a tensão de pré-falta.

A Figura 2.31 mostra os resultados de simulação considerando, durante a falta, que as tensões são distorcidas apenas por um harmônico de ordem 11 de sequência negativa ($v^{+1} = 1\angle 0^\circ$ p.u. e $v^{-11} = 0,2\angle 0^\circ$ p.u.). Apesar deste harmônico não ser excluído pelas operações os resultados não são afetados por ele, pois a malha de controle é capaz de filtrá-lo. A amplitude do erro ($\varepsilon = \omega t - \theta'$) é pequena.

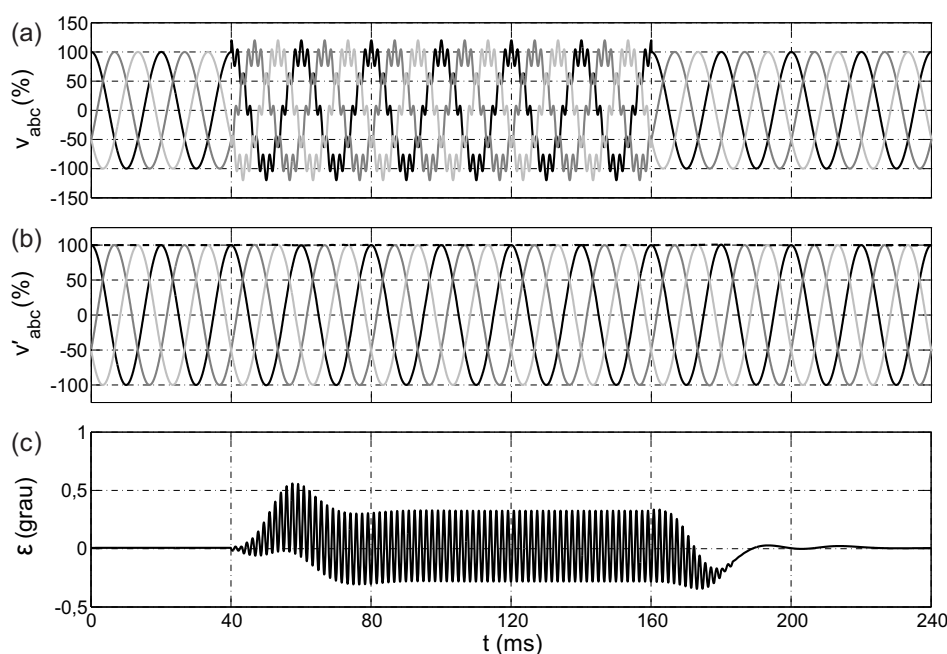


Figura 2.31: Resposta do EDSC-PLL sob distorção harmônica de ordem elevada ($v^{+1} = 1\angle 0^\circ$ p.u. e $v^{-11} = 0,2\angle 0^\circ$ p.u.).

Se durante a falta as tensões são distorcidas por harmônicos de baixa ordem, por exemplo, ordem 3 de sequência positiva ($v^{+1} = 1\angle 0^\circ$ p.u. e $v^{+3} = 0,2\angle 0^\circ$ p.u.), ainda assim os resultados não são influenciados pelos harmônicos, pois as operações são capazes de eliminá-los. Todavia, percebe-se neste caso que há um transiente na resposta do detector. Isso é devido as mudanças abruptas que ocorrem nos valores dos vetores de armazenamento. Então, até os vetores possuírem por completo os novos valores, as saídas apresentam-se imprecisas. Os resultados da simulação estão mostrados na Figura 2.32.

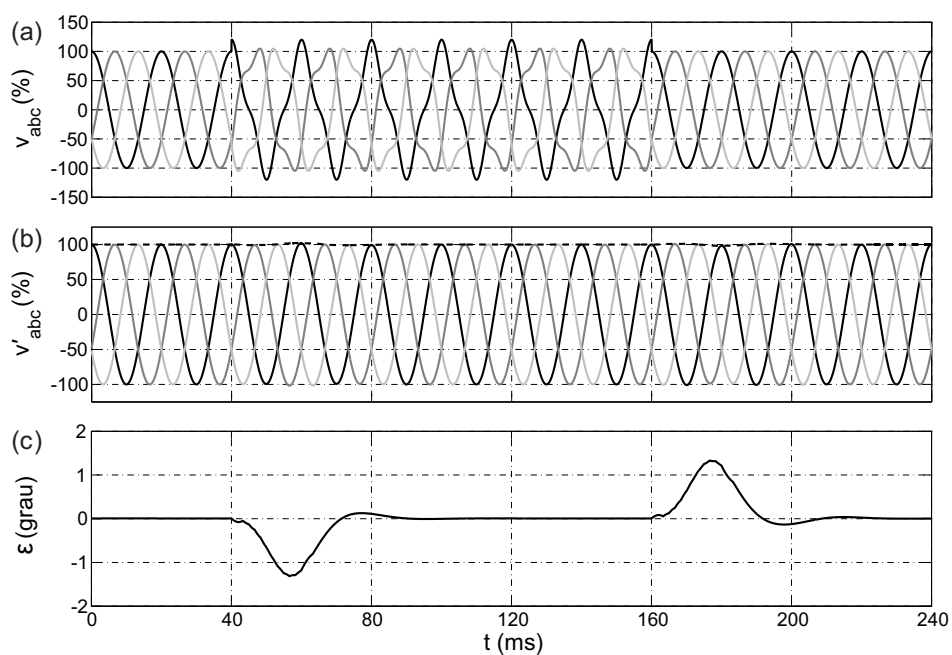


Figura 2.32: Resposta do EDSC-PLL sob distorção harmônica de ordem baixa ($v^{+1} = 1\angle 0^\circ$ p.u. e $v^{+3} = 0,2\angle 0^\circ$ p.u.).

Um caso muito comum que ocorre durante uma falta é o desbalanço. Portanto, efetua-se uma simulação admitindo $v^{+1} = 1\angle 0^\circ$ p.u. mais uma componente de sequência negativa $v^{-1} = 0,3\angle 0^\circ$ p.u. Conclui-se por meio da Figura 2.33 que o EDSC-PLL também responde a contento: as saídas do sistema em regime permanente não são afetadas pelo desequilíbrio na rede. Porém, de maneira semelhante à simulação anterior há um transiente na resposta do detector.

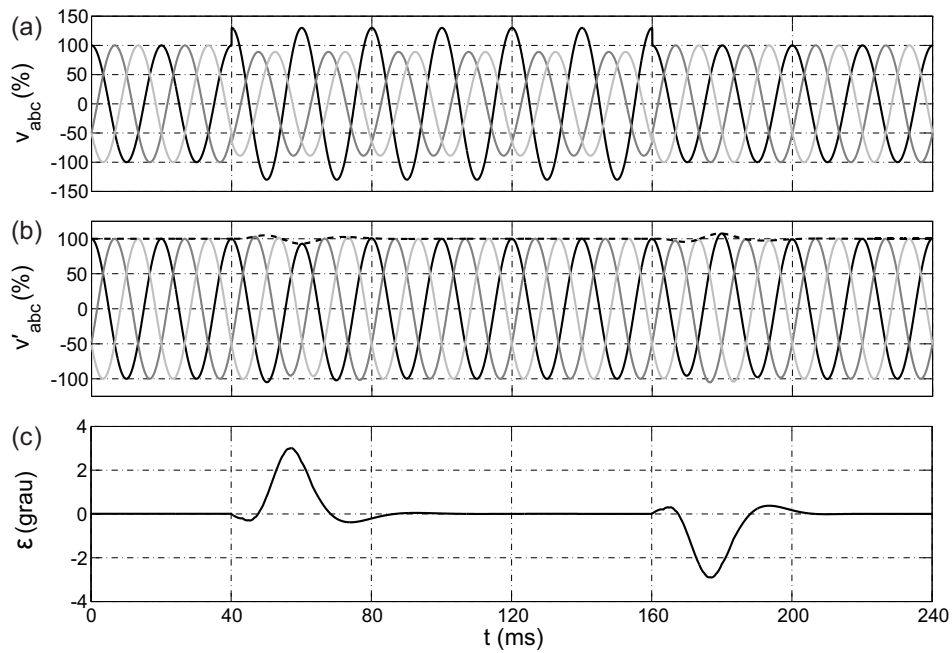


Figura 2.33: Resposta do EDSC-PLL sujeito a desequilíbrios ($v^{+1} = 1\angle 0^\circ$ p.u. e $v^{-1} = 0,3\angle 0^\circ$ p.u.).

Objetivando evidenciar a funcionalidade do EDSC-PLL frente a forte distorção harmônica, foi realizada uma simulação cuja tensão na entrada é constituída, hipoteticamente, pelas seguintes componentes: $v^{+1} = 1\angle 0^\circ$ p.u., $v^{-1} = 0,4\angle 0^\circ$ p.u., $v^{+h} = \frac{0,7\angle 0^\circ}{h}$ p.u. e $v^{-h} = \frac{0,6\angle 0^\circ}{h}$ p.u., $h = 2, 3, \dots, 25$. Observa-se pela Figura 2.34 que, apesar dos sinais na entrada estarem extremamente distorcidos, a resposta deste método é satisfatória. Mesmo no transiente, que dura cerca de dois ciclos, o erro na estimação da posição angular não ultrapassa 2° . Além do mais, o erro em regime é desprezível e oscila entre $-0,28^\circ$ e $0,3^\circ$.

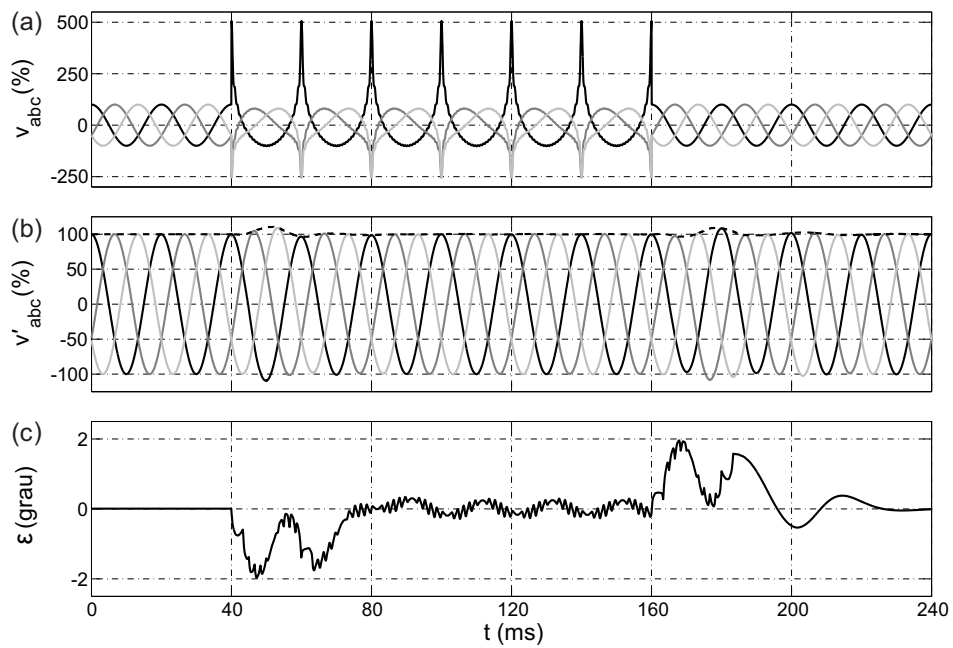


Figura 2.34: Desempenho do EDSC-PLL sujeito a sinais desbalanceados e fortemente distorcidos ($v^{+1} = 1\angle 0^\circ$ p.u., $v^{-1} = 0,4\angle 0^\circ$ p.u., $v^{+h} = \frac{0,7\angle 0^\circ}{h}$ p.u. e $v^{-h} = \frac{0,6\angle 0^\circ}{h}$ p.u., $h = 2, 3, \dots, 25$).

3 | GDSC-PLL

Neste capítulo é analisado um método que é capaz de detectar tanto o vetor tensão de sequência positiva na frequência fundamental quanto quaisquer vetores harmônicos de sequência positiva ou negativa. A metodologia dessa técnica é fundamentada em transformações matemáticas que fazem uso de armazenamentos de valores passados dos sinais. Tal método baseia-se na generalização de cancelamento por sinal atrasado (GDSC-PLL) [31] [32] [35] [36] e possui a propriedade de ser imune a desequilíbrios e harmônicos sejam estes de sequência positiva ou negativa que eventualmente aparecem na rede elétrica. O mesmo é sustentado por transformações que empregam apenas simples cálculos aritméticos: somas, subtrações, multiplicações e apenas uma divisão.

A teoria do método proposto está apresentada na seção seguinte. Na Seção 3.2 são exibidos os detalhes da implementação. Na Seção 3.3 estão evidenciadas as características de resposta em frequência do GDSC. Um esquema que torna a técnica adaptativa em frequência aparece na Seção 3.4. Uma demonstração das restrições do tempo de resposta está na Seção 3.5. Também, ilustra-se na Seção 3.6 uma possível implementação do método no sistema de referência *abc*. Finalmente, o desempenho do GDSC-PLL é destacado na Seção 3.7.

3.1 Fundamentação Teórica do GDSC-PLL

Consoante foi deduzido na Seção 2.2, o vetor de componente harmônica de sequência positiva ou negativa, repetido aqui por conveniência, pode ser representado por

$$\vec{s}_{\alpha\beta}^{(h_s)} = S_{\alpha\beta}^{(h_s)} e^{sgn(h_s)j\varphi^{(h_s)}} e^{jh_s\omega t}, \quad (3.1)$$

em que,

$$h_s = \begin{cases} h, & \text{para componentes harmônicas de sequência positiva} \\ -h, & \text{para componentes harmônicas de sequência negativa} \end{cases}.$$

Considere-se agora um vetor de componente harmônica de sequência positiva ou negativa atrasado no tempo correspondente a um ângulo de θ_d radianos da frequência fundamental (ou $h\theta_d$ radianos com respeito à componente harmônica h_s):

$$\vec{s}_{\alpha\beta-\theta_d}^{(h_s)} = S_{\alpha\beta}^{(h_s)} e^{sgn(h_s)j\varphi^{(h_s)}} e^{jh_s(\omega t - \theta_d)} = \vec{s}_{\alpha\beta}^{(h_s)} e^{-jh_s\theta_d}. \quad (3.2)$$

Percebe-se que se $h_s > 0$, então os vetores $\vec{s}_{\alpha\beta}^{(h_s)}$ e $\vec{s}_{\alpha\beta-\theta_d}^{(h_s)}$ giram no sentido anti-horário e o vetor $\vec{s}_{\alpha\beta-\theta_d}^{(h_s)}$ é $h\theta_d$ radianos atrasado de $\vec{s}_{\alpha\beta}^{(h_s)}$. Reciprocamente, se $h_s < 0$, então os vetores $\vec{s}_{\alpha\beta}^{(h_s)}$ e $\vec{s}_{\alpha\beta-\theta_d}^{(h_s)}$ giram no sentido horário e o vetor $\vec{s}_{\alpha\beta-\theta_d}^{(h_s)}$ está $h\theta_d$ radianos em avanço. Em ambos os casos, o sentido anti-horário foi considerado como o sentido positivo.

Uma transformação matemática em que os vetores original e atrasado são combinados é proposta agora:

$$\vec{f}_{gdsc} = \vec{a} \left(\vec{s}_{\alpha\beta} + e^{j\theta_r} \vec{s}_{\alpha\beta-\theta_d} \right), \quad (3.3)$$

em que o ganho complexo \vec{a} e o ângulo θ_r têm valores constantes. Substituindo (3.2) em (3.3), o sinal transformado de ordem h_s é

$$\vec{f}_{gdsc}^{(h_s)} = \vec{a} \left(\vec{s}_{\alpha\beta}^{(h_s)} + e^{j\theta_r} e^{-jh_s\theta_d} \vec{s}_{\alpha\beta}^{(h_s)} \right). \quad (3.4)$$

Então, o ganho da transformação (3.3) pode ser obtido:

$$\vec{G}^{(h_s)} = \vec{a} [1 + e^{j(\theta_r - h_s\theta_d)}]. \quad (3.5)$$

A transformação supracitada permite escolher algumas componentes harmônicas específicas do sinal original para serem eliminadas. Contudo, é desejável que o ganho da trans-

formação para o vetor de sequência positiva na frequência fundamental (ou qualquer outra componente harmônica de sequência positiva ou negativa a ser detectada) seja unitário.

Tendo em vista que a implementação da técnica baseada na GDSC dar-se-á de forma digital, (3.3) passa a ser

$$\vec{f}_{gdsc}(kT_s) = \vec{a} \left\{ \vec{s}_{\alpha\beta}(kT_s) + e^{j\theta_r} \vec{s}_{\alpha\beta}[(k - k_d)T_s] \right\}, \quad (3.6)$$

em que, T_s é o período de amostragem, $t = kT_s$ é o instante atual e $t = (k - k_d)T_s$ é o instante atrasado de k_d amostras. k_d é a quantidade aproximada de amostras referente a um atraso no tempo que fornece um ângulo de θ_d radianos em relação à frequência fundamental.

$$k_d = \text{round} \left(\frac{N\theta_d}{2\pi} \right), \quad (3.7)$$

em que, N é a quantidade de pontos amostrados durante um período da fundamental. Substituindo (2.20) em (3.6), tem-se

$$\vec{f}_{gdsc}(kT_s) = \sum_{h=0}^{\frac{N}{2}-1} \vec{s}_{\alpha\beta+}^{(h)} \vec{a} [1 + e^{j(\theta_r - h\frac{2\pi}{N}k_d)}] + \sum_{h=1}^{\frac{N}{2}-1} \vec{s}_{\alpha\beta-}^{(h)*} \vec{a} [1 + e^{j(\theta_r + h\frac{2\pi}{N}k_d)}]. \quad (3.8)$$

Desta forma, $\vec{f}_{gdsc}(kT_s)$ é composto pelas componentes de sequência dos sinais originais multiplicadas por um ganho complexo, a saber:

$$\vec{G}^{(h_s)} = \vec{a} [1 + e^{j(\theta_r - h_s\frac{2\pi}{N}k_d)}]. \quad (3.9)$$

Observa-se que o ganho da transformação \vec{f}_{gdsc} é zero para todas as componentes harmônicas que satisfazem a seguinte condição:

$$\theta_r - h_s \frac{2\pi}{N} k_d = -\pi(1 + 2n), \quad (3.10)$$

em que $n \in \mathbb{Z}$, ou equivalentemente

$$h_s = \left(\frac{N\theta_r}{2\pi k_d} + \frac{N}{2k_d} \right) + \frac{N}{k_d} n. \quad (3.11)$$

Suponha que h_d é a componente harmônica que deve ser detectada, isto é, $\vec{s}^{(h_s)}$, para $h_s = h_d$, é o vetor de sequência positiva ou negativa que deve ser obtido. De (3.11), vê-se que os parâmetros θ_r e k_d da transformação (3.6) podem ser escolhidos para eliminar uma

família de vetores de componentes harmônicas

$$h_s = h_d + (q + pn), \quad (3.12)$$

q e p são arbitrariamente escolhidos. O parâmetro p determina a periodicidade das componentes harmônicas eliminadas, enquanto q pode ser escolhido para definir uma das componentes eliminadas. Segundo (3.11), isto é atingido fazendo:

$$\begin{cases} k_d = \frac{N}{p} \\ h_d + q = \frac{N\theta_r}{2\pi k_d} + \frac{N}{2k_d} \Rightarrow \theta_r = \frac{2\pi}{p}(h_d + q) - \pi \end{cases}. \quad (3.13)$$

O ganho complexo \vec{a} é escolhido de modo que o ganho da transformação para a componente desejada $h_s = h_d$ seja unitário:

$$\vec{a} = \frac{1}{1 + e^{j\pi(\frac{2q}{p}-1)}}. \quad (3.14)$$

Para dar um exemplo de como (3.6) pode ser usada, seja $\vec{a} = 0,5$, $k_d = N/4$ e $\theta_r = 90^\circ$. Neste caso, as amostras atuais são usadas juntas com as amostras atrasadas de um quarto de ciclo da fundamental para eliminar todos os vetores harmônicos de ordem $h_s = 3 + 4n$, $n \in \mathbb{Z}$. O ganho de (3.6) para a FFPS é unitário. Isto é exatamente o que foi proposto no esquema chamado de cancelamento por sinal atrasado (DSC) [24] - [26].

Transformações do tipo (3.6) podem ser colocadas em cascata para cancelar diversas famílias de componentes harmônicas em torno daquela que há de ser detectada. Por exemplo, considere uma primeira transformação (denominada de A), projetada para cancelar as componentes harmônicas $[h_d + (1 + 2n)]$. Depois de passar pela transformação A , as componentes harmônicas não eliminadas são $[h_d + 2n]$. Se A é posta em cascata com a transformação B , projetada para cancelar as componentes $[h_d + (2 + 4n)]$, então as componentes que ainda estão presentes são $[h_d + 4n]$. Outra transformação (C) a qual possui ganho nulo para $[h_d + (4 + 8n)]$ pode ser colocada em cascata, permitindo na sua saída apenas as componentes de ordem $[h_d + 8n]$. Este procedimento pode ser usado para estender a capacidade de eliminar vetores de componentes harmônicas em torno da componente desejada. Suponha que as transformações D e E , as quais são projetadas para eliminar as componentes $[h_d + (8 + 16n)]$

e $[h_d + (16 + 32n)]$ são empregadas em cascata com A , B e C . Então, os vetores de componentes harmônicas presentes na saída da transformação E são $[h_d + 32n]$.

Os parâmetros de cada transformação são diretamente calculados de (3.13) e (3.14), substituindo h_d e os respectivos valores de q e p . Salienta-se que a transformação proposta (3.6) é um filtro digital FIR e portanto incondicionalmente estável.

A saída da última transformação em cascata (neste exemplo a transformação E) é enviada para um SRF-PLL. No SRF-PLL, a componente do eixo q do vetor é normalizada para tornar o projeto do controlador PI independente da amplitude do vetor de entrada. As componentes de alta frequência não eliminadas pelas transformações em cascata podem ser atenuadas pela escolha adequada da largura de banda do SRF-PLL. O esquema proposto é mostrado na Figura 3.1.

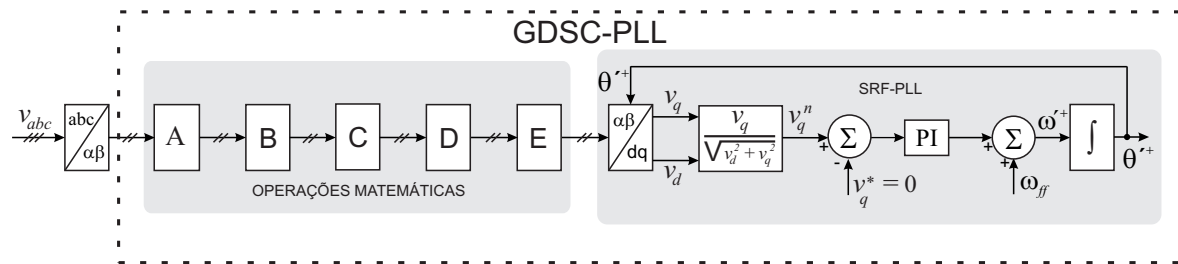


Figura 3.1: Diagrama em blocos do GDSC-PLL.

3.2 Implementação do GDSC-PLL

O primeiro passo para implementar as transformações em cascata é calcular os parâmetros k_{dA} , θ_{rA} e \vec{a}_A da transformação A e os respectivos parâmetros das transformações B , C , D e E . k_{dA} amostras das componentes α e β do vetor de entrada devem ser armazenadas para implementar a transformação A , visto que $\vec{s}_{\alpha\beta}[(k - k_{dA})T_s]$ é usado em A . O vetor transformado advém da soma dos vetores atual e atrasado multiplicados por \vec{a}_A e $\vec{a}_A e^{j\theta_{rA}}$,

respectivamente. Isto é feito de forma matricial realizando a seguinte operação:

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} s_{\alpha TA}(kT_s) \\ s_{\beta TA}(kT_s) \end{bmatrix} &= [A_A] \begin{bmatrix} s_{\alpha}(kT_s) \\ s_{\beta}(kT_s) \end{bmatrix} + [B_A] \begin{bmatrix} s_{\alpha}[(k - k_{dA})T_s] \\ s_{\beta}[(k - k_{dA})T_s] \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} a_{1A} & -a_{2A} \\ a_{2A} & a_{1A} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_{\alpha}(kT_s) \\ s_{\beta}(kT_s) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} b_{1A} & -b_{2A} \\ b_{2A} & b_{1A} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_{\alpha}[(k - k_{dA})T_s] \\ s_{\beta}[(k - k_{dA})T_s] \end{bmatrix}, \end{aligned} \quad (3.15)$$

em que, $a_{1A} = \text{real}(\vec{a}_A)$, $a_{2A} = \text{imag}(\vec{a}_A)$, $b_{1A} = \text{real}(\vec{a}_A e^{j\theta_{rA}})$ e $b_{2A} = \text{imag}(\vec{a}_A e^{j\theta_{rA}})$.

Os sinais de entrada para a transformação B são os sinais atual e atrasado da saída da transformação A : $\vec{s}_{\alpha\beta TA}(kT_s)$ e $\vec{s}_{\alpha\beta TA}[(k - k_{dB})T_s]$. Similarmente, os sinais de entrada para as transformações C , D e E são os sinais atuais e atrasados nas saídas de B , C e D , respectivamente. Para calcular as matrizes A_i e B_i ($i = B, C, D, E$), os respectivos parâmetros \vec{a}_i e $\vec{a}_i e^{j\theta_{ri}}$ devem ser usados.

Para implementar um esquema GDSC com cinco operações em cascata, é necessário armazenar $(k_{dA} + k_{dB} + k_{dC} + k_{dD} + k_{dE})$ vetores $\alpha\beta$. Entretanto, no pior caso (quando todos os elementos nas matrizes A_i e B_i são diferentes de zero), apenas 8 multiplicações reais e 6 somas reais são necessárias para cada operação.

Para exemplificar a implementação GDSC, considere que o vetor de FFPS de um sinal trifásico deve ser detectado, ou seja, $h_d = 1$. Levando em conta que as cinco operações $A - E$ são usadas, seus parâmetros, calculados mediante (3.13) e (3.14) são mostrados na Tabela 3.1.

Tabela 3.1: Parâmetros de $A - E$ para detecção do vetor de FFPS

Transformação	k_d	θ_r	\vec{a}
A	$N/2$	180°	$1/2$
B	$N/4$	90°	$1/2$
C	$N/8$	45°	$1/2$
D	$N/16$	$22,5^\circ$	$1/2$
E	$N/32$	$11,25^\circ$	$1/2$

As transformações são então implementadas de acordo com (3.16) - (3.20).

$$\begin{bmatrix} s_{\alpha TA}(kT_s) \\ s_{\beta TA}(kT_s) \end{bmatrix} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} s_{\alpha}(kT_s) - s_{\alpha}[(k - \frac{N}{2})T_s] \\ s_{\beta}(kT_s) - s_{\beta}[(k - \frac{N}{2})T_s] \end{bmatrix}, \quad (3.16)$$

$$\begin{bmatrix} s_{\alpha TB}(kT_s) \\ s_{\beta TB}(kT_s) \end{bmatrix} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} s_{\alpha TA}(kT_s) - s_{\beta TA}[(k - \frac{N}{4})T_s] \\ s_{\beta TA}(kT_s) + s_{\alpha TA}[(k - \frac{N}{4})T_s] \end{bmatrix}, \quad (3.17)$$

$$\begin{bmatrix} s_{\alpha TC}(kT_s) \\ s_{\beta TC}(kT_s) \end{bmatrix} = \frac{1}{2} \left\{ \begin{bmatrix} s_{\alpha TB}(kT_s) \\ s_{\beta TB}(kT_s) \end{bmatrix} + \frac{\sqrt{2}}{2} \begin{bmatrix} 1 & -1 \\ 1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_{\alpha TB}[(k - \frac{N}{8})T_s] \\ s_{\beta TB}[(k - \frac{N}{8})T_s] \end{bmatrix} \right\}, \quad (3.18)$$

$$\begin{bmatrix} s_{\alpha TD}(kT_s) \\ s_{\beta TD}(kT_s) \end{bmatrix} = \frac{1}{2} \left\{ \begin{bmatrix} s_{\alpha TC}(kT_s) \\ s_{\beta TC}(kT_s) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \cos(22,5^\circ) & -\sin(22,5^\circ) \\ \sin(22,5^\circ) & \cos(22,5^\circ) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_{\alpha TC}[(k - \frac{N}{16})T_s] \\ s_{\beta TC}[(k - \frac{N}{16})T_s] \end{bmatrix} \right\}, \quad (3.19)$$

$$\begin{bmatrix} s_{\alpha TE}(kT_s) \\ s_{\beta TE}(kT_s) \end{bmatrix} = \frac{1}{2} \left\{ \begin{bmatrix} s_{\alpha TD}(kT_s) \\ s_{\beta TD}(kT_s) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \cos(11,25^\circ) & -\sin(11,25^\circ) \\ \sin(11,25^\circ) & \cos(11,25^\circ) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_{\alpha TD}[(k - \frac{N}{32})T_s] \\ s_{\beta TD}[(k - \frac{N}{32})T_s] \end{bmatrix} \right\}. \quad (3.20)$$

Para obter o vetor de sequência positiva na frequência fundamental usando o esquema GDSC com as cinco transformações apresentadas, faz-se necessário armazenar $(N/2 + N/4 + N/8 + N/16 + N/32) = (31N/32)$ vetores $\alpha\beta$, o que corresponde a $348,75^\circ$ do ciclo da fundamental. Contudo, apenas 12 multiplicações reais e 16 somas reais são necessárias para implementar as cinco transformações em cascata. Convém salientar que caso não se espere que algumas componentes harmônicas estejam presentes nos sinais de entrada, as correspondentes transformações em cascata podem ser evitadas, reduzindo a quantidade de memória para armazenar as amostras, o número de operações matemáticas e também o tempo de resposta do GDSC. Por exemplo, se não há necessidade de eliminar componentes harmônicas pares e componentes harmônicas de alta ordem, apenas as transformações B , C e D podem ser suficientes. Nesta situação, o número total de amostras a serem armazenadas

corresponde a $157,5^\circ$, isto é, $(7N/16)$ vetores $\alpha\beta$. Ademais, o esforço computacional é reduzido para 8 multiplicações reais e 10 somas reais.

Quando uma perturbação no sinal de entrada ocorre, a completa eliminação dos harmônicos acontece depois do armazenamento das amostras necessárias para conseguir o retardo correspondente na transformação. Por esta razão, o tempo de resposta total do GDSC-PLL é igual à soma dos retardos das transformações em cascata mais o tempo de resposta do SRF-PLL. Uma ampla largura de banda do SRF-PLL pode ser usada, visto que as componentes harmônicas de baixa ordem são pré-filtradas pelas transformações GDSC. Consequentemente, o tempo de resposta do SRF-PLL é pequeno. Novamente, se algumas transformações em cascata são omitidas, o tempo de resposta do GDSC-PLL pode ser consideravelmente reduzido.

Deve ser notado que o SRF-PLL não influencia as operações $A - E$, pois elas são implementadas em $\alpha\beta$, isto é, $A - E$ não usam a posição angular estimada pelo SRF-PLL. Com o objetivo de projetar os ganhos do controlador PI (K_p e K_i), obtém-se a função de transferência da malha de controle a qual é idêntica a (2.22), com a ressalva da normalização (2.106), cujo propósito é fazer a dinâmica do controlador a mesma para quaisquer valores de tensão na entrada. Efetuando uma aproximação linear é possível otimizar os ganhos K_p e K_i . Por conseguinte, reproduz-se a função de transferência no domínio da frequência [11]:

$$\frac{\Theta'(s)}{\Psi(s)} = \frac{2\xi\omega_c s + \omega_c^2}{s^2 + 2\xi\omega_c s + \omega_c^2}, \quad (3.21)$$

em que,

$$\omega_c = \sqrt{K_i}, \quad \xi = \frac{K_p}{2} \sqrt{\frac{1}{K_i}}.$$

ω_c é a largura de banda e ξ é o fator de amortecimento do sistema.

Entretanto, como a implementação da técnica de detecção GDSC-PLL inerentemente é digital, serve-se da análise no domínio discreto do SRF-PLL, a qual foi feita em [55] [56]. No artigo [55], o controlador PI foi discretizado pelo método *Euler forward*, então, a função de transferência do PI discreto é

$$K_d(z) = K_p \frac{z - \alpha}{z - 1}, \quad (3.22)$$

em que, os parâmetros K_p (ganho proporcional) e α são determinados pelas especificações de ξ e ω_c :

$$K_p = \frac{2}{T_s} \left[1 - e^{-\xi\omega_c T_s} \cos(\omega_c T_s \sqrt{1 - \xi^2}) \right],$$

$$\alpha = \frac{1 - e^{-2\xi\omega_c T_s}}{2 \left[1 - e^{-\xi\omega_c T_s} \cos(\omega_c T_s \sqrt{1 - \xi^2}) \right]}. \quad (3.23)$$

O ganho integral é igual a

$$K_i = \frac{K_p}{T_s} (1 - \alpha) \quad (3.24)$$

e T_s é o período de amostragem em que os sinais de entrada são adquiridos.

Outrossim, a frequência natural escolhida depende da componente harmônica de mais baixa ordem que deve ser filtrada pelo SRF-PLL. Frequência natural menor implica uma menor banda de passagem do SRF-PLL e uma resposta mais lenta. Usando apenas um SRF-PLL, uma frequência natural baixa deve ser escolhida a fim de atenuar os efeitos dos harmônicos de baixa ordem. Para o método proposto, uma banda de passagem muito mais alta pode ser especificada, visto que os harmônicos de baixa ordem são completamente eliminados pelas transformações em cascata.

3.3 Resposta em Frequência do GDSC-PLL

Semelhantemente às operações estudadas na Seção 2.7, as transformações $A - E$ podem ser vistas como filtros FIR's vetoriais ou complexos. Por essa ótica é possível investigar as características de filtragem das transformações inclusive para inter-harmônicos e sub-harmônicos. Assim sendo, os parâmetros contidos na Tabela 3.1 são utilizados para obter os ganhos das transformações:

$$\vec{G}_A^{(h_s)} = \frac{1}{2} [1 + e^{j\pi(1-h_s)}], \quad (3.25)$$

$$\vec{G}_B^{(h_s)} = \frac{1}{2} [1 + e^{j\frac{\pi}{2}(1-h_s)}], \quad (3.26)$$

$$\vec{G}_C^{(h_s)} = \frac{1}{2}[1 + e^{j\frac{\pi}{4}(1-h_s)}], \quad (3.27)$$

$$\vec{G}_D^{(h_s)} = \frac{1}{2}[1 + e^{j\frac{\pi}{8}(1-h_s)}], \quad (3.28)$$

$$\vec{G}_E^{(h_s)} = \frac{1}{2}[1 + e^{j\frac{\pi}{16}(1-h_s)}]. \quad (3.29)$$

Uma avaliação das transformações em cascata $A - E$ pode ser feita computando o valor absoluto e o ângulo de fase dos ganhos (3.25) - (3.29) para diferentes componentes harmônicas e inter-harmônicas. A magnitude por unidade (M_{pu}) e o ângulo de fase em graus (PA_{deg}) podem ser obtidos de (3.30) e (3.31) e são plotados na Figura 3.2. Nesta figura, a frequência nominal é de 50 Hz e a frequência negativa é utilizada para indicar que os ganhos são para os vetores de sequência negativa.

$$M_{pu} = |\vec{G}_A^{(h_1)} \vec{G}_B^{(h_1)} \vec{G}_C^{(h_1)} \vec{G}_D^{(h_1)} \vec{G}_E^{(h_1)}|, \quad (3.30)$$

$$PA_{deg} = \text{arg}\{\vec{G}_A^{(h_1)} \vec{G}_B^{(h_1)} \vec{G}_C^{(h_1)} \vec{G}_D^{(h_1)} \vec{G}_E^{(h_1)}\}. \quad (3.31)$$

Desta forma, uma variação na frequência fundamental dos sinais de entrada causa uma atenuação na magnitude detectada, uma vez que o valor absoluto do ganho total é menor que 1 para inter-harmônicos próximos da fundamental. Além disso, um desvio na frequência faz o ângulo de fase do ganho das transformações em cascata ser diferente de zero. Por exemplo, os erros na magnitude e ângulo de fase para uma redução de 10% na frequência de entrada são iguais a 0,0164 p.u. e 17,44°, respectivamente.

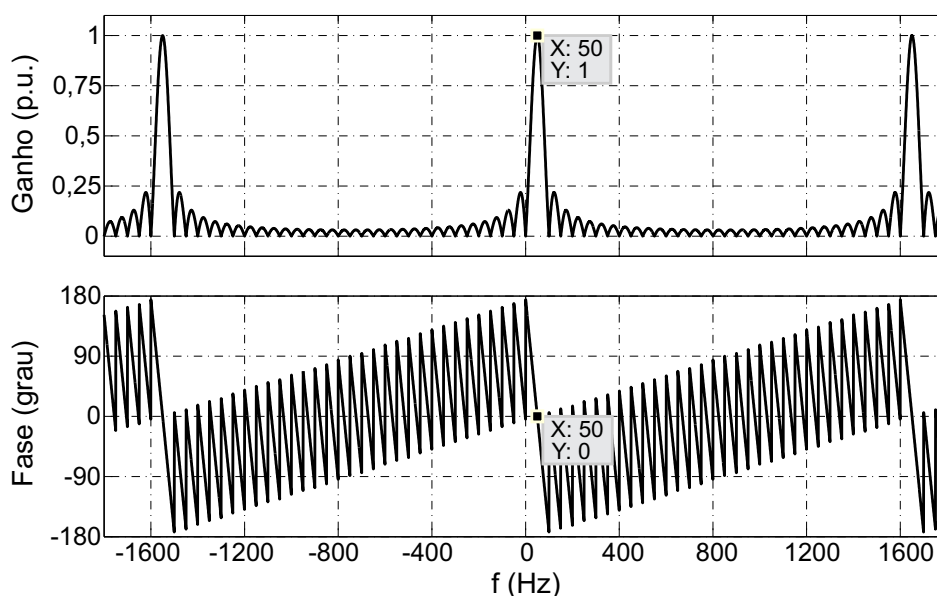


Figura 3.2: Resposta em frequência das transformações $A - E$ em cascata.

3.4 Esquema Adaptativo em Frequência do GDSC-PLL

Se a frequência da rede elétrica varia, então o número de amostras por ciclo não é igual a N . Consequentemente, os ângulos dos retardos usados nas transformações em cascata $A - E$, calculados de $k_d = N/p$, não correspondem aos valores necessários para realizar o cancelamento dos harmônicos. Por exemplo, se o algoritmo de detecção toma 50 Hz como a frequência nominal, então a frequência real diferente dessa é vista como um inter-harmônico perto da fundamental. Neste caso, as magnitudes e os ângulos de fase das transformações em cascata são diferentes daqueles para os sinais de 50 Hz.

Uma possibilidade de adaptação em frequência é fazer a frequência de amostragem f_s variar proporcionalmente à frequência estimada pelo GDSC-PLL. Desta forma, os valores de retardos k_d das operações possuem valores fixos. Entretanto, opta-se por uma frequência de amostragem fixa e os valores de retardos variáveis por considerar que a escolha de f_s não depende apenas do algoritmo de detecção, mas também dos algoritmos de controle de outras partes do sistema a serem implementados.

Outra opção para adaptatividade em frequência é usar um GDSC-PLL em que a frequên-

cia detectada pelo SRF-PLL deve ser usada como realimentação para corrigir os retardos das transformações $A - E$. Contudo, é difícil garantir matematicamente a estabilidade deste complexo sistema de malha fechada não linear.

De (3.31) conclui-se que um desvio na frequência causa, em regime permanente, um erro constante na posição angular do vetor detectado (saída da última transformação, neste caso E). Assim, a saída da transformação E e os sinais de entrada possuem a mesma frequência. Desta forma, se os sinais na saída de E são enviados para um SRF-PLL, a frequência fornecida por esse SRF-PLL é influenciada apenas pelas componentes de frequência $(h_d + 32n)f_1$, em que, h_d é a componente harmônica que está sendo detectada, $n \in \mathbb{Z}$ e sendo f_1 a frequência fundamental. Entretanto, as componentes $(h_d + 32n)f_1$ são fortemente atenuadas pelo SRF-PLL. Daí, se um GDSC-PLL é usado para detectar o vetor de FFPS, então a frequência de saída é uma boa estimativa da frequência fundamental dos sinais de entrada. A frequência detectada pode ser usada para determinar o número de amostras em um ciclo da fundamental e também os números de amostras correspondentes aos retardos nas transformações $A - E$ de um segundo GDSC-PLL.

Para reduzir os erros mencionados devidos a variações na frequência, um esquema adaptativo em frequência (*Adaptive-GDSC-PLL*: A-GDSC-PLL) usando dois blocos GDSC-PLL é proposto, como mostrado na Figura 3.3. As transformações $A - E$ no GDSC-PLL-1 usam a frequência nominal da rede, mas, como discutido anteriormente, o mesmo estima corretamente a frequência real do sistema (sem oscilações as quais estariam presentes na frequência estimada por um simples SRF-PLL tomando o vetor original $\alpha\beta$ desbalanceado e distorcido como sinais de entrada). Esta frequência estimada com o GDSC-PLL-1 é usada para adaptar o número de amostras das transformações $A - E$ do GDSC-PLL-2.

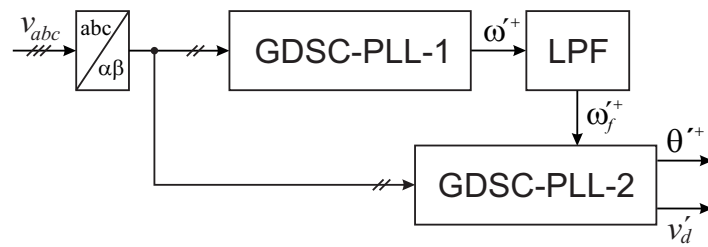


Figura 3.3: Diagrama em blocos da solução proposta (A-GDSC-PLL) de um esquema adaptativo em frequência.

Deve-se perceber que independentemente de qual vetor de componente harmônica está sendo detectado, o GDSC-PLL-1 é implementado como um detector de FFPS, visto que a frequência a ser utilizada como entrada para o GDSC-PLL-2 é a frequência fundamental. Assim, mesmo no caso quando muitas componentes harmônicas estão sendo detectadas, apenas um bloco GDSC-PLL-1 é necessário e sua saída pode ser usada para todos os blocos GDSC-PLL-2 a fim de detectar os vetores de componentes harmônicas específicas.

O emprego de um filtro passa-baixa (LPF) na frequência ω'^+ estimada pelo GDSC-PLL-1 é recomendado porque ω'^+ : pode conter ruídos de alta frequência produzidos por instabilidades numéricas; é perturbada por possíveis harmônicos não completamente atenuados pelo GDSC-PLL-1 quando a frequência da rede varia; oscila muito durante os primeiros milissegundos após um distúrbio severo na rede elétrica. Tendo em vista que a frequência da rede em um sistema de potência não experimenta rápidos transientes, um LPF com uma baixa frequência de corte deve ser usado. Nos resultados apresentados, emprega-se um filtro de *Butterworth* de segunda ordem com uma frequência de corte de 2,0 Hz.

Para melhor entender o funcionamento do esquema proposto adaptativo em frequência (A-GDSC-PLL), considere primeiro o que acontece se a frequência estimada pelo GDSC-PLL-1 é diferente da frequência fundamental na entrada. Nesta situação, a frequência usada para computar os retardos no GDSC-PLL-2 é incorreta e ocorrem erros, em regime permanente, na magnitude e ângulo de fase no vetor detectado. A frequência da rede varia lentamente. Assim, mesmo considerando que a frequência estimada ω'_f tem uma resposta lenta, devido ao LPF, um grande erro na frequência estimada pelo GDSC-PLL-1 não é esperado. Enquanto a frequência detectada pelo GDSC-PLL-1 converge para o valor correto, os erros

na magnitude e no ângulo de fase do vetor detectado estão convergindo para zero. Salienta-se que a transformação proposta (3.6) é um filtro digital FIR e portanto sempre estável.

3.4.1 Erros de Arredondamento

É aconselhável que a frequência de amostragem ou equivalentemente o número de amostras por ciclo da fundamental N seja escolhido de maneira que o parâmetro k_d seja um número inteiro para qualquer transformação usada. Se uma frequência de amostragem fixa é usada, então essa condição é assegurada apenas se a frequência real é igual ao valor nominal. No entanto, fazendo uso do esquema adaptativo em frequência, os números de amostras correspondendo aos retardos necessários nas transformações $A - E$ são ajustados quando a frequência de entrada varia, para manter os ganhos das transformações corretos. Desse modo, se a frequência de amostragem é constante, então o parâmetro k_d de uma transformação pode não corresponder a um número inteiro de amostras. O número inteiro mais próximo é então utilizado no GDSC-PLL-2, causando um erro no ganho da transformação.

Para computar o efeito do erro de arredondamento sobre as operações $A - E$, considere-se que a frequência de entrada real pode ser diferente do valor nominal e assume-se que a frequência correta está sendo estimada através do SRF-PLL-1. O número correto de amostras por ciclo da fundamental N pode não ser um inteiro. Esse número real é usado para calcular o valor de k_d em (3.13) o qual é agora um número real correspondendo ao retardo correto θ_d da transformação. Seja $k_{d_{int}}$ o número inteiro mais próximo de k_d e $\theta_{d_{int}}$ o retardo angular correspondente ao uso de $k_{d_{int}}$, então o vetor retardado usado de fato na transformação é

$$\vec{s}_{\alpha\beta}^{(h_s)}[(k - k_{d_{int}})T_s] = \vec{s}_{\alpha\beta}^{(h_s)} e^{-j h_s \theta_{d_{int}}}. \quad (3.32)$$

O ganho da transformação adaptativa em frequência torna-se

$$\vec{G}_{adapt}^{(h_s)} = \vec{a}(1 + e^{j\theta_r} e^{-j h_s \theta_{d_{int}}}). \quad (3.33)$$

Considerando uma frequência de amostragem fixa de 16 kHz e usando (3.33), a magnitude e o ângulo de fase das transformações em cascata $A - E$, para uma frequência do vetor de FFPS variável, foram computados e plotados na Figura 3.4. Como pode ser observado,

para sinais de entrada cuja frequência varia de 40 até 60 Hz, o máximo erro no ângulo de fase causado por arredondamentos nos retardos é aproximadamente $0,6^\circ$. O erro na magnitude é desprezível.

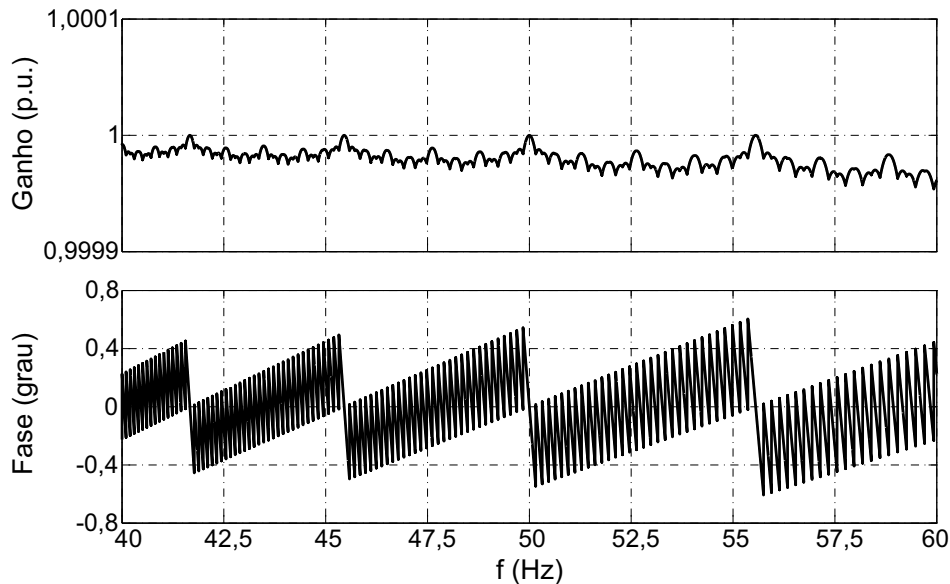


Figura 3.4: Magnitude e ângulo de fase do vetor de FFPS detectado usando transformações em cascata $A - E$ adaptativas em frequência.

3.5 Restrições do Tempo de Resposta do GDSC-PLL

Constata-se que uma transformação para eliminar qualquer vetor de componente harmônica específica pode ser projetada combinando as amostras do vetor de entrada atual $\vec{s}_{\alpha\beta}(kT_s)$ com qualquer das amostras atrasadas. Assim, é possível usar $\vec{s}_{\alpha\beta}(kT_s)$ e $\vec{s}_{\alpha\beta}[(k - 1)T_s]$ para projetar as transformações. Isto melhora muitíssimo o tempo de resposta do GDSC. De acordo com (3.13), a periodicidade p da família das componentes eliminadas, neste caso, é igual ao número de amostras por ciclo N . Por exemplo, se a componente a ser detectada é a FFPS e as amostras atual e anterior são usadas para eliminar o vetor de FFNS, isto é, $h_d = 1$, $k_d = 1$ e $q = -2$, então o ganho da transformação passa a ser

$$\vec{G}^{(h_s)} = \vec{a} \left\{ 1 + e^{-j\left[\pi + \frac{2\pi}{N}(h_s+1)\right]} \right\}. \quad (3.34)$$

O ganho em (3.34) é igual a zero para $h_s = -1 + Nn$ e assume seu valor máximo, $\vec{G}_{max}^{(h_s)} = 2\vec{a}$, para $h_s = (-1 + N/2) + Nn$, $n \in \mathbb{Z}$. O parâmetro \vec{a} é escolhido de modo que

o ganho da transformação para o vetor a ser detectado seja unitário:

$$\vec{a} = \frac{1}{1 + e^{-j\pi(\frac{4}{N}+1)}}. \quad (3.35)$$

O ganho da transformação é zero para a componente a ser eliminada ($h_s = -1$ neste exemplo) e continuamente aumenta até assumir o valor 1 para as componentes entre a eliminada e a FFPS. Do vetor de FFPS até a componente $h_s = (-1 + N/2) + Nn$ o ganho ainda continua aumentando. Então, segundo (3.35), usar apenas as amostras atual e anterior na transformação força o valor absoluto de \vec{a} ser muito alto. Conseqüentemente, as componentes próximas a $h_s = (-1 + N/2) + Nn$ são fortemente amplificadas.

Com o intuito de evitar a amplificação de qualquer componente harmônica, a transformação deve ser projetada de forma que o ganho seja máximo para a componente a ser detectada. Isto ocorre quando a componente a ser detectada está equidistante das duas componentes mais próximas a serem eliminadas. O caso das transformações $A - E$ apresentadas obedece a essa regra.

3.6 GDSC no Sistema de Referência abc

Esta seção tem o propósito de ilustrar a possibilidade de implementar-se o GDSC-PLL no sistema de referência abc . Para tanto, as operações $A - E$ são transladadas do sistema de referência $\alpha\beta$ para o sistema de referência abc .

A transformação GDSC (3.6) escrita na forma matricial é dada por:

$$\begin{bmatrix} s_{\alpha T}(kT_s) \\ s_{\beta T}(kT_s) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a_1 & -a_2 \\ a_2 & a_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_{\alpha}(kT_s) \\ s_{\beta}(kT_s) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} b_1 & -b_2 \\ b_2 & b_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_{\alpha}[(k - k_d)T_s] \\ s_{\beta}[(k - k_d)T_s] \end{bmatrix}, \quad (3.36)$$

em que, $a_1 = \text{real}(\vec{a})$, $a_2 = \text{imag}(\vec{a})$, $b_1 = \text{real}(\vec{a}e^{j\theta_r})$ e $b_2 = \text{imag}(\vec{a}e^{j\theta_r})$. Acrescentando a componente homopolar em (3.36), vem:

$$\begin{bmatrix} s_{\alpha T}(kT_s) \\ s_{\beta T}(kT_s) \\ s_{0T}(kT_s) \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} a_1 & -a_2 & 0 \\ a_2 & a_1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}}_{[A]} \begin{bmatrix} s_{\alpha}(kT_s) \\ s_{\beta}(kT_s) \\ s_0(kT_s) \end{bmatrix} + \underbrace{\begin{bmatrix} b_1 & -b_2 & 0 \\ b_2 & b_1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}}_{[B]} \begin{bmatrix} s_{\alpha}[(k - k_d)T_s] \\ s_{\beta}[(k - k_d)T_s] \\ s_0[(k - k_d)T_s] \end{bmatrix}. \quad (3.37)$$

Em uma notação resumida, tem-se que

$$[s_{\alpha\beta 0T}] = [A][s_{\alpha\beta 0}] + [B][s_{\alpha\beta 0-k_d}]. \quad (3.38)$$

Compreende-se que os sinais transformados $s_{\alpha T}$ e $s_{\beta T}$ não sofrem influência da componente homopolar s_0 . Além disso, s_{0T} assume sempre valor nulo.

Pré-multiplicando (3.38) pela matriz de transformação de *Clarke* inversa $[T_{\alpha\beta 0}]^{-1}$, as componentes transformadas em *abc* podem ser calculadas:

$$[T_{\alpha\beta 0}]^{-1}[s_{\alpha\beta 0T}] = [T_{\alpha\beta 0}]^{-1}[A][s_{\alpha\beta 0}] + [T_{\alpha\beta 0}]^{-1}[B][s_{\alpha\beta 0-k_d}], \quad (3.39)$$

então, (3.36) transladada para o sistema de referência *abc* torna-se:

$$[s_{abcT}] = [T_{\alpha\beta 0}]^{-1}[A][T_{\alpha\beta 0}][s_{abc}] + [T_{\alpha\beta 0}]^{-1}[B][T_{\alpha\beta 0}][s_{abc-k_d}], \quad (3.40)$$

em que,

$$[T_{\alpha\beta 0}]^{-1}[A][T_{\alpha\beta 0}] = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2a_1 & -a_1 - \sqrt{3}a_2 & -a_1 + \sqrt{3}a_2 \\ -a_1 + \sqrt{3}a_2 & 2a_1 & -a_1 - \sqrt{3}a_2 \\ -a_1 - \sqrt{3}a_2 & -a_1 + \sqrt{3}a_2 & 2a_1 \end{bmatrix},$$

$$[T_{\alpha\beta 0}]^{-1}[B][T_{\alpha\beta 0}] = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2b_1 & -b_1 - \sqrt{3}b_2 & -b_1 + \sqrt{3}b_2 \\ -b_1 + \sqrt{3}b_2 & 2b_1 & -b_1 - \sqrt{3}b_2 \\ -b_1 - \sqrt{3}b_2 & -b_1 + \sqrt{3}b_2 & 2b_1 \end{bmatrix}.$$

Implementar o GDSC-PLL em *abc* requer um esforço computacional maior do que aquele em $\alpha\beta$. No pior caso, quando a_1 , a_2 , b_1 e b_2 são diferentes de zero, para implementar cada operação em *abc* são necessárias 18 multiplicações reais e 15 somas reais, enquanto cada operação em $\alpha\beta$ precisa de 8 multiplicações reais e 6 somas reais. Mesmo levando em conta a transformação de *abc* para $\alpha\beta$ e a transformação inversa – as duas juntas precisam de 9 multiplicações reais e 5 somas reais – ainda é vantajoso implementar as operações do GDSC-PLL em $\alpha\beta$.

3.7 Comportamento do GDSC-PLL

Não obstante as simulações apresentadas nesta seção não conterem variações na frequência, os resultados dizem respeito ao A-GDSC-PLL de uso mais geral, o qual é adaptativo em frequência e aparece na Figura 3.3. O mesmo foi simulado em quatro condições de tensões distintas utilizando o *software* MATLAB[®], sendo o PLL discretizado usando o método *Euler forward*. A frequência fundamental da rede elétrica é de 50 Hz ($\omega = 2\pi 50 = 314,16$ rad/s) e a frequência de amostragem (f_s) dos sinais na entrada é de 16 kHz. Desse modo, os retardos k_d de todas as operações possuem quantidades inteiras de amostras.

O primeiro harmônico possível de aparecer nos sinais em dq é de ordem 32 ($h = 1 + 32 \cdot 1 = 33^\circ$ de sequência positiva e $h = 1 - 32 \cdot 1 = 31^\circ$ de sequência negativa, ambos em $\alpha\beta$: quando trasladados para o referencial síncrono com a FFPS tornam-se 32° harmônico). Assim, é conveniente optar por uma largura de banda elevada para a malha de controle dos dois SRF-PLL. Nos resultados apresentados, $\omega_c = 2\pi 320 = 2.010,62$ rad/s, de maneira que os efeitos desses possíveis harmônicos sejam atenuados. O fator de amortecimento adotado é de $\xi = 1/\sqrt{2}$. Disto resultam $K_p = 2.836,29$ e $K_i = 3.698.872,64$. O valor de K_i elevado não é um problema na implementação do método como é mostrado na Seção 5.7.

Nas quatro próximas figuras, o primeiro gráfico (a) mostra as tensões de entrada (v_{abc}), o segundo (b) as tensões da rede estimadas (v'_{abc}) e tracejada a componente de tensão estimada v'_d , e por último (c) o erro na estimação da posição angular ($\varepsilon = \omega t - \theta'$). v'_{abc} são obtidas por meio da transformada inversa de *Park* usando v'_d e v'_q . Em todas as situações $v_{pf}^{+1} = 1\angle 0^\circ$ p.u. é a tensão de pré-falta.

A Figura 3.5 mostra os resultados de simulação considerando, durante a falta, que as tensões são distorcidas apenas por um harmônico de ordem 11 de sequência negativa ($v^{+1} = 1\angle 0^\circ$ p.u. e $v^{-11} = 0,2\angle 0^\circ$ p.u.). Como este harmônico é excluído pelas operações, a sua influência se dá apenas num pequeno intervalo de tempo decorrente da mudança abrupta nas tensões de entrada. A amplitude do erro ($\varepsilon = \omega t - \theta'$) durante o transitório é irrisória e em regime permanente é nula.

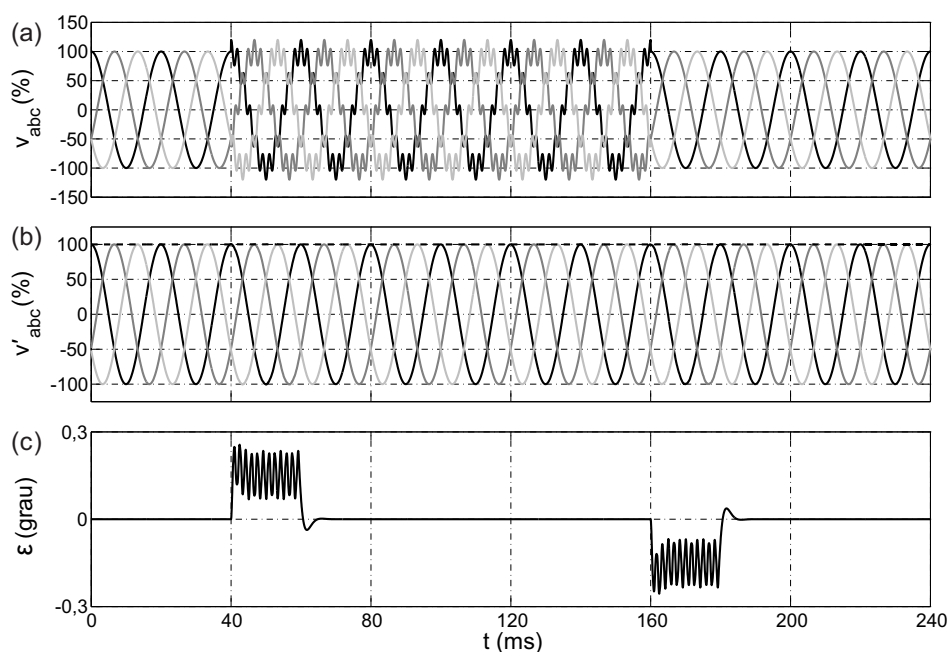


Figura 3.5: Resposta do A-GDSC-PLL sob distorção harmônica de ordem elevada ($v^{+1} = 1\angle 0^\circ$ p.u. e $v^{-11} = 0,2\angle 0^\circ$ p.u.).

Se durante a falta as tensões são distorcidas por harmônicos de baixa ordem, por exemplo, ordem 3 de sequência positiva ($v^{+1} = 1\angle 0^\circ$ p.u. e $v^{+3} = 0,2\angle 0^\circ$ p.u.), ainda assim os resultados não são afetados pelos harmônicos, pois as operações são capazes de eliminá-los. Semelhantemente ao caso anterior (Figura 3.5), percebe-se que há um transiente na resposta do detector. Isso é devido às mudanças bruscas que ocorrem nos valores dos vetores de armazenamento. Então, até os vetores possuírem por completo os novos valores, a detecção da posição angular apresenta um pequeno erro. O erro ($\varepsilon = \omega t - \theta'$) em regime é nulo. Os resultados da simulação estão mostrados na Figura 3.6.

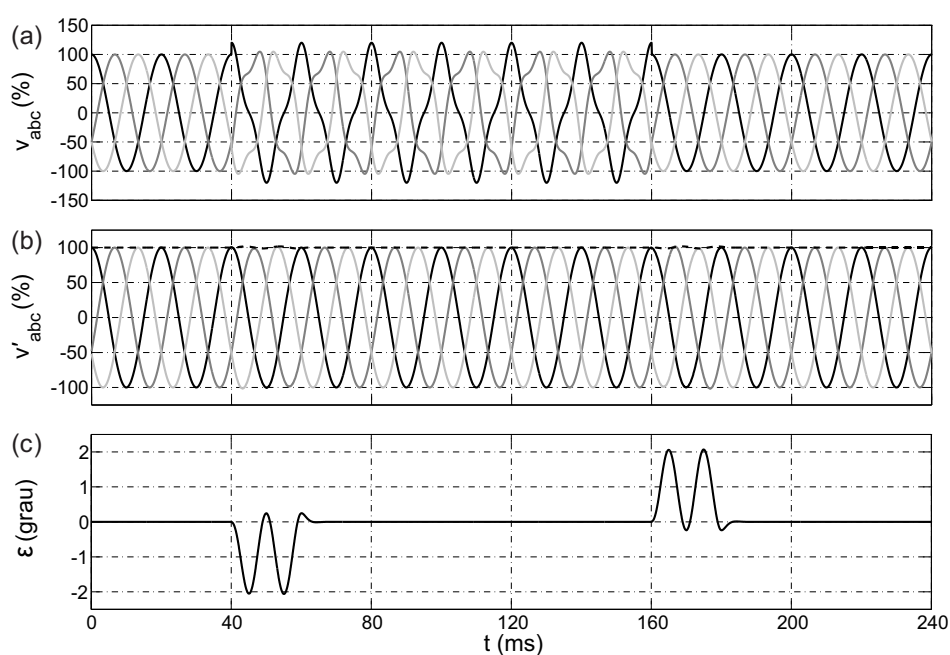


Figura 3.6: Resposta do A-GDSC-PLL sob distorção harmônica de ordem baixa ($v^{+1} = 1\angle 0^\circ$ p.u. e $v^{+3} = 0,2\angle 0^\circ$ p.u.).

Efetiva-se também uma simulação admitindo $v^{+1} = 1\angle 0^\circ$ p.u. mais uma componente de sequência negativa $v^{-1} = 0,3\angle 0^\circ$ p.u. Conclui-se por meio da Figura 3.7 que o A-GDSC-PLL atende a contento: as saídas do sistema em regime permanente não são afetadas pelo desequilíbrio na rede. Ademais, adverte-se que de maneira semelhante à simulação anterior há um transiente na resposta do detector.

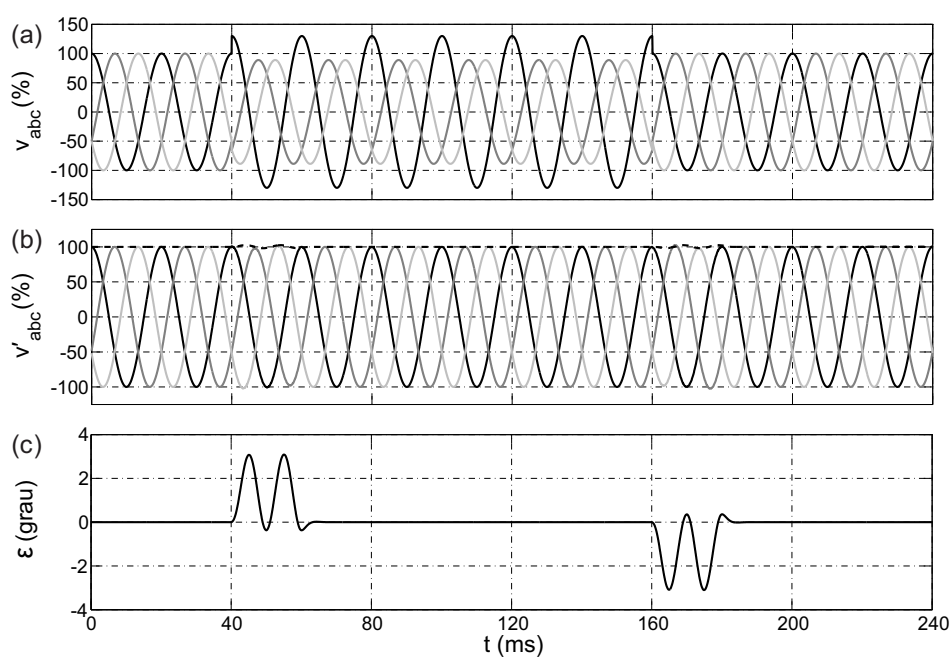


Figura 3.7: Resposta do A-GDSC-PLL sujeito a desequilíbrios ($v^{+1} = 1\angle 0^\circ$ p.u. e $v^{-1} = 0,3\angle 0^\circ$ p.u.).

Com o intuito de ilustrar a funcionalidade do A-GDSC-PLL frente a forte distorção harmônica, foi realizada uma simulação cuja tensão na entrada é constituída, hipoteticamente, pelas seguintes componentes: $v^{+1} = 1\angle 0^\circ$ p.u., $v^{-1} = 0,4\angle 0^\circ$ p.u., $v^{+h} = \frac{0,7\angle 0^\circ}{h}$ p.u. e $v^{-h} = \frac{0,6\angle 0^\circ}{h}$ p.u., $h = 2, 3, \dots, 25$. Observa-se pela Figura 3.8 que, apesar dos sinais na entrada estarem extremamente distorcidos, a resposta deste método é satisfatória. Mesmo no transiente, que dura aproximadamente um ciclo, o erro na estimação da posição angular não ultrapassa $5,9^\circ$. Ademais, o erro em regime permanente é nulo.

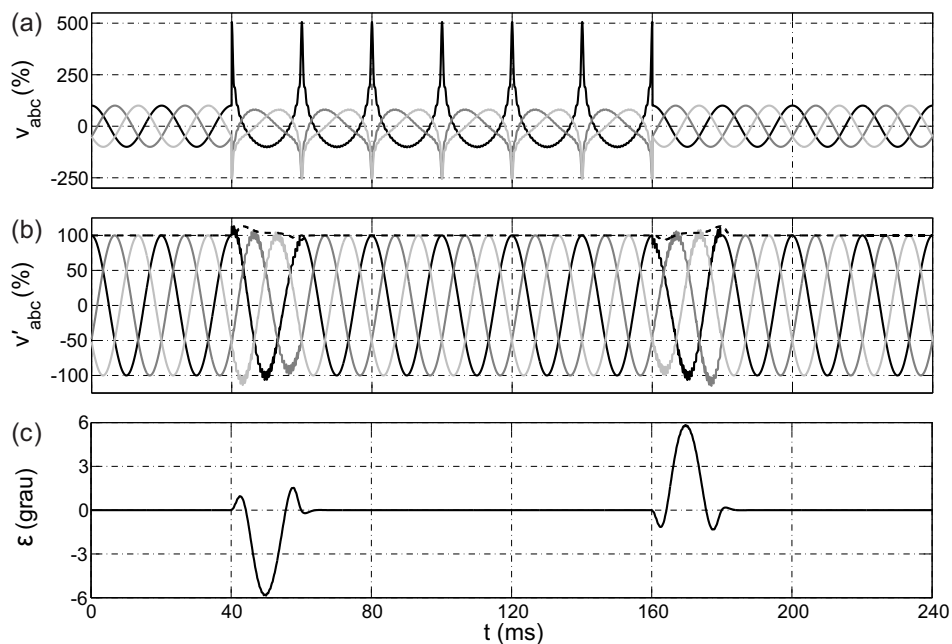


Figura 3.8: Desempenho do A-GDSC-PLL sujeito a sinais desbalanceados e fortemente distorcidos ($v^{+1} = 1\angle 0^\circ$ p.u., $v^{-1} = 0,4\angle 0^\circ$ p.u., $v^{+h} = \frac{0,7\angle 0^\circ}{h}$ p.u. e $v^{-h} = \frac{0,6\angle 0^\circ}{h}$ p.u., $h = 2, 3, \dots, 25$).

Para ficar clara a capacidade do método A-GDSC-PLL em detectar vetores de componentes harmônicas foi efetuada uma simulação com as mesmas características da Figura 3.8. Porém, no lugar de detectar o vetor de FFPS foram detectados o 5º harmônico de sequência positiva e o 5º harmônico de sequência negativa os quais aparecem nas Figuras 3.9 e 3.10, respectivamente.

Nas figuras a seguir, o gráfico (a) mostra as tensões estimadas respectivamente v'^{+5}_{abc} e v'^{-5}_{abc} , e o gráfico (b) é um *zoom* nessas tensões. Mediante estes gráficos observa-se que as amplitudes e as sequências nos gráficos estão condizentes com os sinais de entrada.

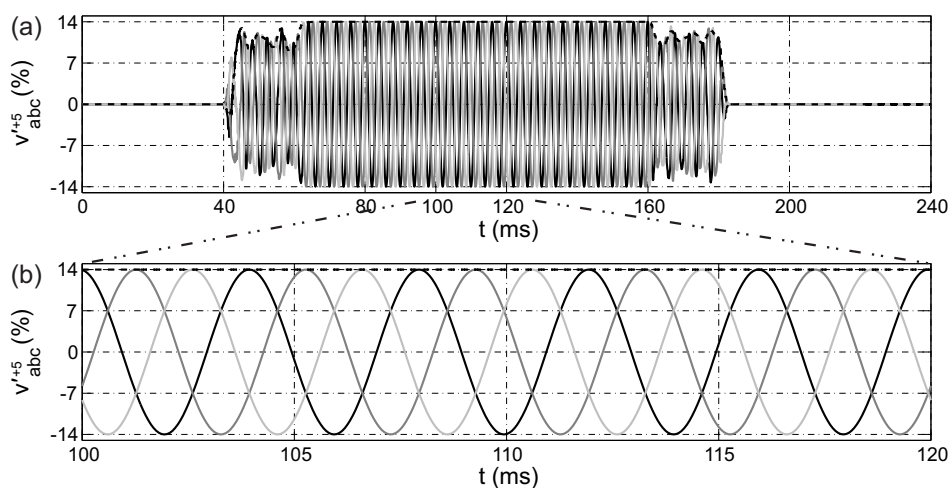


Figura 3.9: Capacidade do A-GDSC-PLL em detectar o 5º harmônico de sequência positiva v_{abc}^{+5} .

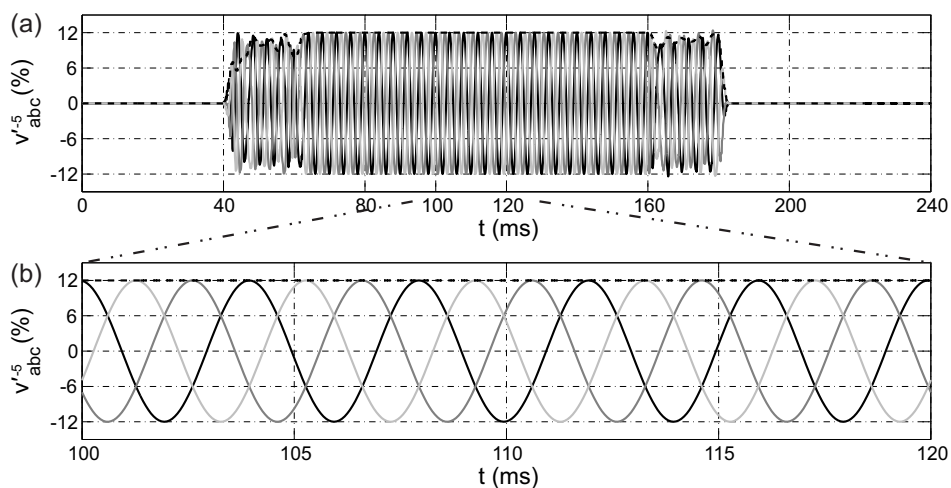


Figura 3.10: Capacidade do A-GDSC-PLL em detectar o 5º harmônico de sequência negativa v_{abc}^{-5} .

4 | SVFT

A transformada de *Fourier* de vetor espacial (*Space Vector Fourier Transform* - SVFT) de tempo discreto é proposta neste capítulo [33] - [36]. É demonstrada a capacidade dessa técnica de detectar rápida e precisamente os vetores de FFPS, de FFNS, assim como quaisquer componentes harmônicas de vetores espaciais presentes em sinais trifásicos.

A descrição matemática da SVFT é feita minuciosamente na seção seguinte. Na Seção 4.2 são exibidos os detalhes da implementação recursiva deste método proposto. Na Seção 4.3 estão evidenciadas as características de resposta em frequência da SVFT. Um esquema que torna o método adaptativo em frequência aparece na Seção 4.4. Definições de novos índices para caracterizar sinais trifásicos distorcidos e desbalanceados são propostas na Seção 4.5. Finalmente, o desempenho da SVFT é destacado na Seção 4.6.

4.1 Descrição Matemática da Transformada de *Fourier* de Vetor Espacial

Na Seção 2.2 é apresentado que o k -ésimo vetor espacial amostrado (2.20), repetido aqui por conveniência, pode ser escrito como

$$\vec{s}_{\alpha\beta}(t = kT_s) = \sum_{h=0}^{\frac{N}{2}-1} [\tilde{S}_{\alpha\beta+}^{(h)} e^{jh\frac{2\pi}{N}k}] + \sum_{h=1}^{\frac{N}{2}-1} [\tilde{S}_{\alpha\beta-}^{(h)*} e^{-jh\frac{2\pi}{N}k}]. \quad (4.1)$$

Agora, considere-se uma sequência de vetores armazenados sendo a entrada da transfor-

mada de *Fourier* de tempo discreto. Então, o seguinte conjunto de números complexos \vec{f}_c é obtido:

$$\vec{f}_c[(k - N)T_s] = \frac{1}{N} \sum_{i=0}^{N-1} \{\vec{s}_{\alpha\beta}[(k - N + i)T_s] e^{-j\frac{2\pi}{N}ci}\},$$

$$c = -\left(\frac{N}{2} - 1\right), \dots, 0, \dots, \left(\frac{N}{2} + 1\right). \quad (4.2)$$

Substituindo (4.1) em (4.2), vem:

$$\vec{f}_c[(k - N)T_s] = \frac{1}{N} \sum_{h=0}^{\frac{N}{2}-1} \tilde{S}_{\alpha\beta+}^{(h)} \sum_{i=0}^{N-1} e^{j\frac{2\pi}{N}(h-c)(k+i-N)} + \frac{1}{N} \sum_{h=1}^{\frac{N}{2}-1} \tilde{S}_{\alpha\beta-}^{(h)*} \sum_{i=0}^{N-1} e^{-j\frac{2\pi}{N}(h+c)(k+i-N)}. \quad (4.3)$$

É provado que, considerando os possíveis valores de h e c , [57]

$$\sum_{i=0}^{N-1} e^{j\frac{2\pi}{N}(h-c)(k+i-N)} = \begin{cases} 0, & \text{se } c \neq h \\ N, & \text{se } c = h \end{cases}, \quad (4.4)$$

$$\sum_{i=0}^{N-1} e^{-j\frac{2\pi}{N}(h+c)(k+i-N)} = \begin{cases} 0, & \text{se } c \neq -h \\ N, & \text{se } c = -h \end{cases}. \quad (4.5)$$

Portanto, a h -ésima componente de sequência positiva do sinal (ou a componente CC do vetor $\alpha\beta$) é obtida de

$$\tilde{S}_{\alpha\beta+}^{(h)}[(k - N)T_s] = \vec{f}_h[(k - N)T_s], \quad h = 0, \dots, \left(\frac{N}{2} - 1\right). \quad (4.6)$$

Analogamente, a h -ésima componente de sequência negativa do sinal é obtida de

$$\tilde{S}_{\alpha\beta-}^{(h)}[(k - N)T_s] = \vec{f}_{-h}^*[(k - N)T_s], \quad h = 1, \dots, \left(\frac{N}{2} - 1\right). \quad (4.7)$$

Assim sendo, a transformação (4.2) pode ser aplicada para detectar diretamente a amplitude e o ângulo de fase atuais dos vetores de componentes harmônicas de sequência positiva e negativa de sinais trifásicos. Na verdade, um vetor detectado $\tilde{S}_{\alpha\beta+}^{(h)}[(k - N)T_s]$ ou $\tilde{S}_{\alpha\beta-}^{(h)}[(k - N)T_s]$ corresponde a $t = (k - N)T_s$, isto é, um ciclo da fundamental antes do tempo atual. Todavia, assumindo que os sinais de entrada são periódicos, esses valores são exatamente os mesmos para o tempo atual, dado que o período da fundamental dos sinais é igual a NT_s . Fazendo a SVFT definida em (4.2) ser aplicada a cada período de amostragem,

então, os sinais trifásicos de componente h -ésima de sequência positiva ou sequência negativa pode ser obtido simplesmente aplicando a transformada inversa de *Clarke* (2.6) para o fasor detectado $\tilde{S}_{\alpha\beta+}^{(h)}[(k - N)T_s]$ ou $\tilde{S}_{\alpha\beta-}^{(h)}[(k - N)T_s]$, respectivamente.

Convém ressaltar que (4.2) pode ser vista como um filtro FIR aplicado ao vetor amostrado. Então, a resposta da SVFT é incondicionalmente estável [57].

4.2 Implementação Recursiva da SVFT

Para implementar a SVFT conforme (4.2), N amostras anteriores das componentes α e β do sinal de entrada precisam ser armazenadas. A componente desejada $\tilde{S}_{\alpha\beta+}^{(h)}[(k - N)T_s]$ ou $\tilde{S}_{\alpha\beta-}^{(h)}[(k - N)T_s]$ é então obtida realizando-se $4N$ multiplicações reais e $3N - 1$ somas reais. O esforço computacional é muito pesado para processadores digitais de sinais de baixo custo. Por isso, uma implementação recursiva da SVFT é analisada nesta seção.

De (4.2), tem-se que

$$\vec{f}_c[(k - N)T_s] = \frac{1}{N} \vec{s}_{\alpha\beta}[(k - N)T_s] + \frac{1}{N} \sum_{i=1}^{N-1} \{ \vec{s}_{\alpha\beta}[(k - N + i)T_s] e^{-j\frac{2\pi}{N}ci} \}. \quad (4.8)$$

Na amostragem seguinte,

$$\vec{f}_c[(k - N + 1)T_s] = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N \{ \vec{s}_{\alpha\beta}[(k - N + i)T_s] e^{-j\frac{2\pi}{N}c(i-1)} \}, \quad (4.9)$$

logo,

$$\vec{f}_c[(k - N + 1)T_s] = \frac{1}{N} \vec{s}_{\alpha\beta}(kT_s) e^{j\frac{2\pi}{N}c} + e^{j\frac{2\pi}{N}c} \frac{1}{N} \sum_{i=1}^{N-1} \{ \vec{s}_{\alpha\beta}[(k - N + i)T_s] e^{-j\frac{2\pi}{N}ci} \}. \quad (4.10)$$

Portanto, é imediato concluir que

$$\vec{f}_c[(k - N + 1)T_s] = \left\{ \vec{f}_c[(k - N)T_s] + \frac{1}{N} \vec{s}_{\alpha\beta}(kT_s) - \frac{1}{N} \vec{s}_{\alpha\beta}[(k - N)T_s] \right\} e^{j\frac{2\pi}{N}c}. \quad (4.11)$$

Separando as componentes α e β , (4.11) pode ser escrita como:

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} f_{c\alpha}[(k - N + 1)T_s] \\ f_{c\beta}[(k - N + 1)T_s] \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} \cos\left(\frac{2\pi}{N}c\right) & -\text{sen}\left(\frac{2\pi}{N}c\right) \\ \text{sen}\left(\frac{2\pi}{N}c\right) & \cos\left(\frac{2\pi}{N}c\right) \end{bmatrix} \\ &\times \left\{ \begin{bmatrix} f_{c\alpha}[(k - N)T_s] \\ f_{c\beta}[(k - N)T_s] \end{bmatrix} + \frac{1}{N} \begin{bmatrix} s_{\alpha}(kT_s) - s_{\alpha}[(k - N)T_s] \\ s_{\beta}(kT_s) - s_{\beta}[(k - N)T_s] \end{bmatrix} \right\}. \end{aligned} \quad (4.12)$$

Obviamente qualquer vetor de componente harmônica de sequência positiva ou negativa específico pode ser determinado mediante (4.12). Uma vez que $\cos(\frac{2\pi}{N}c)$ e $\sin(\frac{2\pi}{N}c)$ podem ser determinados previamente, apenas 6 multiplicações reais e 6 somas reais são necessárias para computar um vetor de componente harmônica.

Devido ao fato das componentes transformadas obtidas no tempo de amostragem anterior serem usadas para determinar o sinal transformado atual, a implementação recursiva da SVFT deixa de ser um filtro FIR e a característica de estabilidade incondicional é perdida. Este problema pode ser superado calculando passo a passo a componente desejada \vec{f}_c usando a transformação definida em (4.2) para corrigir a saída do estimador recursivo uma vez por período da fundamental [58]. Esse cálculo é realizado como segue. No início de um período da fundamental, \vec{f}_{caux} e uma variável inteira i são feitos iguais a zero. A cada período de amostragem, um termo do somatório em (4.2) é computado fazendo

$$\vec{f}_{caux} = \vec{f}_{caux} + \frac{1}{N} \vec{S}_{\alpha\beta}(kT_s) e^{-j \frac{2\pi}{N} ci} \quad (4.13)$$

e a variável i é incrementada. Quando $i = N - 1$, um período da fundamental se passou, o somatório foi totalmente realizado e o valor atual de \vec{f}_c calculado usando o algoritmo recursivo é substituído por $\vec{f}_{caux} \cdot \vec{f}_{caux}$ e i são feitos iguais a zero e o processo é reiniciado. \vec{f}_{caux} é o valor correto, ausente de erros, da SVFT. Utilizando esse procedimento, a implementação recursiva da SVFT estável precisa de 10 multiplicações reais e 10 somas reais.

4.3 Resposta em Frequência da SVFT

A resposta da SVFT, quando a frequência real do sistema é diferente do valor nominal, pode ser adequadamente avaliada com o auxílio do diagrama de *Bode* da função de transferência no domínio discreto a seguir:

$$\vec{G}_c(z) = \frac{\vec{F}_c(z)}{\vec{S}_{\alpha\beta}(z)}, \quad (4.14)$$

a qual há de ser obtida da transformada z de (4.11):

$$z^{-(N-1)} \vec{F}_c(z) = \left[z^{-N} \vec{F}_c(z) + \frac{1}{N} \vec{S}_{\alpha\beta}(z) - \frac{1}{N} z^{-N} \vec{S}_{\alpha\beta}(z) \right] e^{j \frac{2\pi}{N} c}. \quad (4.15)$$

Logo,

$$\vec{G}_c(z) = \frac{1}{N} \frac{z^N - 1}{ze^{-j\frac{2\pi}{N}c} - 1}. \quad (4.16)$$

A fração supracitada pode ser escrita como a soma dos termos de uma progressão geométrica:

$$\vec{G}_c(z) = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N \left[e^{j\frac{2\pi}{N}ci} z^{(N-i)} \right]. \quad (4.17)$$

Para determinar os efeitos da variação na frequência fundamental sobre a detecção do vetor de sequência positiva na frequência fundamental, diferentes sinais trifásicos de entrada de sequência positiva e negativa foram usados para obter um diagrama de (4.16) para $c = 1$, como mostrado na Figura 4.1. A frequência nominal de 50 Hz foi utilizada para computar a componente de FFPS e a frequência de amostragem é 1 kHz.

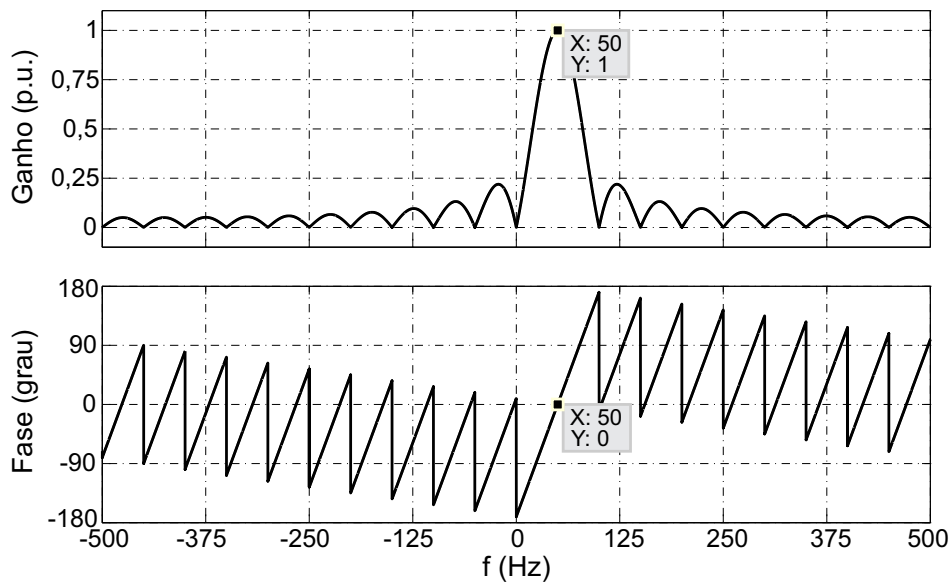


Figura 4.1: Magnitude e ângulo de fase de \vec{G}_1 para uma vetor espacial de entrada igual a $1e^{j\omega_e t}$, e ω_e variando de $-(N/2)(2\pi f_{nom})$ até $(N/2)(2\pi f_{nom})$, $f_{nom} = 50$ Hz e $N = 20$.

Como esperado, o ganho é igual a 1 para o vetor de FFPS e zero para todos os outros vetores de componentes harmônicas inteiras. Se a frequência fundamental de entrada é diferente do valor nominal, então, a amplitude do vetor de FFPS é atenuada e o erro no ângulo de fase passa a ocorrer. Neste caso, as componentes harmônicas que não são mais múltiplas da frequência nominal não são canceladas mas apenas atenuadas. Obviamente, se a variação na frequência é pequena então esses erros podem ser aceitáveis. Por exemplo, para um erro

na frequência fundamental de ± 1 Hz, os erros na amplitude e no ângulo de fase são iguais a $0,07\%$ e $\pm 3,6^\circ$, respectivamente. Se variações elevadas são esperadas, é importante incluir um esquema de detecção na frequência com o intuito de adaptar os cálculos da SVFT para a frequência estimada.

O diagrama de *Bode* da magnitude do ganho em decibéis é mostrado na Figura 4.2. Pode ser visto que, para frequências sub-harmônicas, a envoltória da magnitude decai aproximadamente a -20 dB/década, e a 1 Hz, a magnitude do ganho é menor que -30 dB. Essa característica mostra que, se a SVFT é aplicada a uma tensão trifásica, então os efeitos de flutuação de tensão são fortemente atenuados. Para as frequências acima do valor nominal, rejeição a inter-harmônicos é também considerável: ganho menor que -20 dB/década.

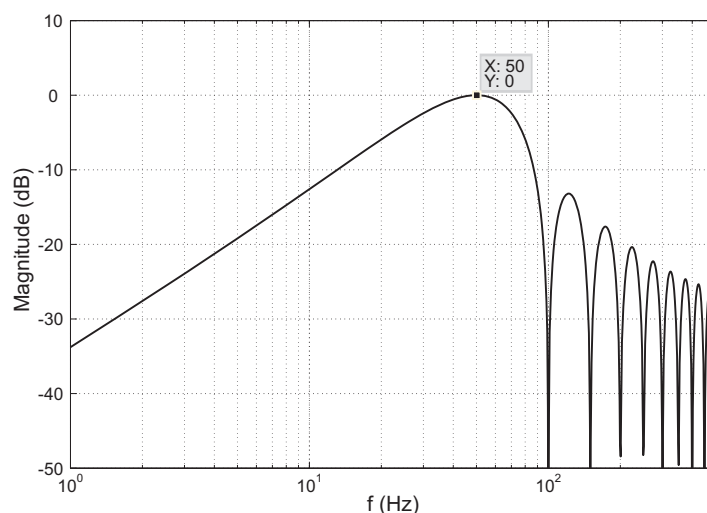


Figura 4.2: Diagrama de *Bode* da magnitude de \vec{G}_1 em decibéis para $f_{nom} = 50$ Hz e $N = 20$.

4.4 Esquema Adaptativo em Frequência da SVFT

O esquema para obter a adaptatividade em frequência do algoritmo da SVFT (*Adaptive-SVFT*: A-SVFT) é similar àquele usado para o método GDSC-PLL, como aparece na Figura 4.3. Ambos os blocos SVFT-1 e SVFT-2 podem ser implementados com o algoritmo recursivo usando o passo a passo dos cálculos não recursivos a fim de que a estabilidade seja garantida [58].

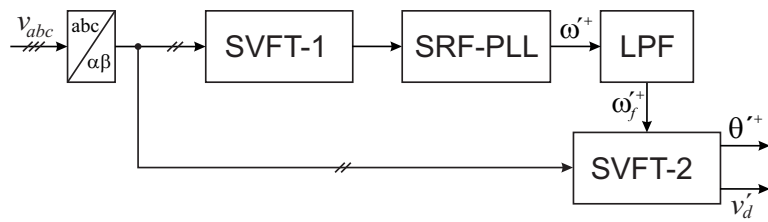


Figura 4.3: Diagrama em blocos da solução proposta (A-SVFT) de um esquema adaptativo em frequência.

Sabe-se da seção anterior que, se a frequência real é diferente do valor nominal, então aquela é filtrada como uma componente inter-harmônica próxima da frequência nominal. As demais componentes harmônicas não são eliminadas mas atenuadas. Assim, para uma frequência fundamental de entrada constante diferente do valor nominal, erros constantes na magnitude e no ângulo de fase no vetor de FFPS detectado são esperados. Desta forma, a frequência dos sinais de sequência positiva na frequência fundamental detectados é igual à frequência fundamental dos sinais na entrada. Por conseguinte, o bloco SVFT-1 é empregado para pré-filtrar os sinais de entrada e a frequência desses sinais filtrados é estimada pelo SRF-PLL. A frequência estimada ω'^{+} é então usada para determinar o número de amostras em um período da fundamental de modo a adaptar o algoritmo de implementação da SVFT-2.

Similarmente ao método GDSC-PLL, o emprego de um filtro passa-baixa (LPF) na frequência ω'^{+} detectada com o SRF-PLL é recomendado porque ω'^{+} : pode conter ruídos de alta frequência produzidos por instabilidades numéricas; é perturbada por possíveis harmônicos não completamente atenuados pela SVFT-1 quando a frequência da rede varia; oscila muito durante os primeiros milissegundos após um distúrbio severo na rede elétrica. Tendo em vista que a frequência da rede em um sistema de potência não experimenta rápidos transientes, um LPF com uma baixa frequência de corte deve ser usado. Nos resultados apresentados, emprega-se um filtro de *Butterworth* de segunda ordem com uma frequência de corte de 2,0 Hz.

4.4.1 Erros de Arredondamento

É aconselhável que a frequência de amostragem seja escolhida de maneira que o número de amostras por ciclo da fundamental N seja um número inteiro. Se uma frequência de

amostragem fixa é usada, então essa condição é assegurada apenas se a frequência real é igual ao valor nominal. No entanto, fazendo uso do esquema adaptativo em frequência, N é ajustado quando a frequência de entrada varia, para manter o ganho da transformação correto. Desse modo, se a frequência de amostragem é constante, então o novo N pode não corresponder a um número inteiro de amostras. O número inteiro mais próximo é então utilizado no SVFT-2, causando um erro no ganho da transformação.

Para avaliar os efeitos dos erros causados pelo arredondamento em N a magnitude e o ângulo de fase foram computados de (4.16) e plotados na Figura 4.4. Uma frequência de amostragem fixa de 16 kHz foi considerada. Como pode ser observado, para sinais de entrada cuja frequência varia de 40 até 60 Hz, o máximo erro no ângulo de fase causado pelo arredondamento em N é aproximadamente $0,3^\circ$. O erro na magnitude é desprezível.

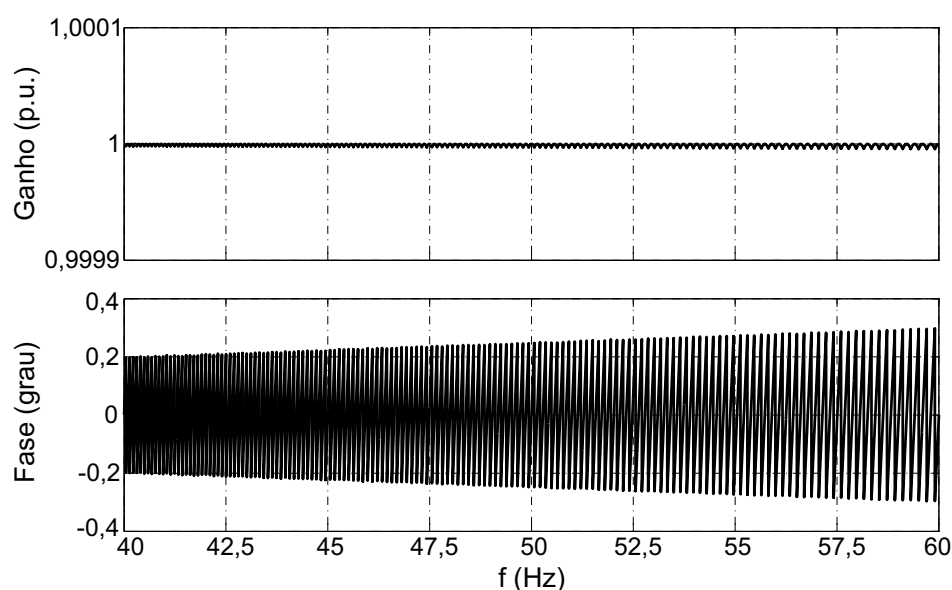


Figura 4.4: Efeitos dos erros de arredondamento na magnitude e no ângulo de fase do vetor de FFPS detectado usando a SVFT adaptativa em frequência.

4.5 Índices para Caracterizar Sinais Trifásicos Distorcidos e Desbalanceados

A Distorção Harmônica Total (DHT) é um índice muitíssimo empregado para caracterizar o nível de distorção em sinais monofásicos, isto é, para quantificar a presença de compo-

entes harmônicas possuindo frequências diferentes da fundamental. A DHT da fase de um sinal (sinal monofásico) pode ser calculada de

$$DHT = \sqrt{\frac{\sum_{h=2}^{\infty} [S_{ef}(h)]^2}{S_{ef}(1)^2}} 100\%, \quad (4.18)$$

em que, S_{ef} é o valor eficaz da tensão de fase s_a , s_b ou s_c e h é cada componente de frequência.

Em sinais trifásicos, mesmo se a DHT de cada fase individual seja igual a zero, é possível haver componentes de sequência positiva e negativa. Se um sinal trifásico é decomposto em um ponto de vista de vetor espacial, então, através da SVFT os vetores de componentes de sequência positiva e negativa são separados, não apenas para a frequência fundamental. Vetores de componentes harmônicas de sequência positiva e negativa são também obtidos.

Com o objetivo de quantificar distorção harmônica e desbalanço em sinais trifásicos um novo índice é proposto: Distorção Harmônica Total Vetorial (DHTV) [36]. Tendo em vista que os três sinais monofásicos de cada frequência podem ser separados em componentes vetoriais de sequência positiva e negativa, as magnitudes dessas componentes vetoriais são usadas separadamente para computar a DHTV:

$$DHTV = \sqrt{\frac{\sum_{h_s=-\infty}^0 [S_{\alpha\beta}^{(h_s)}]^2 + \sum_{h_s=2}^{\infty} [S_{\alpha\beta}^{(h_s)}]^2}{[S_{\alpha\beta}^{(1)}]^2}} 100\%, \quad (4.19)$$

em que $S_{\alpha\beta}^{(h_s)}$ é a magnitude de cada componente vetorial do sinal trifásico. Examinando o índice GTHD (*Global Total Harmonic Distortion*), o qual foi apresentado em [59], deduz-se que o DHTV e o GTHD são equivalentes.

Deve ser percebido que a DHTV não sofre influência das componentes de sequência zero dos sinais trifásicos. Por esta razão, outros dois novos índices são propostos: Distorção Harmônica Total de sequência Zero (DHTZ) e Distorção Harmônica Total Vetorial e de sequência Zero (DHTVZ) [36], como segue:

$$DHTZ = \sqrt{\frac{\sum_{h_0=0}^{\infty} [S_0^{(h_0)}]^2}{[S_{\alpha\beta}^{(1)}]^2}} 100\%, \quad (4.20)$$

em que $S_0^{(h_0)}$ é a magnitude de cada componente de sequência zero do sinal trifásico, e

$$DHTVZ = \sqrt{DHTV^2 + DHTZ^2} \text{ 100\%}. \quad (4.21)$$

Alguns exemplos são utilizados com o propósito de elucidar esses índices. Considere-se, por exemplo, um sinal trifásico com

$$\begin{cases} v_{as} = V \cos(\omega t) + (1/2)V \cos(\omega t) \\ v_{bs} = V \cos(\omega t - \frac{2\pi}{3}) + (1/2)V \cos(\omega t + \frac{2\pi}{3}) \\ v_{cs} = V \cos(\omega t + \frac{2\pi}{3}) + (1/2)V \cos(\omega t - \frac{2\pi}{3}) \end{cases}, \quad (4.22)$$

logo,

$$\begin{cases} v_{as} = (3/2)V \cos(\omega t) \\ v_{bs} = (\sqrt{3}/2)V \cos(\omega t - \frac{5\pi}{6}) \\ v_{cs} = (\sqrt{3}/2)V \cos(\omega t + \frac{5\pi}{6}) \end{cases}. \quad (4.23)$$

Cada sinal de fase é perfeitamente senoidal e possui DHT igual a zero. Todavia, a DHTV computada via (4.19) é 50%, indicando o grau de desbalanço no sinal trifásico. A DHTZ (4.20) é zero e a DHTVZ (4.21) vale 50%. As contribuições dos vetores de componentes harmônicas de sequência positiva e negativa são tomadas em conta separadamente no cálculo da DHTV.

Por outro lado, seja um sinal trifásico:

$$\begin{cases} v_{as} = V \cos(\omega t) + (1/2)V \cos(2\omega t) \\ v_{bs} = V \cos(\omega t - \frac{2\pi}{3}) + (1/2)V \cos(2\omega t) \\ v_{cs} = V \cos(\omega t + \frac{2\pi}{3}) + (1/2)V \cos(2\omega t) \end{cases}. \quad (4.24)$$

Nota-se facilmente que cada sinal de fase possui DHT igual a 50%. Contudo, o valor da DHTV é zero, indicando o grau nulo de componentes harmônicas de sequência positiva, bem como grau nulo de componentes fundamental e harmônicas de sequência negativa no sinal trifásico. A DHTZ vale 50% e o valor da DHTVZ também é 50%.

Mais um exemplo: seja um sinal trifásico constituído pelas seguintes componentes:

$$v^{+1} = 1 \angle 0^\circ \text{ p.u.}, \quad v^{-1} = 0,4 \angle 0^\circ \text{ p.u.}, \quad v^{+h} = \frac{0,7 \angle 0^\circ}{h} \text{ p.u.} \quad \text{e} \quad v^{-h} = \frac{0,6 \angle 0^\circ}{h} \text{ p.u.}, \quad h =$$

2, 3, ..., 25. Esse sinal trifásico em *abc* fica:

$$\begin{cases} v_{as} = \cos(\omega t) + 0,4 \cos(\omega t) + \sum_{h=2}^{25} \frac{0,7}{h} \cos(h\omega t) + \sum_{h=2}^{25} \frac{0,6}{h} \cos(h\omega t) \\ v_{bs} = \cos(\omega t - \frac{2\pi}{3}) + 0,4 \cos(\omega t + \frac{2\pi}{3}) + \sum_{h=2}^{25} \frac{0,7}{h} \cos(h\omega t - \frac{2\pi}{3}) + \sum_{h=2}^{25} \frac{0,6}{h} \cos(h\omega t + \frac{2\pi}{3}) \\ v_{cs} = \cos(\omega t + \frac{2\pi}{3}) + 0,4 \cos(\omega t - \frac{2\pi}{3}) + \sum_{h=2}^{25} \frac{0,7}{h} \cos(h\omega t + \frac{2\pi}{3}) + \sum_{h=2}^{25} \frac{0,7}{h} \cos(h\omega t - \frac{2\pi}{3}) \end{cases} \quad (4.25)$$

Os espectros harmônicos das fases *a*, *b* e *c* estão mostrados, respectivamente, nas Figuras 4.5, 4.6 e 4.7. Nesses casos não há distinção de sequências: os espectros aparecem espelhados, ou seja, as amplitudes do lado positivo são iguais às do lado negativo. Atentando para (4.25), é de se esperar que os espectros harmônicos das fases *b* e *c* sejam coincidentes.

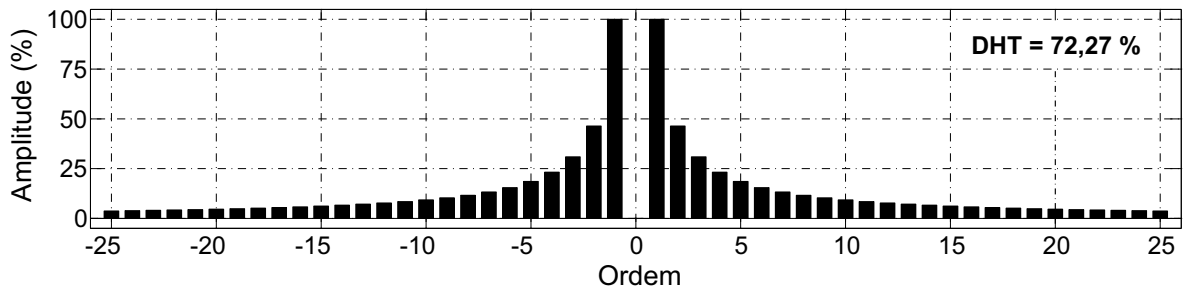


Figura 4.5: Espectro harmônico da fase *a*.

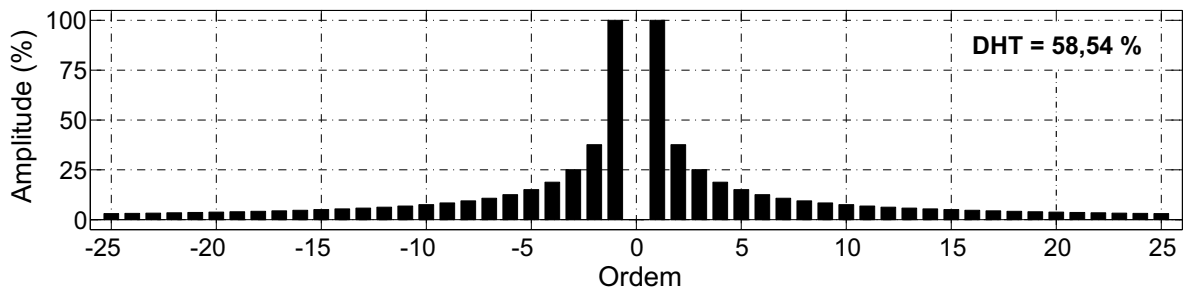


Figura 4.6: Espectro harmônico da fase *b*.

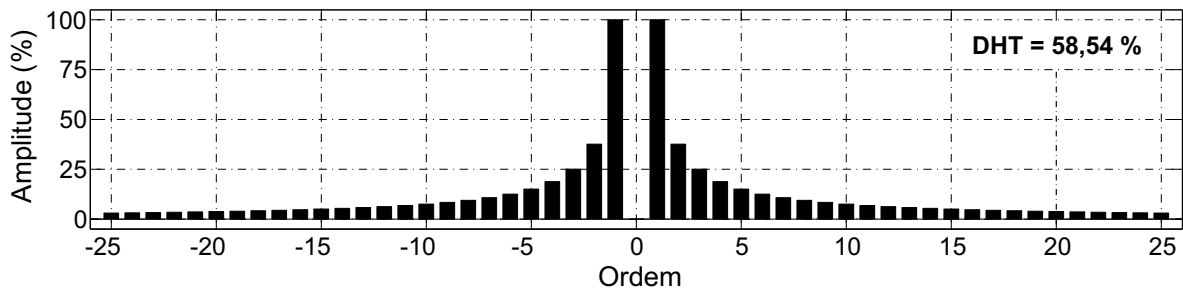


Figura 4.7: Espectro harmônico da fase *c*.

Se a SVFT é aplicada para efetuar a decomposição desse sinal em vetores espaciais harmônicos de sequência positiva e negativa, então o espectro harmônico da Figura 4.8 pode ser plotado. As ordens harmônicas positivas indicam vetores de sequência positiva, as ordens harmônicas negativas indicam vetores de sequência negativa e a ordem harmônica zero indica valor constante CC (*offset*). Observa-se nessa figura que o padrão espectral não é espelhado, pois os vetores harmônicos de sequência positiva possuem valores diferentes dos de sequência negativa.

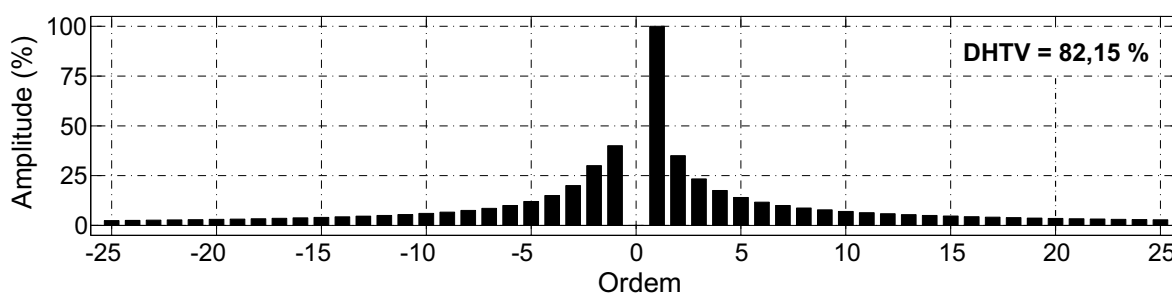


Figura 4.8: Espectro harmônico do vetor tensão em $\alpha\beta$.

4.6 Comportamento da SVFT

Não obstante as simulações apresentadas nesta seção não conterem variações na frequência, os resultados dizem respeito à A-SVFT de uso mais geral, a qual é adaptativa em frequência e aparece na Figura 4.3. A mesma foi simulada em quatro condições de tensões distintas utilizando o *software* MATLAB®, sendo o PLL discretizado usando o método *Euler forward*. A frequência fundamental da rede elétrica é de 50 Hz ($\omega = 2\pi 50 = 314,16$ rad/s) e a frequência de amostragem (f_s) dos sinais na entrada é de 16 kHz. Desse modo, o valor de N é inteiro.

É conveniente optar por uma largura de banda elevada para a malha de controle do SRF-PLL. Nos resultados apresentados, $\omega_c = 2\pi 320 = 2.010,62$ rad/s. O fator de amortecimento adotado é de $\xi = 1/\sqrt{2}$. Disto resultam $K_p = 2.836,29$ e $K_i = 3.698.872,64$. O valor de K_i elevado não é um problema na implementação da técnica como é mostrado na Seção 5.7.

Nas quatro próximas figuras, o primeiro gráfico (a) mostra as tensões de entrada (v_{abc}), o

segundo (b) as tensões da rede estimadas (v'_{abc}) e tracejada a componente de tensão estimada v'_d , e por último (c) o erro na estimação da posição angular ($\varepsilon = \omega t - \theta'$). v'_{abc} são obtidas por meio da transformada inversa de *Park* usando v'_d e $v'_q = 0$. Em todas as situações $v_{pf}^{+1} = 1\angle 0^\circ$ p.u. é a tensão de pré-falta.

A Figura 4.9 mostra os resultados de simulação considerando, durante a falta, que as tensões são distorcidas apenas por um harmônico de ordem 11 de sequência negativa ($v^{+1} = 1\angle 0^\circ$ p.u. e $v^{-11} = 0,2\angle 0^\circ$ p.u.). Como este harmônico é totalmente excluído pela transformada, a sua influência se dá apenas num pequeno intervalo de tempo decorrente da mudança abrupta nas tensões de entrada. A amplitude do erro ($\varepsilon = \omega t - \theta'$) durante o transitório é irrisória e em regime permanente é nula.

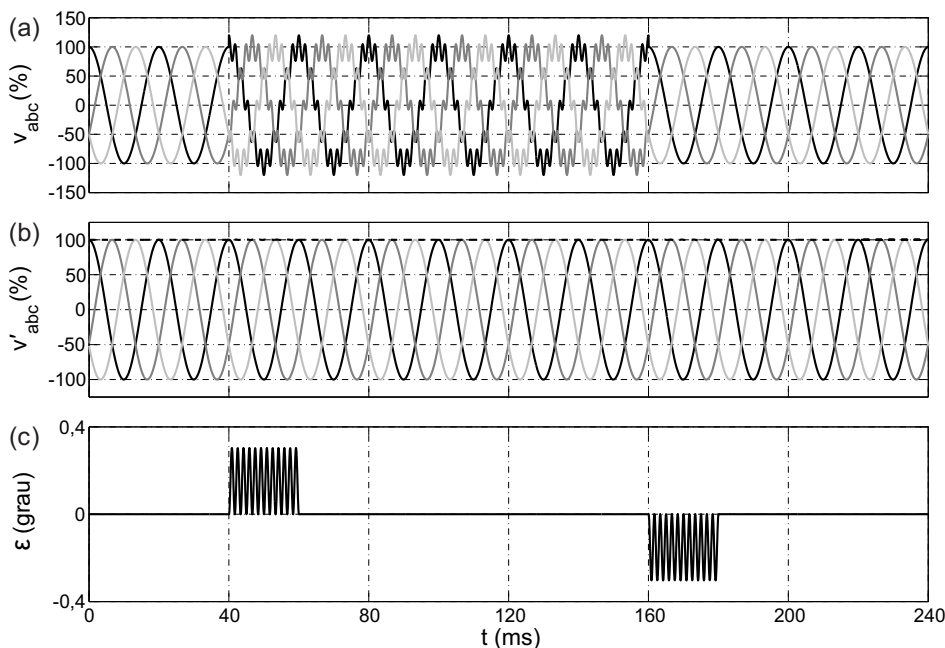


Figura 4.9: Resposta da A-SVFT sob distorção harmônica de ordem elevada ($v^{+1} = 1\angle 0^\circ$ p.u. e $v^{-11} = 0,2\angle 0^\circ$ p.u.).

Se durante a falta as tensões são distorcidas por harmônicos de baixa ordem, por exemplo, ordem 3 de sequência positiva ($v^{+1} = 1\angle 0^\circ$ p.u. e $v^{+3} = 0,2\angle 0^\circ$ p.u.), ainda assim os resultados não são afetados pelos harmônicos, pois a transformada é capaz de eliminá-los. Semelhantemente ao caso anterior (Figura 4.9), percebe-se que há um transiente na resposta do detector. Isso é devido às mudanças bruscas que ocorrem nos valores dos vetores de

armazenamento. Então, até os vetores possuírem por completo os novos valores, a detecção da posição angular apresenta um pequeno erro. O erro ($\varepsilon = \omega t - \theta'$) em regime é nulo. Os resultados da simulação estão mostrados na Figura 4.10.

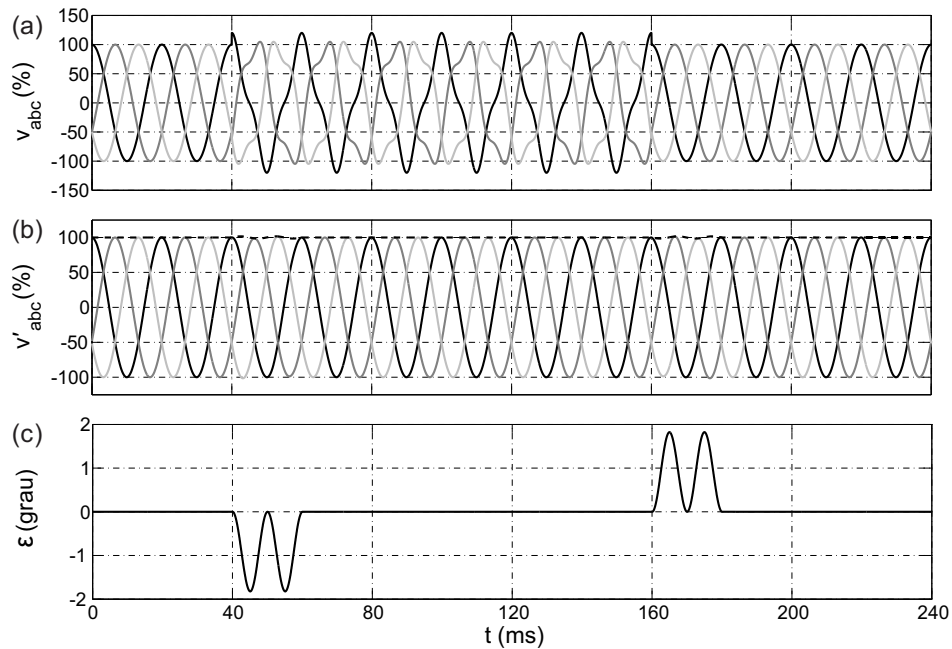


Figura 4.10: Resposta da A-SVFT sob distorção harmônica de ordem baixa ($v^{+1} = 1\angle 0^\circ$ p.u. e $v^{+3} = 0,2\angle 0^\circ$ p.u.).

Efetua-se também uma simulação admitindo $v^{+1} = 1\angle 0^\circ$ p.u. mais uma componente de sequência negativa $v^{-1} = 0,3\angle 0^\circ$ p.u. Conclui-se, por meio da Figura 4.11, que a A-SVFT atende a contento: as saídas do sistema em regime permanente não são afetadas pelo desequilíbrio na rede. Ademais, adverte-se que, de maneira semelhante à simulação anterior, há um transiente na resposta do detector.

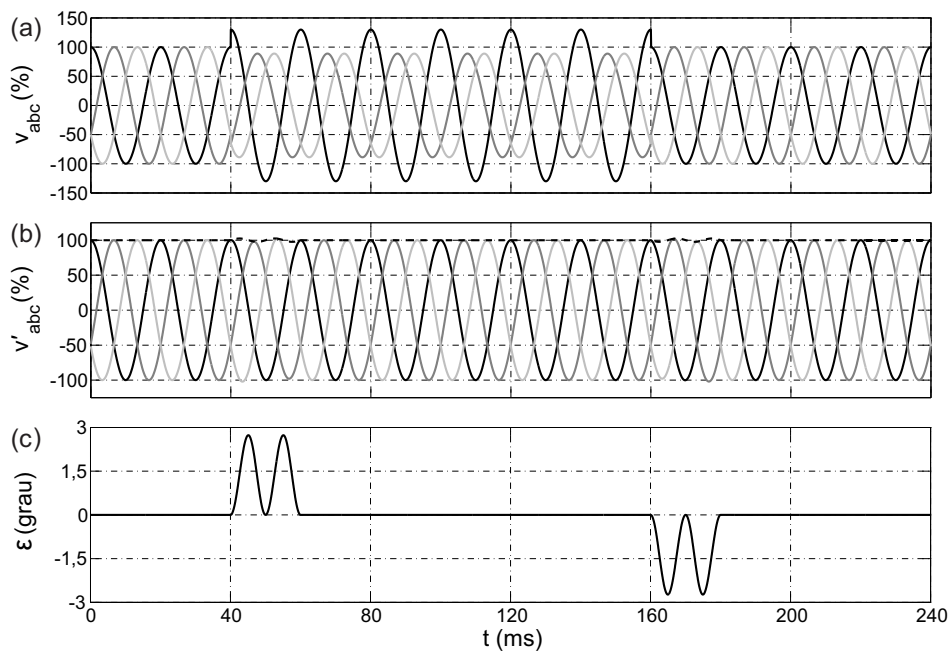


Figura 4.11: Resposta da A-SVFT sujeito a desequilíbrios ($v^{+1} = 1\angle 0^\circ$ p.u. e $v^{-1} = 0,3\angle 0^\circ$ p.u.).

Com o intuito de ilustrar a funcionalidade da A-SVFT frente a forte distorção harmônica, foi realizada uma simulação cuja tensão na entrada é constituída, hipoteticamente, pelas seguintes componentes: $v^{+1} = 1\angle 0^\circ$ p.u., $v^{-1} = 0,4\angle 0^\circ$ p.u., $v^{+h} = \frac{0,7\angle 0^\circ}{h}$ p.u. e $v^{-h} = \frac{0,6\angle 0^\circ}{h}$ p.u., $h = 2, 3, \dots, 25$. Observa-se pela Figura 4.12 que, apesar dos sinais na entrada estarem extremamente distorcidos, a resposta deste método é satisfatória. Mesmo no transiente, que dura aproximadamente um ciclo, o erro na estimação da posição angular não ultrapassa $5,4^\circ$. Ademais, o erro em regime permanente é nulo.

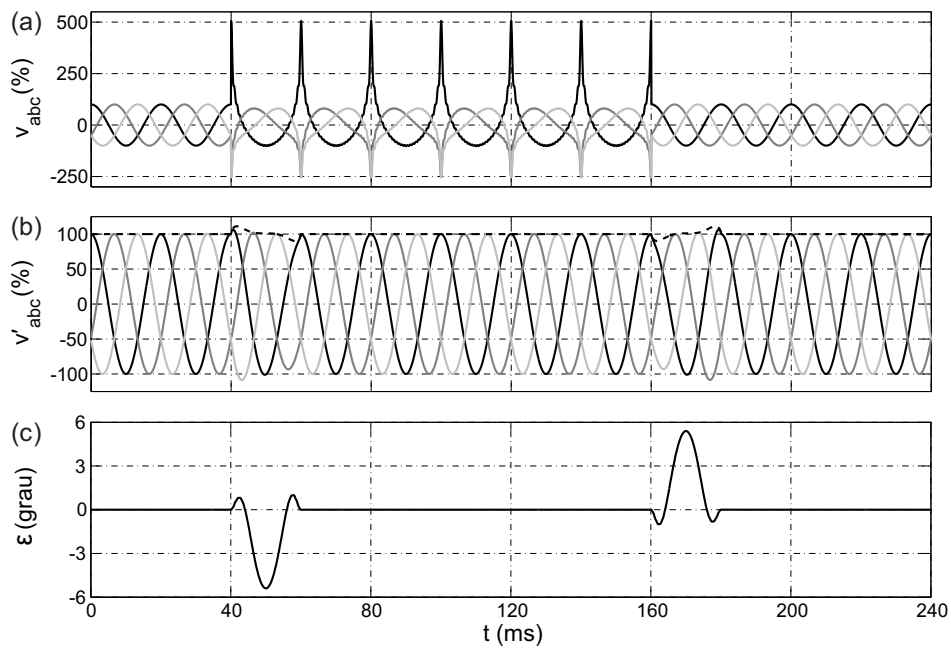


Figura 4.12: Desempenho da A-SVFT sujeito a sinais desbalanceados e fortemente distorcidos ($v^{+1} = 1\angle 0^\circ$ p.u., $v^{-1} = 0,4\angle 0^\circ$ p.u., $v^{+h} = \frac{0,7\angle 0^\circ}{h}$ p.u. e $v^{-h} = \frac{0,6\angle 0^\circ}{h}$ p.u., $h = 2, 3, \dots, 25$).

Para ficar clara a capacidade da técnica A-SVFT em detectar vetores de componentes harmônicas, foi efetuada uma simulação com as mesmas características da Figura 4.12. Porém, no lugar de detectar o vetor de FFPS foram detectados o 5º harmônico de sequência positiva e o 5º harmônico de sequência negativa os quais aparecem nas Figuras 4.13 e 4.14, respectivamente.

Nas figuras a seguir, o gráfico (a) mostra as tensões estimadas respectivamente v'_{abc}^{+5} e v'_{abc}^{-5} , e o gráfico (b) é um *zoom* nessas tensões. Mediante estes gráficos observa-se que as amplitudes e as seqüências nos gráficos estão condizentes com os sinais de entrada.

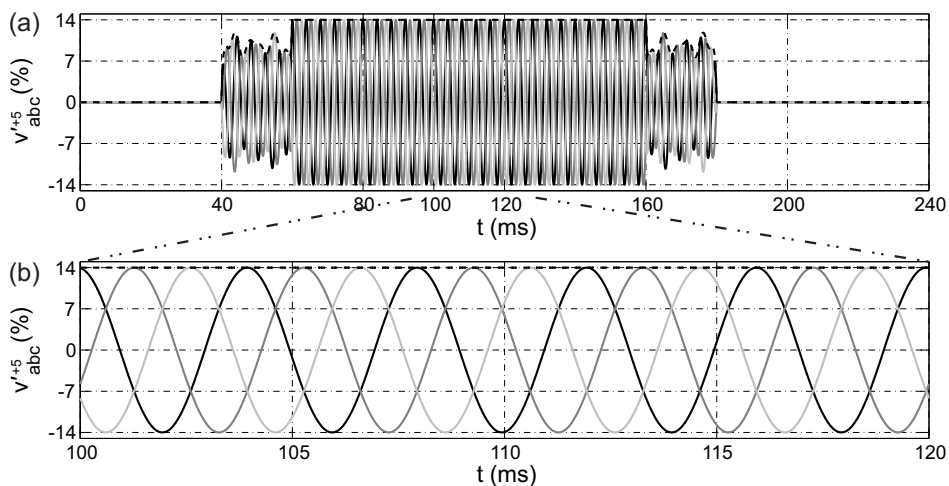


Figura 4.13: Capacidade da A-SVFT em detectar o 5º harmônico de sequência positiva $v_{abc}^{'+5}$.

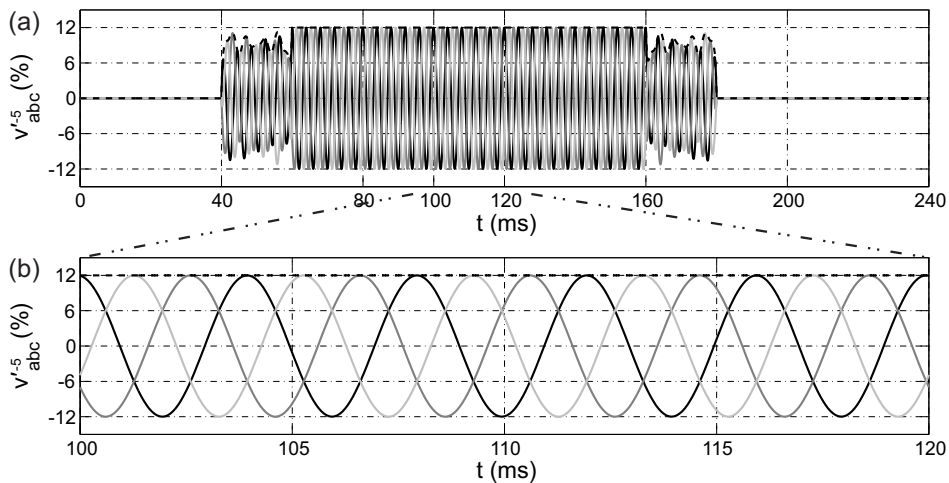


Figura 4.14: Capacidade da A-SVFT em detectar o 5º harmônico de sequência negativa $v_{abc}^{'-5}$.

5

DESEMPENHOS DOS MÉTODOS DE SINCRONIZAÇÃO E COMPARAÇÕES

Este capítulo avalia o desempenho dos métodos de sincronização descritos nos capítulos anteriores: SRF-PLL, DSRF-PLL, DSOGI-PLL, NRF-PLL, EDSC-PLL, A-GDSC-PLL e A-SVFT. Nesta situação, investigam-se tolerância a afundamentos e desbalanços, imunidade a distorções e adaptabilidade em frequência de cada método. Os testes realizados nas simulações seguiram as recomendações dos padrões IEC 61000 [1] [60]. Também, várias comparações dos desempenhos das técnicas de sincronização supracitadas, as quais foram implementadas em MATLAB[®] são realizadas na Seção 5.5. Resultados experimentais das técnicas propostas, A-GDSC-PLL e A-SVFT, são apresentados na Seção 5.7.

Nas simulações que se sucedem, as componentes harmônicas presentes nos sinais trifásicos são os valores máximos permitidos de acordo com o padrão IEC 61000. Esses valores estão na Tabela 5.1. Os padrões não especificam o ângulo de cada componente harmônica, então adota-se arbitrariamente que cada ângulo é igual à sua respectiva ordem, em graus.

Em todos os casos $v_{pf}^{+1} = 1 \angle 0^\circ$ p.u. é a tensão de pré-falta e de pós-falta. O distúrbio sempre ocorre de 40 ms a 160 ms, exceto nas Figuras 5.1, 5.2, 5.3, 5.4 e 5.18, visto que nessas situações, em 160 ms, as saídas ainda não se estabilizaram. De maneira semelhante às simulações anteriores, a frequência nominal da rede elétrica é de 50 Hz, a frequência de amostragem f_s dos sinais na entrada é de 18 kHz para as cinco primeiras técnicas e de 16

kHz para o GDSC-PLL e a SVFT. Ademais, nas figuras que seguem (Figuras 5.1 a 5.28), o primeiro gráfico (a) mostra as tensões de entrada (v_{abc}), o segundo (b) as tensões da rede estimadas na saída (v'_{abc}) e tracejada a componente de tensão estimada v'_d , e por último (c) o erro na estimação da posição angular: posição angular real subtraída da estimada ($\varepsilon = \theta - \theta'$).

Tabela 5.1: Limites de Harmônicos Individuais de Tensão nas Redes Elétricas de Baixa e Média Tensão (Porcentagem da Componente Fundamental) Estabelecidos com o Padrão IEC 61000

Harmônicos ímpares não múltiplos de 3		Harmônicos ímpares múltiplos de 3		Harmônicos pares	
Ordem h	Tensão (%)	Ordem h	Tensão (%)	Ordem h	Tensão (%)
5	6	3	5	2	2
7	5	9	1,5	4	1
11	3,5	15	0,4	6	0,5
13	3	21	0,3	8	0,5
17 – 49	$v_1(h)$	21 – 45	0,2	10 – 50	$v_2(h)$

O nível de compatibilidade correspondendo ao DHT é de 8%.

$$v_1(h) = (2,27 \frac{17}{h} - 0,27)\% \text{ e } v_2(h) = (0,25 \frac{10}{h} + 0,25)\%.$$

5.1 Primeiro Teste

O primeiro teste realizado considera, durante a falta, um afundamento repentino de tensão trifásico balanceado com salto de fase do tipo A [61]. As tensões de fase remanescentes são $0,15 \angle 20^\circ$ p.u., $0,15 \angle -100^\circ$ p.u. e $0,15 \angle 140^\circ$ p.u. Ademais, 6% de 5º harmônico de sequência negativa, 5% de 7º harmônico de sequência positiva, 3,5% de 11º harmônico de sequência negativa e 3,0% de 13º harmônico de sequência positiva são adicionados às componentes de frequência fundamental.

Os parâmetros do SRF-PLL estão determinados da mesma maneira que na Seção 2.3.1: a banda de passagem escolhida é $\omega_c = \omega/2 = 157,08$ rad/s e o fator de amortecimento é $\xi = 1/\sqrt{2}$, dos quais resultam $K_p = 222,14$ e $K_i = 24.674,01$. A Figura 5.1 mostra os resultados de simulação. Apesar da resposta lenta o erro em regime permanente na estimação da posição angular é irrisório.

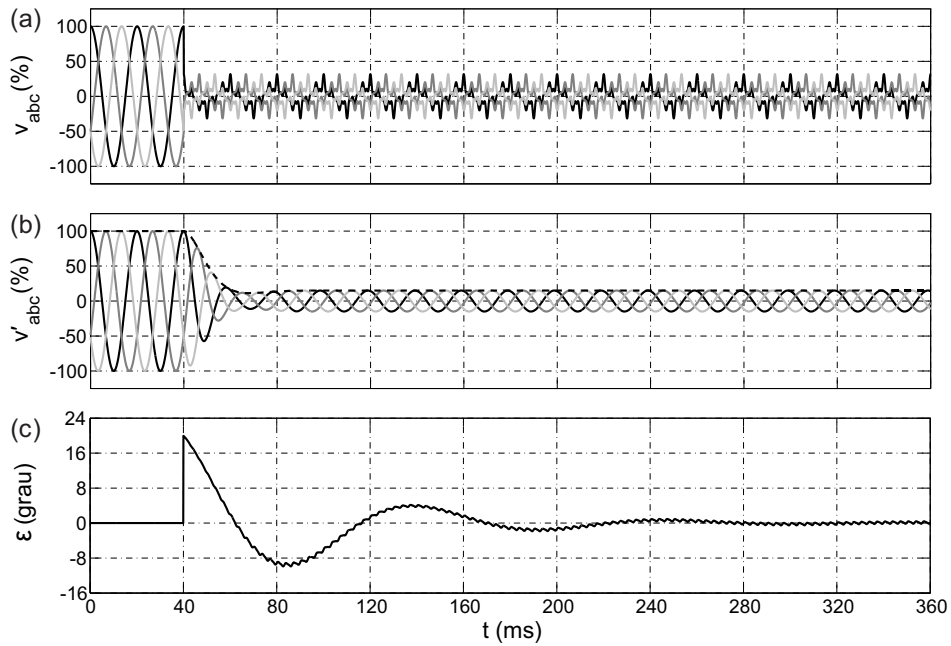


Figura 5.1: Desempenho do SRF-PLL para afundamento trifásico balanceado ($v^{+1} = 0,15\angle 20^\circ$ p.u., $v^{-5} = 0,06\angle 5^\circ$ p.u., $v^{+7} = 0,05\angle 7^\circ$ p.u., $v^{-11} = 0,035\angle 11^\circ$ p.u. e $v^{+13} = 0,03\angle 13^\circ$ p.u.).

O DSRF-PLL foi simulado com a largura de banda para a malha de controle $\omega_c = \omega/2 = 157,08$ rad/s e o fator de amortecimento $\xi = 1/\sqrt{2}$, dos quais resultam $K_p = 222,14$ e $K_i = 24.674,01$. A frequência de corte dos filtros passa-baixa de primeira ordem é de $\omega_f = \omega/\sqrt{2} = 222,14$ rad/s. O resultado pode ser visto na Figura 5.2. Não obstante a resposta ser muito lenta o erro ε em regime é desprezível.

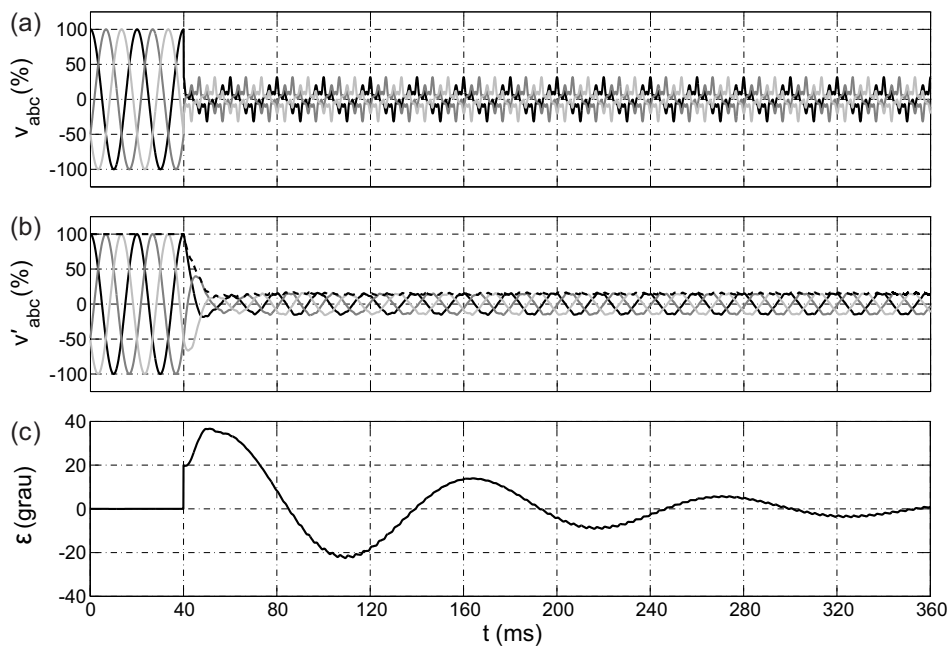


Figura 5.2: Desempenho do DSRF-PLL para afundamento trifásico balanceado ($v^{+1} = 0,15\angle 20^\circ$ p.u., $v^{-5} = 0,06\angle 5^\circ$ p.u., $v^{+7} = 0,05\angle 7^\circ$ p.u., $v^{-11} = 0,035\angle 11^\circ$ p.u. e $v^{+13} = 0,03\angle 13^\circ$ p.u.).

Para o DSOGI-PLL, adota-se uma largura de banda para a malha de controle do SRF-PLL estreita ($\omega_c = \omega/4 = 78,54$ rad/s) e um fator de amortecimento $\xi = \sqrt{2}$, dos quais resultam $K_p = 222,14$ e $K_i = 6.168,50$. No DSOGI-QSG, $k = \sqrt{2}$ ($k/2$ é o fator de amortecimento do SOGI-QSG). Para este teste o DSOGI-PLL também responde vagorosamente e ε em regime fica em torno de 0° . A Figura 5.3 mostra os resultados de simulação.

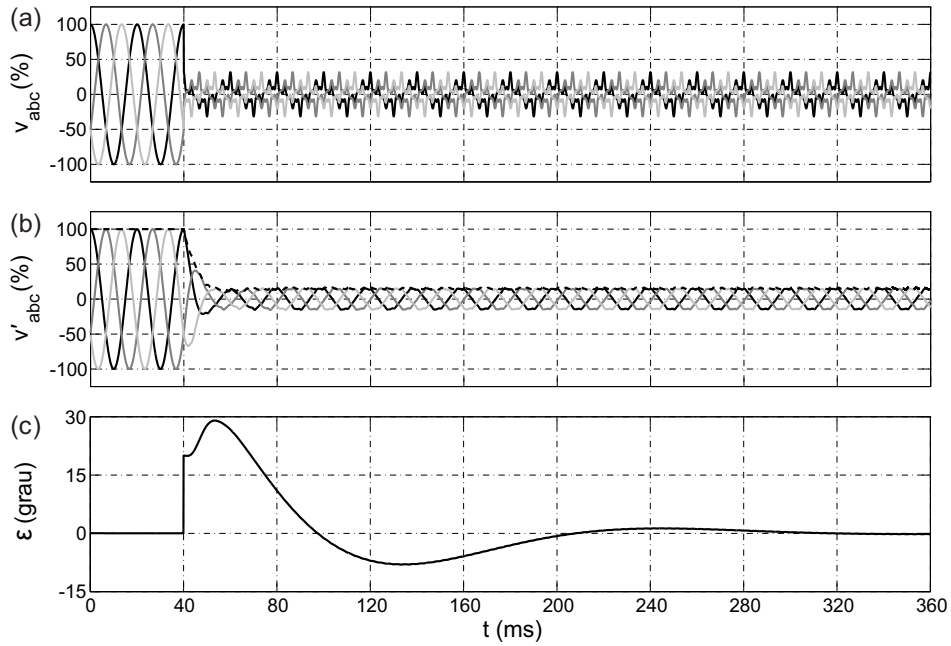


Figura 5.3: Desempenho do DSOGI-PLL para afundamento trifásico balanceado ($v^{+1} = 0,15\angle 20^\circ$ p.u., $v^{-5} = 0,06\angle 5^\circ$ p.u., $v^{+7} = 0,05\angle 7^\circ$ p.u., $v^{-11} = 0,035\angle 11^\circ$ p.u. e $v^{+13} = 0,03\angle 13^\circ$ p.u.).

Para o NRF-PLL, acha-se conveniente optar por uma largura de banda baixa para a malha de controle do PLL de $\omega_c = 20$ rad/s, porque, a inserção do FMM auto-ajustável à frequência da rede causa uma forte não linearidade na malha deste método. Nessa situação, a dinâmica do sistema já não pode ser bem definida como em (2.22). Por exemplo, se for considerada uma banda de passagem de $\omega_c = 150$ rad/s, o sistema se desestabiliza. Então, adotando-se o fator de amortecimento de $\xi = 1/\sqrt{2}$, resultam $K_p = 28,28$ e $K_i = 400$. Pela Figura 5.4, conclui-se que esse método, com a banda de passagem adotada, segue muito vagorosamente o ângulo de fase do vetor tensão de sequência positiva na frequência fundamental. Na janela de tempo apresentada na figura, o erro na estimação da posição angular ainda não convergiu para zero.

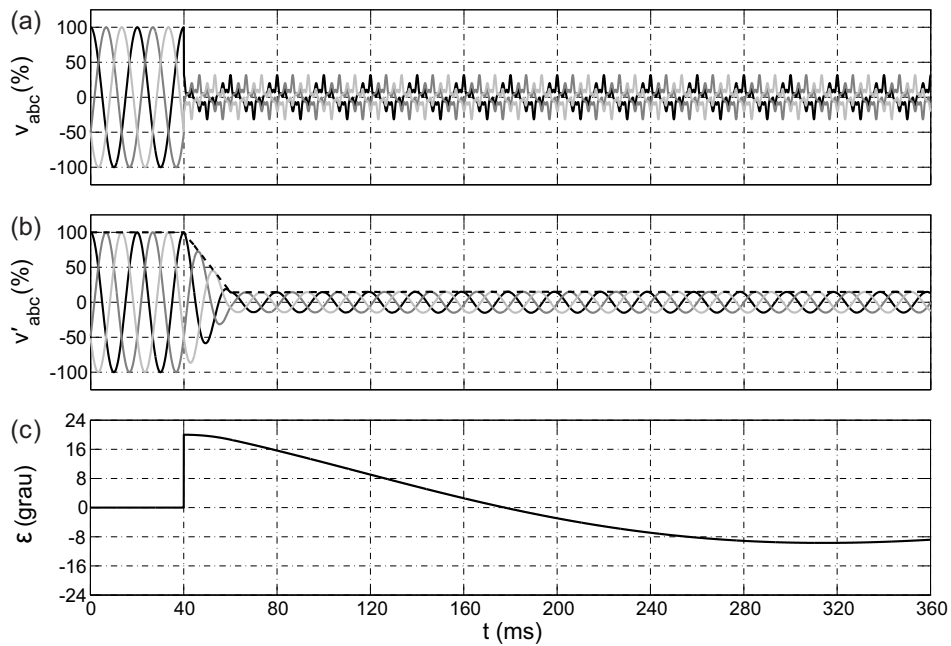


Figura 5.4: Desempenho do NRF-PLL para afundamento trifásico balanceado ($v^{+1} = 0,15\angle 20^\circ$ p.u., $v^{-5} = 0,06\angle 5^\circ$ p.u., $v^{+7} = 0,05\angle 7^\circ$ p.u., $v^{-11} = 0,035\angle 11^\circ$ p.u. e $v^{+13} = 0,03\angle 13^\circ$ p.u.).

Como mencionado na Seção 2.7.3, os valores das constantes do controlador PI para o método EDSC-PLL foram ajustados por simulação, obtendo-se $K_p = 100$ e $K_i = 100$. A Figura 5.5 mostra os resultados de simulação. Após um transiente de três ciclos, o erro na estimação da posição angular é de -2° e diminui lentamente.

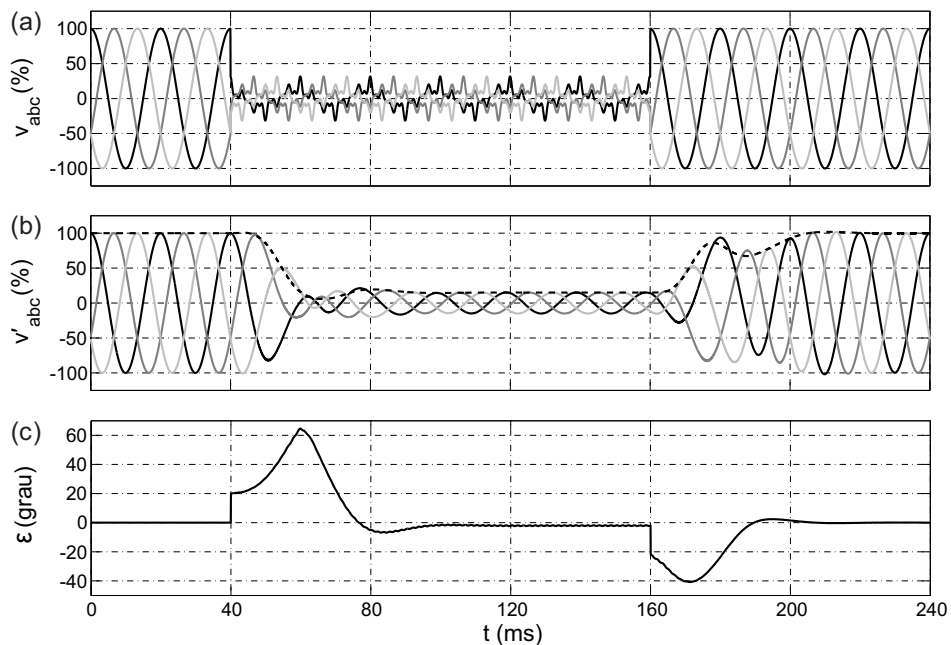


Figura 5.5: Desempenho do EDSC-PLL para afundamento trifásico balanceado ($v^{+1} = 0,15\angle 20^\circ$ p.u., $v^{-5} = 0,06\angle 5^\circ$ p.u., $v^{+7} = 0,05\angle 7^\circ$ p.u., $v^{-11} = 0,035\angle 11^\circ$ p.u. e $v^{+13} = 0,03\angle 13^\circ$ p.u.).

Para o GDSC-PLL, a largura de banda para a malha de controle escolhida foi $\omega_c = 2\pi 320 = 2.010,62$ rad/s. O fator de amortecimento adotado é de $\xi = 1/\sqrt{2}$. Disto resultam $K_p = 2.836,29$ e $K_i = 3.698.872,64$. A Figura 5.6 apresenta os resultados de simulação. Depois de um ciclo as saídas no A-GDSC-PLL são as estimações corretas desejadas. O erro de aproximadamente 1° que aparece em ε é devido a um pequeno desvio na estimação da frequência pelo GDSC-PLL-1. Porém, o erro em regime permanente na estimação da posição angular é nulo.

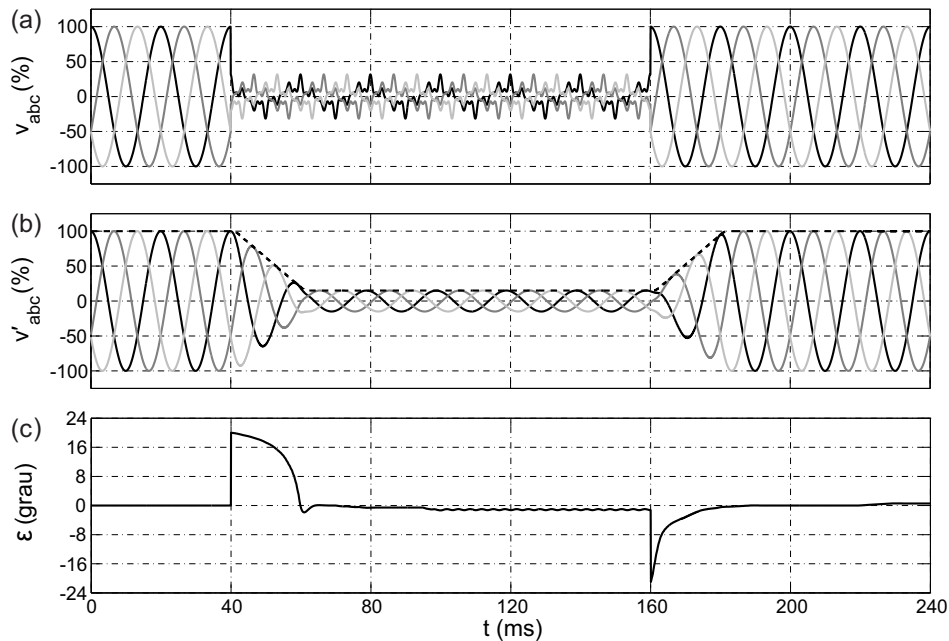


Figura 5.6: Desempenho do A-GDSC-PLL para afundamento trifásico balanceado ($v^{+1} = 0,15\angle 20^\circ$ p.u., $v^{-5} = 0,06\angle 5^\circ$ p.u., $v^{+7} = 0,05\angle 7^\circ$ p.u., $v^{-11} = 0,035\angle 11^\circ$ p.u. e $v^{+13} = 0,03\angle 13^\circ$ p.u.).

Para a SVFT, acha-se conveniente optar por uma largura de banda para a malha de controle do SRF-PLL de $\omega_c = 2\pi 320 = 2.010,62$ rad/s. O fator de amortecimento adotado é de $\xi = 1/\sqrt{2}$. Disto resultam $K_p = 2.836,29$ e $K_i = 3.698.872,64$. A Figura 5.7 apresenta os resultados de simulação. Depois de um ciclo as saídas na A-SVFT são as estimações corretas desejadas. O erro de aproximadamente 1° que aparece em ε é devido a um pequeno desvio na estimação da frequência pelo SRF-PLL (Figura 4.3). Porém, o erro em regime permanente na estimação da posição angular é nulo.

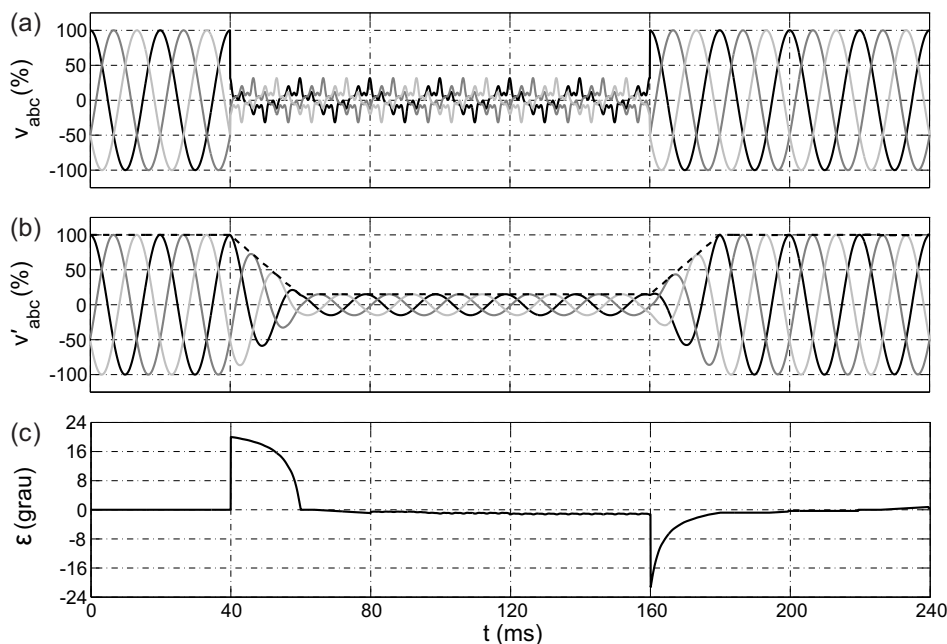


Figura 5.7: Desempenho da A-SVFT para afundamento trifásico balanceado ($v^{+1} = 0,15\angle 20^\circ$ p.u., $v^{-5} = 0,06\angle 5^\circ$ p.u., $v^{+7} = 0,05\angle 7^\circ$ p.u., $v^{-11} = 0,035\angle 11^\circ$ p.u. e $v^{+13} = 0,03\angle 13^\circ$ p.u.).

5.2 Segundo Teste

No segundo teste, considera-se a aplicação de um afundamento de tensão monofásico (fase-neutro) do tipo B [61]. As recomendações do padrão IEC 61000 são seguidas com uma tensão remanescente de 40% [62]. As tensões de fase ficam iguais a $0,4\angle 0^\circ$ p.u., $1\angle -120^\circ$ p.u. e $1\angle 120^\circ$ p.u., respectivamente. Os mesmos 5^o, 7^o, 11^o e 13^o harmônicos do primeiro teste são considerados durante a falta.

Os resultados entregues pelo SRF-PLL estão exibidos na Figura 5.8. Nota-se que mesmo depois do transiente há uma oscilação com frequência dupla nas saídas. O erro em regime permanente na estimação da posição angular oscila entre $-3,6^\circ$ e $4,7^\circ$.

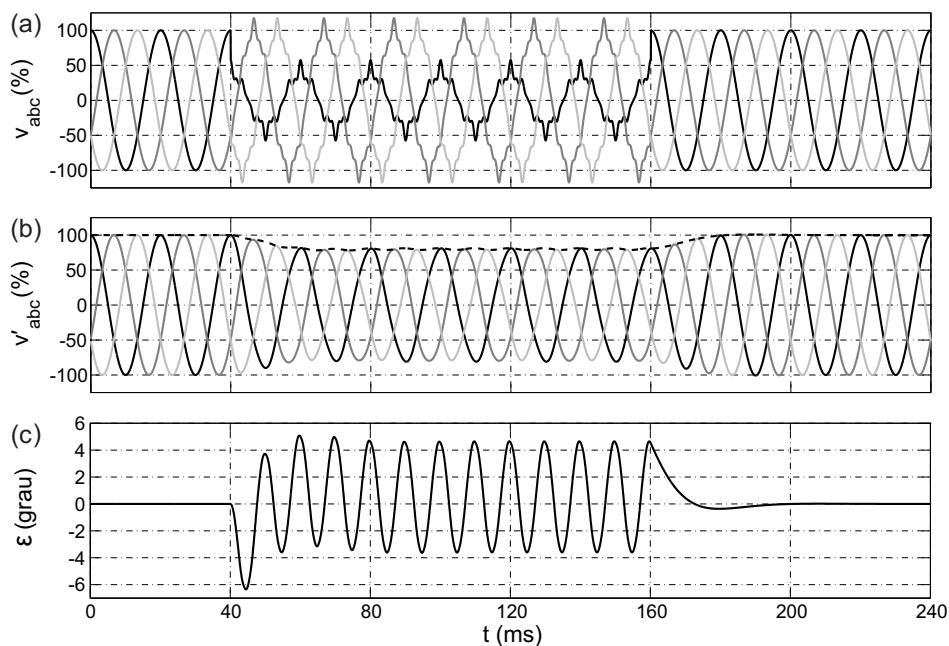


Figura 5.8: Desempenho do SRF-PLL para afundamento monofásico ($v_{abc}^{+1} = 0,4\angle 0^\circ$ p.u., $1\angle -120^\circ$ p.u., $1\angle 120^\circ$ p.u., $v^{-5} = 0,06\angle 5^\circ$ p.u., $v^{+7} = 0,05\angle 7^\circ$ p.u., $v^{-11} = 0,035\angle 11^\circ$ p.u. e $v^{+13} = 0,03\angle 13^\circ$ p.u.).

Como se pode ver na Figura 5.9 as saídas no DSRF-PLL estão livres de erro, com a ressalva de um desprezível erro oscilatório em regime na estimação da posição angular.

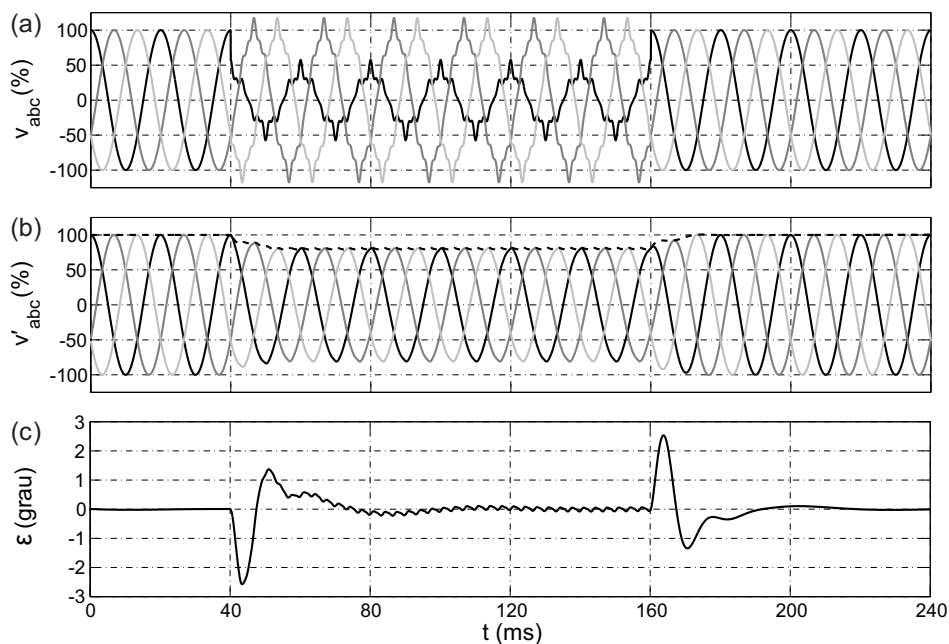


Figura 5.9: Desempenho do DSRF-PLL para afundamento monofásico ($v_{abc}^{+1} = 0,4\angle 0^\circ$ p.u., $1\angle -120^\circ$ p.u., $1\angle 120^\circ$ p.u., $v^{-5} = 0,06\angle 5^\circ$ p.u., $v^{+7} = 0,05\angle 7^\circ$ p.u., $v^{-11} = 0,035\angle 11^\circ$ p.u. e $v^{+13} = 0,03\angle 13^\circ$ p.u.).

Após um rápido transiente as saídas no DSOGI-PLL estabilizam-se e ε em regime vale 0° . A Figura 5.10 expõe os gráficos da tensão de entrada e das saídas.

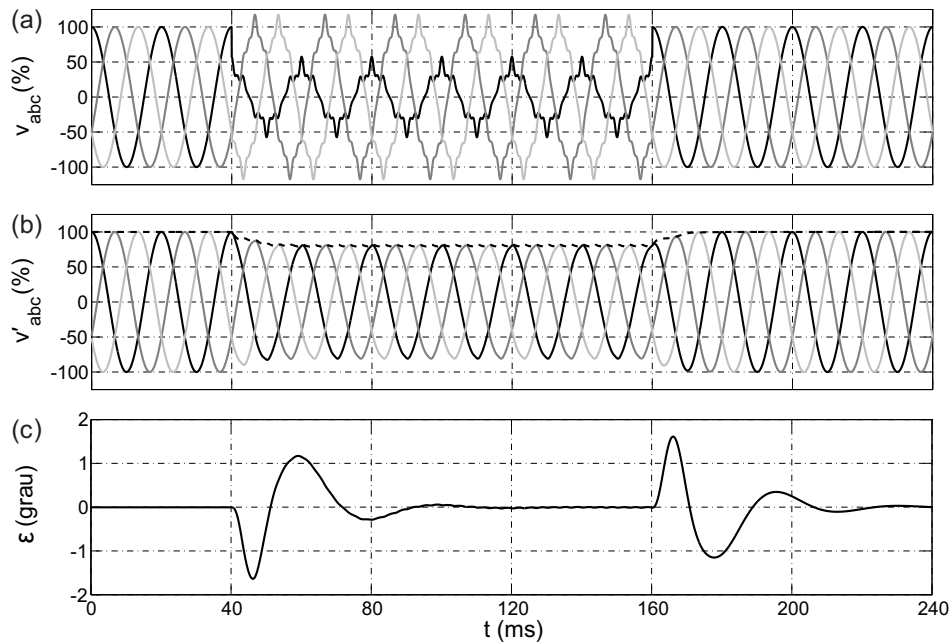


Figura 5.10: Desempenho do DSOGI-PLL para afundamento monofásico ($v_{abc}^{+1} = 0,4 \angle 0^\circ$ p.u., $1 \angle -120^\circ$ p.u., $1 \angle 120^\circ$ p.u., $v^{-5} = 0,06 \angle 5^\circ$ p.u., $v^{+7} = 0,05 \angle 7^\circ$ p.u., $v^{-11} = 0,035 \angle 11^\circ$ p.u. e $v^{+13} = 0,03 \angle 13^\circ$ p.u.).

As saídas no NRF-PLL praticamente não são afetadas por este tipo de distúrbio, como pode ser visto na Figura 5.11. O erro na estimação da posição angular estabiliza-se com valor nulo.

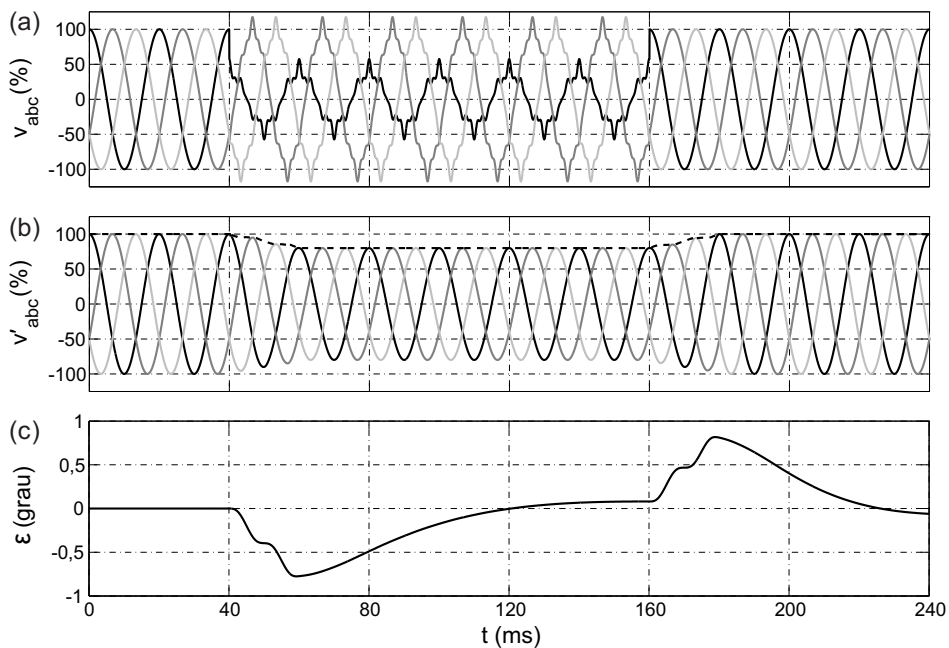


Figura 5.11: Desempenho do NRF-PLL para afundamento monofásico ($v_{abc}^{+1} = 0,4\angle 0^\circ$ p.u., $1\angle -120^\circ$ p.u., $1\angle 120^\circ$ p.u., $v^{-5} = 0,06\angle 5^\circ$ p.u., $v^{+7} = 0,05\angle 7^\circ$ p.u., $v^{-11} = 0,035\angle 11^\circ$ p.u. e $v^{+13} = 0,03\angle 13^\circ$ p.u.).

Observa-se pela Figura 5.12 que em seguida ao transitório o EDSC-PLL responde livre de erros.

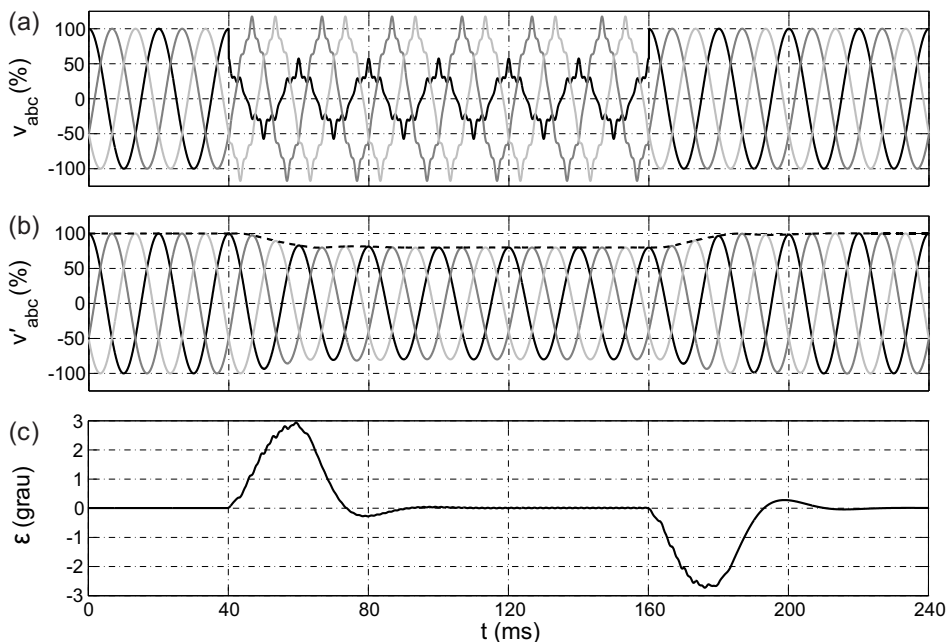


Figura 5.12: Desempenho do EDSC-PLL para afundamento monofásico ($v_{abc}^{+1} = 0,4\angle 0^\circ$ p.u., $1\angle -120^\circ$ p.u., $1\angle 120^\circ$ p.u., $v^{-5} = 0,06\angle 5^\circ$ p.u., $v^{+7} = 0,05\angle 7^\circ$ p.u., $v^{-11} = 0,035\angle 11^\circ$ p.u. e $v^{+13} = 0,03\angle 13^\circ$ p.u.).

Os resultados de simulação do A-GDSC-PLL estão apresentados na Figura 5.13. O erro em regime permanente na estimação da posição angular é zero.

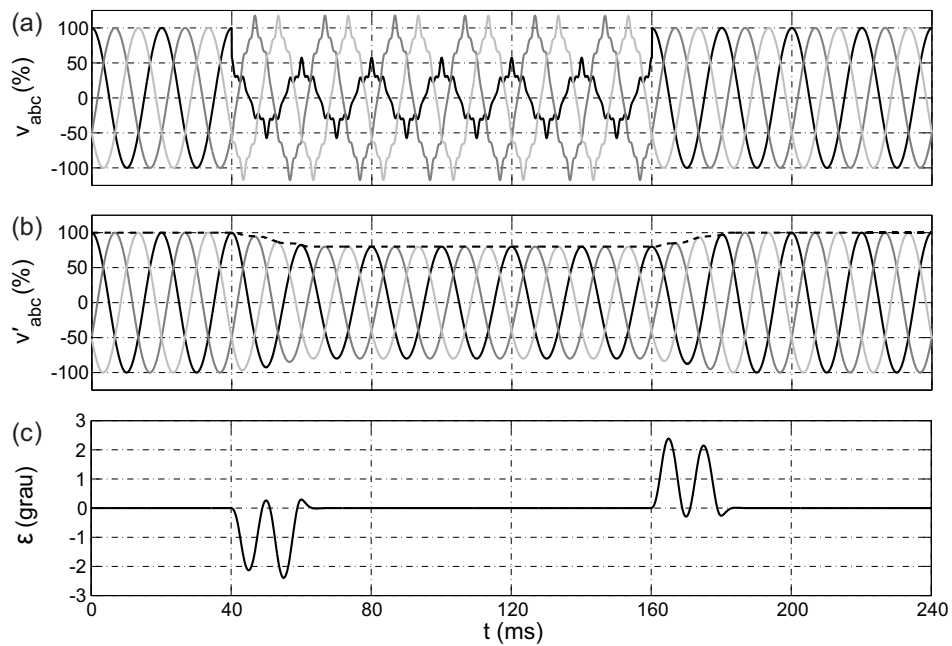


Figura 5.13: Desempenho do A-GDSC-PLL para afundamento monofásico ($v_{abc}^{+1} = 0,4 \angle 0^\circ$ p.u., $1 \angle -120^\circ$ p.u., $1 \angle 120^\circ$ p.u., $v^{-5} = 0,06 \angle 5^\circ$ p.u., $v^{+7} = 0,05 \angle 7^\circ$ p.u., $v^{-11} = 0,035 \angle 11^\circ$ p.u. e $v^{+13} = 0,03 \angle 13^\circ$ p.u.).

Outrossim, as saídas na A-SVFT são similares às aquelas no A-GDSC-PLL. Os resultados de simulação são exibidos na Figura 5.14.

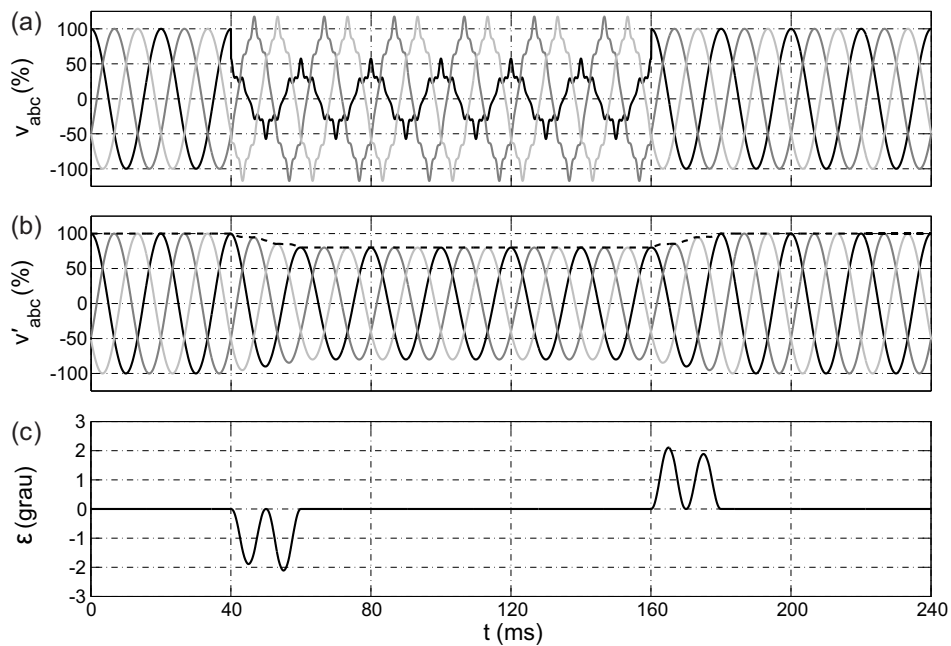


Figura 5.14: Desempenho da A-SVFT para afundamento monofásico ($v_{abc}^{+1} = 0,4 \angle 0^\circ$ p.u., $1 \angle -120^\circ$ p.u., $1 \angle 120^\circ$ p.u., $v^{-5} = 0,06 \angle 5^\circ$ p.u., $v^{+7} = 0,05 \angle 7^\circ$ p.u., $v^{-11} = 0,035 \angle 11^\circ$ p.u. e $v^{+13} = 0,03 \angle 13^\circ$ p.u.).

5.3 Terceiro Teste

Há três formas diferentes de se realizar um teste de afundamento bifásico (fase-fase), tendo sido aplicada a forma preferível [62]. As recomendações do padrão IEC 61000 são seguidas com uma tensão fase-fase remanescente de 40%. Considera-se a imposição de um afundamento repentino de tensão do tipo C. Então, as tensões de fase durante a falta são $0,53 \angle -79^\circ$ p.u., $1 \angle -120^\circ$ p.u. e $1 \angle 120^\circ$ p.u., respectivamente. Os mesmos 5° , 7° , 11° e 13° harmônicos do primeiro teste são considerados durante a falta.

Novamente, o SRF-PLL não atende a este tipo de falta. Nota-se que mesmo depois do transiente há uma oscilação com frequência dupla nas saídas. O erro em regime permanente na estimação da posição angular oscila entre $-5,6^\circ$ e $9,3^\circ$. Os resultados entregues pelo SRF-PLL estão exibidos na Figura 5.15.

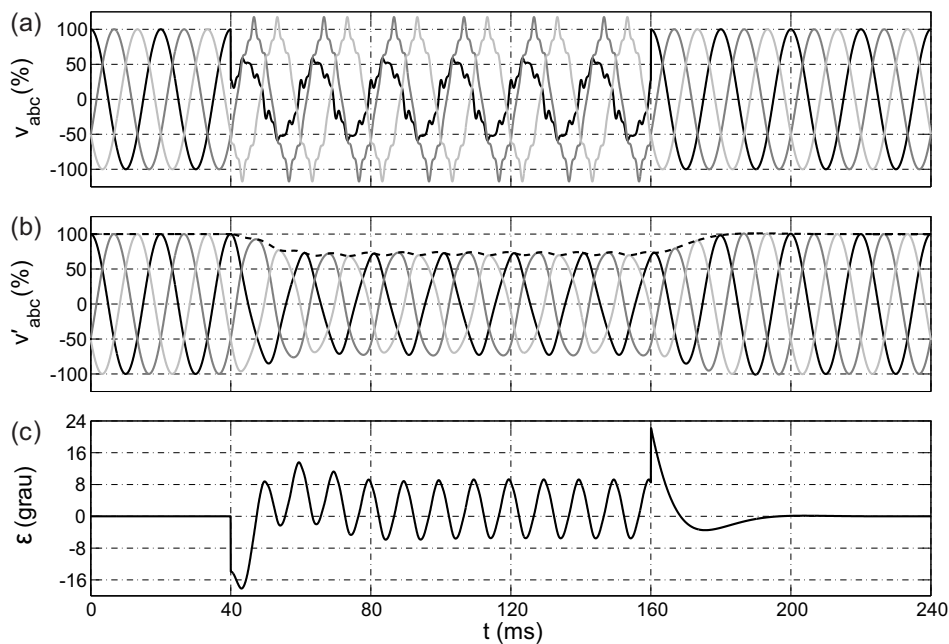


Figura 5.15: Resposta do SRF-PLL para afundamento bifásico ($v_{abc}^{+1} = 0,53\angle -79^\circ$ p.u., $1\angle -120^\circ$ p.u., $1\angle 120^\circ$ p.u., $v^{-5} = 0,06\angle 5^\circ$ p.u., $v^{+7} = 0,05\angle 7^\circ$ p.u., $v^{-11} = 0,035\angle 11^\circ$ p.u. e $v^{+13} = 0,03\angle 13^\circ$ p.u.).

Apesar do erro na estimação da posição angular possuir uma ínfima perturbação oscilatória em regime permanente, o DSRF-PLL responde a contento. A Figura 5.16 expõe os gráficos da tensão de entrada e das saídas.

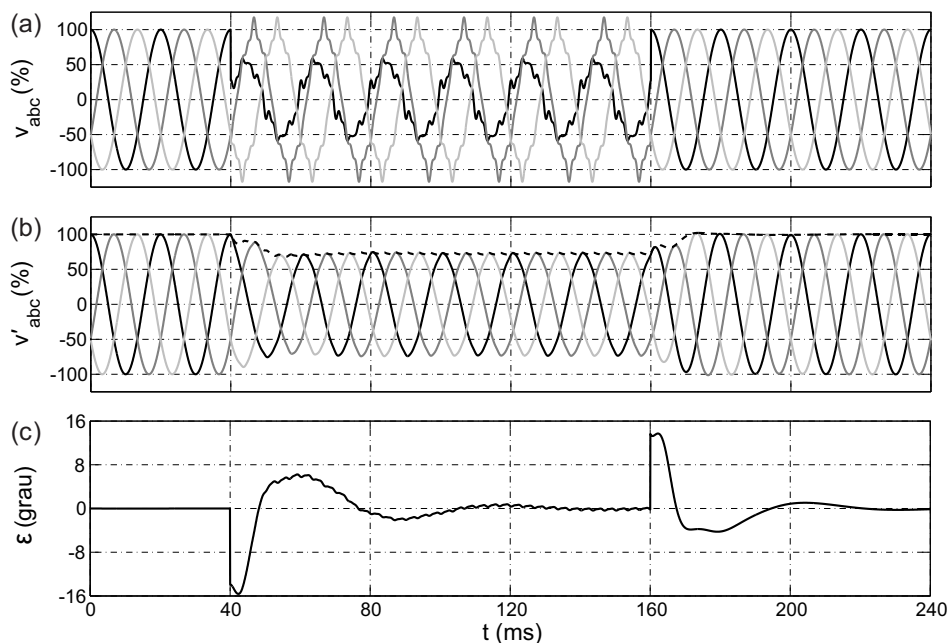


Figura 5.16: Resposta do DSRF-PLL para afundamento bifásico ($v_{abc}^{+1} = 0,53\angle -79^\circ$ p.u., $1\angle -120^\circ$ p.u., $1\angle 120^\circ$ p.u., $v^{-5} = 0,06\angle 5^\circ$ p.u., $v^{+7} = 0,05\angle 7^\circ$ p.u., $v^{-11} = 0,035\angle 11^\circ$ p.u. e $v^{+13} = 0,03\angle 13^\circ$ p.u.).

Também, quando submetido a este tipo de falta o DSOGI-PLL responde aceitavelmente. O ε em regime é de 0° . Os resultados de simulação estão apresentados na Figura 5.17.

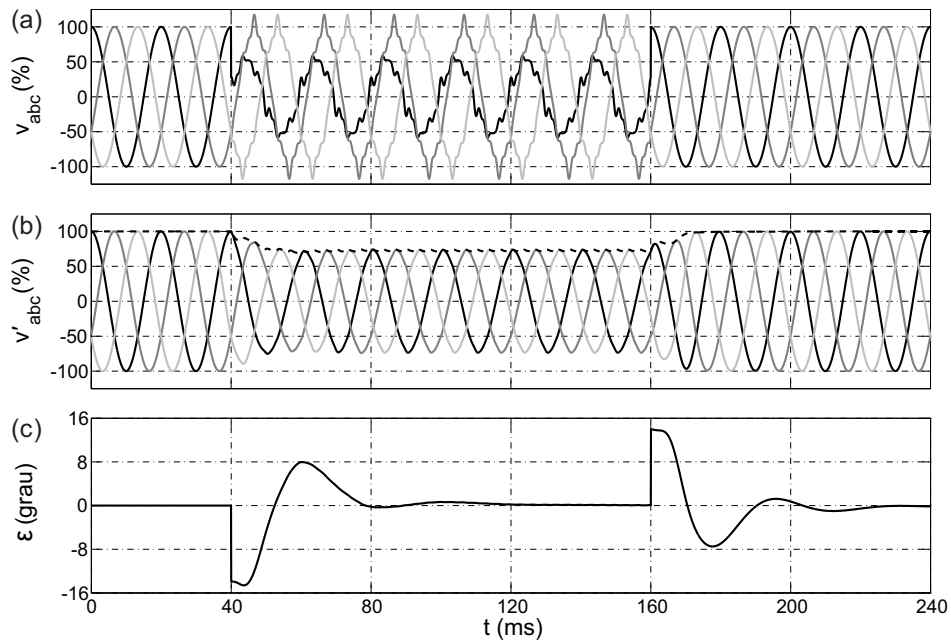


Figura 5.17: Resposta do DSOGI-PLL para afundamento bifásico ($v_{abc}^{+1} = 0,53 \angle -79^\circ$ p.u., $1 \angle -120^\circ$ p.u., $1 \angle 120^\circ$ p.u., $v^{-5} = 0,06 \angle 5^\circ$ p.u., $v^{+7} = 0,05 \angle 7^\circ$ p.u., $v^{-11} = 0,035 \angle 11^\circ$ p.u. e $v^{+13} = 0,03 \angle 13^\circ$ p.u.).

Em regime permanente, o NRF-PLL atende satisfatoriamente a este tipo de falta, como pode ser visto na Figura 5.18. No entanto, o tempo de reposta é grande por causa da estreita largura de banda adotada.

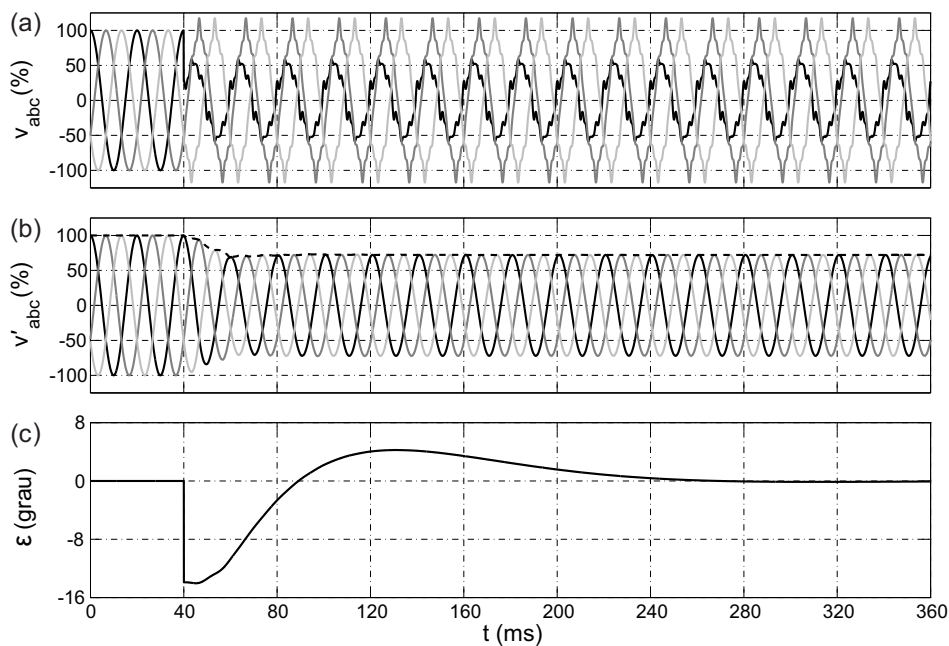


Figura 5.18: Resposta do NRF-PLL para afundamento bifásico ($v_{abc}^{+1} = 0,53\angle -79^\circ$ p.u., $1\angle -120^\circ$ p.u., $1\angle 120^\circ$ p.u., $v^{-5} = 0,06\angle 5^\circ$ p.u., $v^{+7} = 0,05\angle 7^\circ$ p.u., $v^{-11} = 0,035\angle 11^\circ$ p.u. e $v^{+13} = 0,03\angle 13^\circ$ p.u.).

Conclui-se pela Figura 5.19 que depois de aproximadamente um ciclo e meio as saídas do EDSC-PLL estão livres de erros.

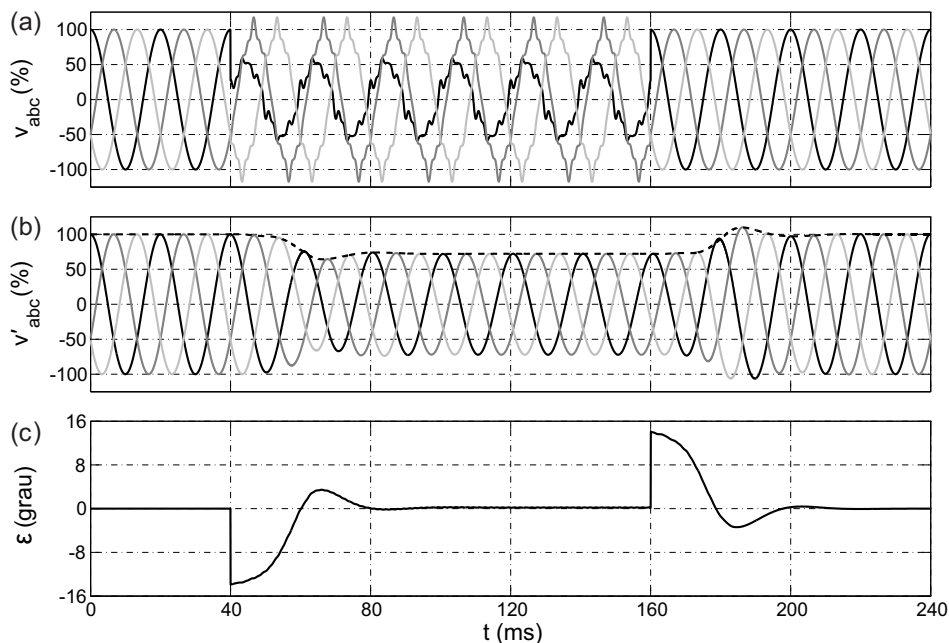


Figura 5.19: Resposta do EDSC-PLL para afundamento bifásico ($v_{abc}^{+1} = 0,53\angle -79^\circ$ p.u., $1\angle -120^\circ$ p.u., $1\angle 120^\circ$ p.u., $v^{-5} = 0,06\angle 5^\circ$ p.u., $v^{+7} = 0,05\angle 7^\circ$ p.u., $v^{-11} = 0,035\angle 11^\circ$ p.u. e $v^{+13} = 0,03\angle 13^\circ$ p.u.).

Após um ciclo da fundamental as saídas entregues pelo A-GDSC-PLL estabilizam-se,

porém, o ε ainda apresenta um erro de aproximadamente $0,5^\circ$ devido ao fato da frequência estimada pelo GDSC-PLL-1 não estar ainda estabilizada. Essa característica é consequência da adaptatividade em frequência do método. A Figura 5.20 mostra os resultados de simulação.

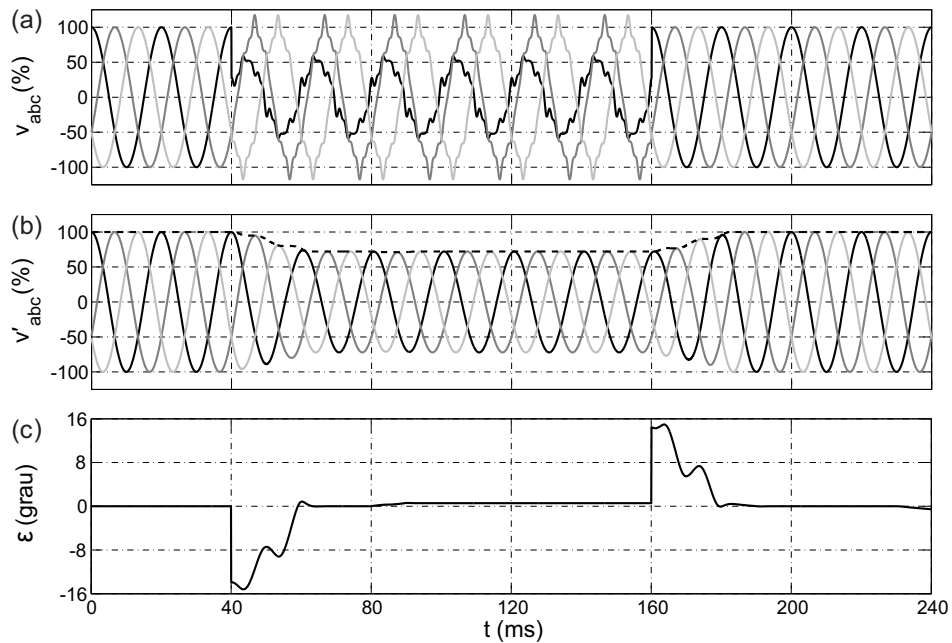


Figura 5.20: Resposta do A-GDSC-PLL para afundamento bifásico ($v_{abc}^{+1} = 0,53 \angle -79^\circ$ p.u., $1 \angle -120^\circ$ p.u., $1 \angle 120^\circ$ p.u., $v^{-5} = 0,06 \angle 5^\circ$ p.u., $v^{+7} = 0,05 \angle 7^\circ$ p.u., $v^{-11} = 0,035 \angle 11^\circ$ p.u. e $v^{+13} = 0,03 \angle 13^\circ$ p.u.).

Outrossim, a A-SVFT atende satisfatoriamente a este tipo de falta como pode ser visto na Figura 5.21. O erro em regime permanente na estimação da posição angular diferente de zero é porque a frequência estimada pelo SRF-PLL (Figura 4.3) ainda não se estabilizou. Essa característica é consequência da adaptatividade em frequência da técnica.

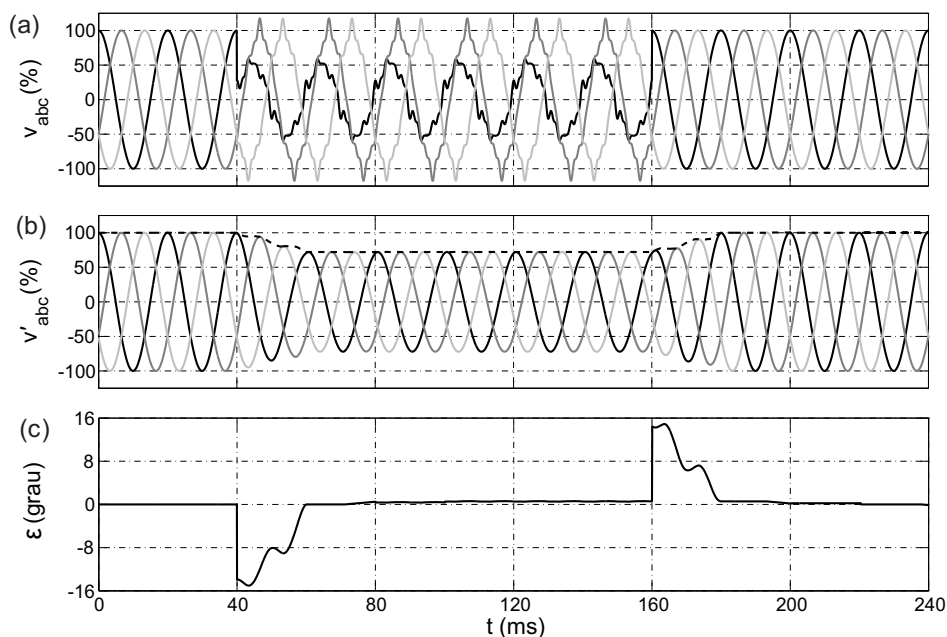


Figura 5.21: Resposta da A-SVFT para afundamento bifásico ($v_{abc}^{+1} = 0,53\angle -79^\circ$ p.u., $1\angle -120^\circ$ p.u., $1\angle 120^\circ$ p.u., $v^{-5} = 0,06\angle 5^\circ$ p.u., $v^{+7} = 0,05\angle 7^\circ$ p.u., $v^{-11} = 0,035\angle 11^\circ$ p.u. e $v^{+13} = 0,03\angle 13^\circ$ p.u.).

5.4 Quarto Teste

No quarto teste efetuado, sinais de entrada altamente distorcidos são considerados. Todas as componentes harmônicas que aparecem na Tabela 5.1 estão presentes nos sinais de entrada e as mesmas são colocadas na simulação como de sequência positiva. Essas componentes harmônicas das tensões trifásicas assumem os máximos valores permitidos de acordo com a norma IEC, como indicados na Tabela 5.1. Os padrões não especificam o ângulo de cada componente harmônica, então assume-se arbitrariamente que cada ângulo é igual à sua respectiva ordem, em graus.

Observa-se pela Figura 5.22 que a resposta do SRF-PLL não é satisfatória, pois há uma grande oscilação no erro da estimação da posição angular.

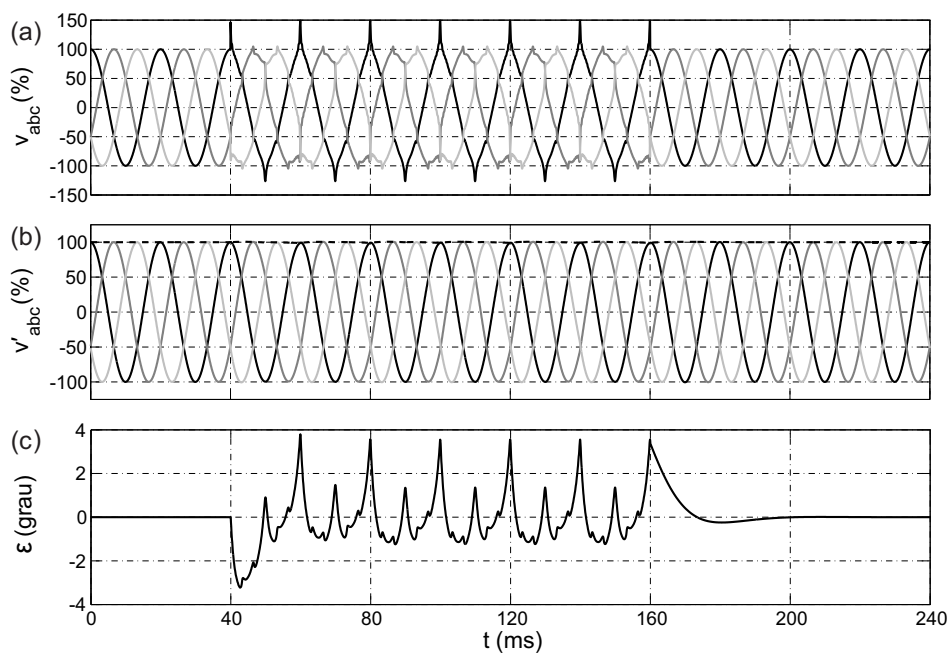


Figura 5.22: Desempenho do SRF-PLL frente a forte distorção harmônica.

Os resultados da simulação do DSRF-PLL frente a forte distorção harmônica aparecem na Figura 5.23. Percebe-se que o ε não se estabiliza, visto que o DSRF-PLL não é capaz de atenuar os efeitos dos harmônicos.

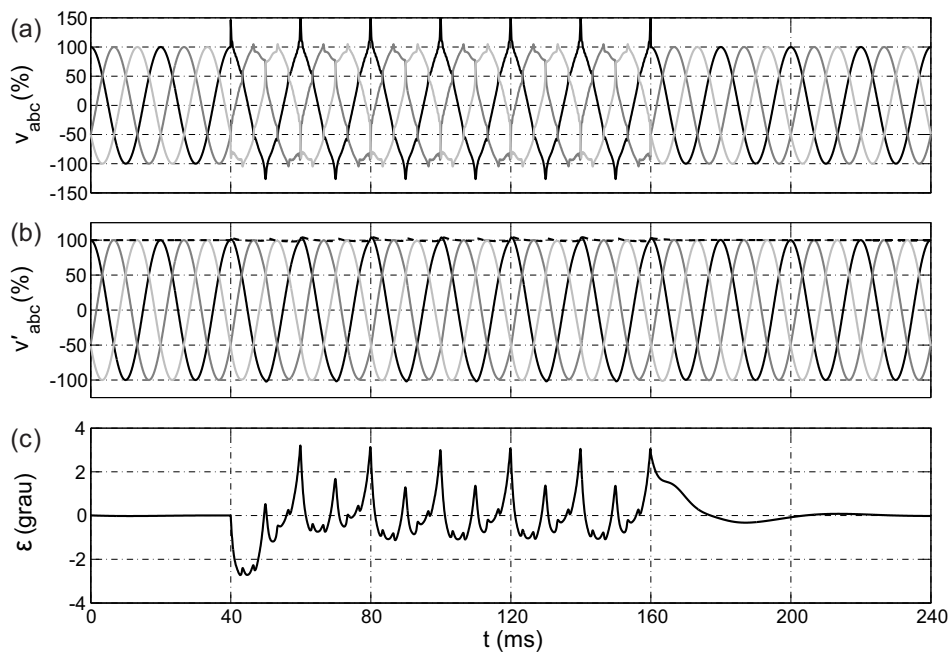


Figura 5.23: Desempenho do DSRF-PLL frente a forte distorção harmônica.

O DSOGI-PLL responde razoavelmente a distorções harmônicas. Apesar de haver uma oscilação em ε , a mesma não é significativa. A Figura 5.24 mostra os resultados de simulação.

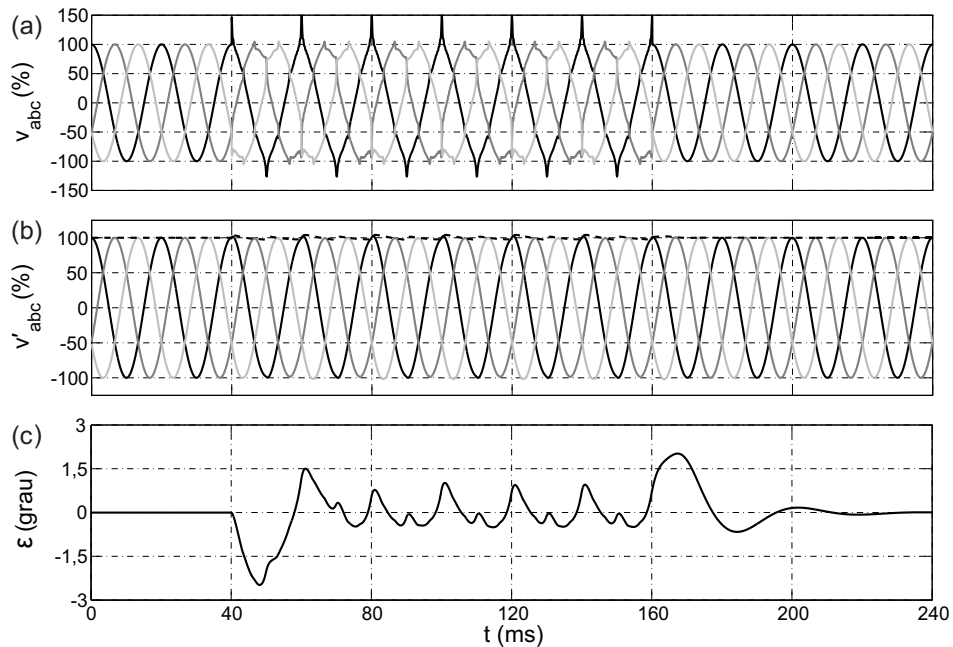


Figura 5.24: Desempenho do DSOGI-PLL frente a forte distorção harmônica.

Os filtros de média móvel no NRF-PLL são próprios para eliminar todos os harmônicos até a metade da frequência de amostragem. Então, as saídas estão livres de quaisquer efeitos referentes aos harmônicos. A Figura 5.25 mostra os resultados de simulação.

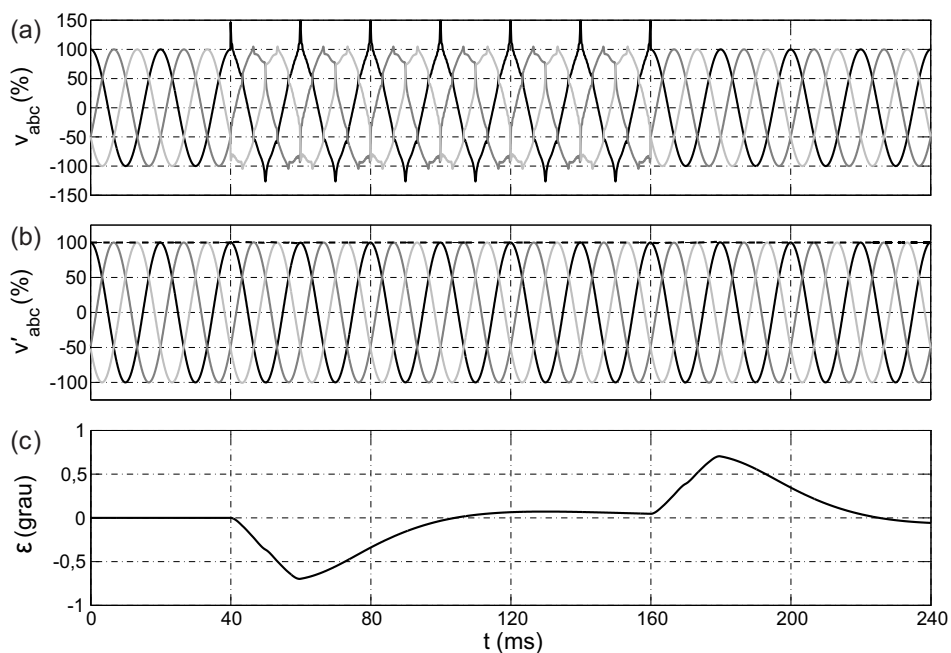


Figura 5.25: Desempenho do NRF-PLL frente a forte distorção harmônica.

O EDSC-PLL responde a contento durante esta falta, conforme mostra a Figura 5.26. A ínfima perturbação que aparece no gráfico de ϵ é porque alguns harmônicos não são eliminados pelas operações e sim apenas atenuados, principalmente o 11^o harmônico de sequência negativa e o 13^o harmônico de sequência positiva. Entretanto, os efeitos dos mesmos são desprezíveis.

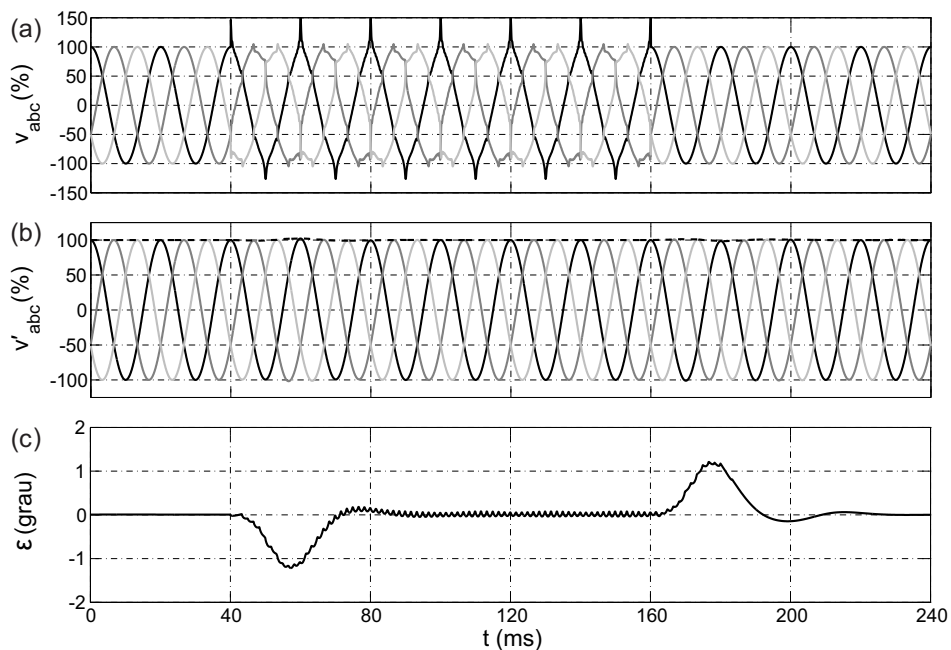


Figura 5.26: Desempenho do EDSC-PLL frente a forte distorção harmônica.

Como as transformações são capazes de cancelar quase todos os harmônicos, deixando passar de forma atenuada apenas o 31º de sequência negativa e o 33º de sequência positiva, as saídas do A-GDSC-PLL estão isentas de erros. Esse fato é visível na Figura 5.27.

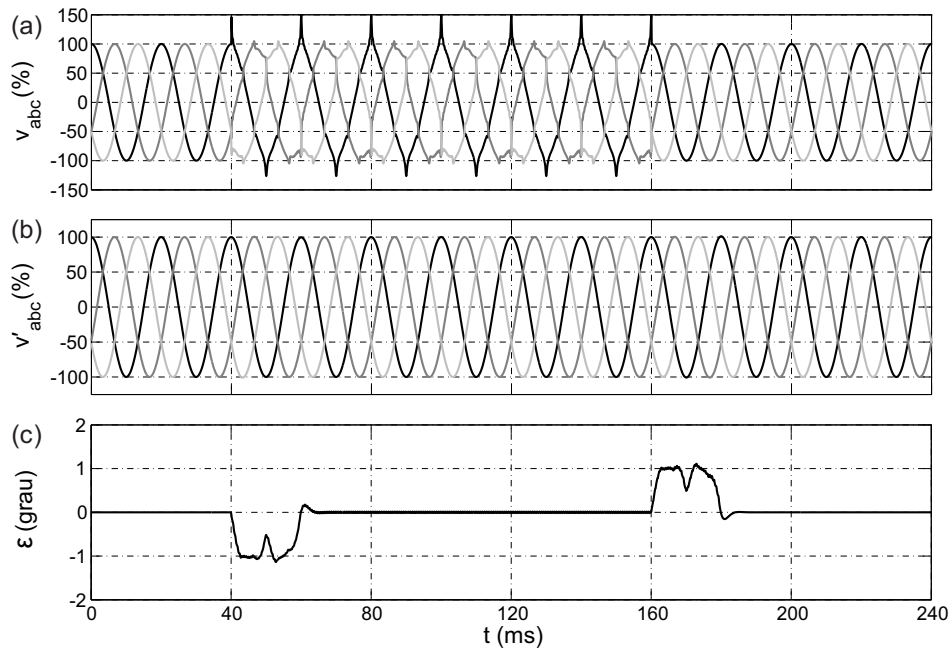


Figura 5.27: Desempenho do A-GDSC-PLL frente a forte distorção harmônica.

A A-SVFT é própria para eliminar todos os harmônicos até a metade da frequência de amostragem. Então, as saídas estão desprovidas de quaisquer efeitos concernentes aos harmônicos. A Figura 5.28 exibe os resultados de simulação.

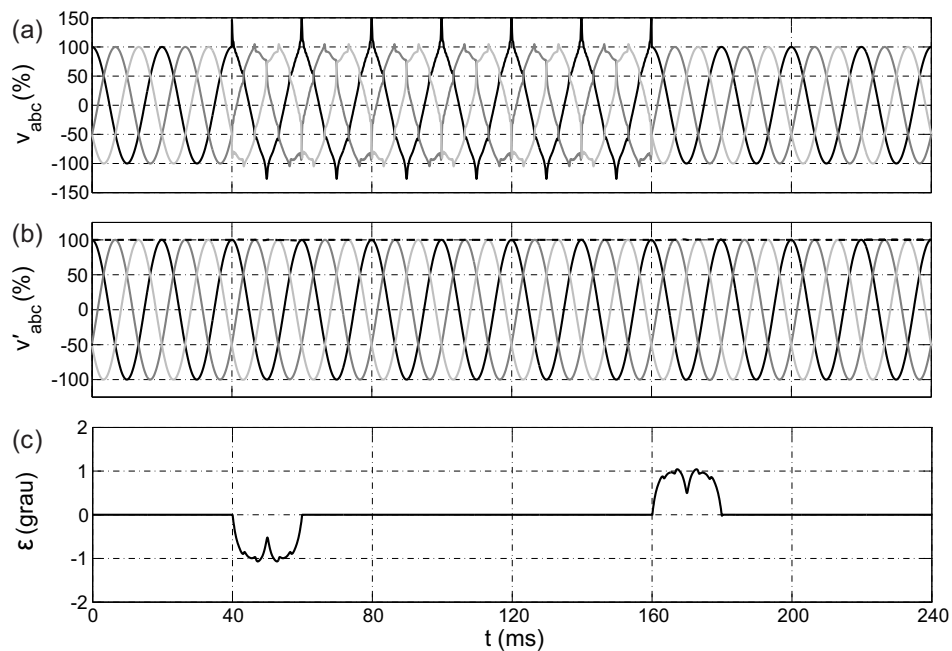


Figura 5.28: Desempenho da A-SVFT frente a forte distorção harmônica.

5.5 Comparações

Esta seção provê uma comparação quantitativa entre os métodos de sincronização estudados neste trabalho, a saber: SRF-PLL, DSRF-PLL, DSOGI-PLL, NRF-PLL, EDSC-PLL, A-GDSC-PLL e A-SVFT. As comparações baseiam-se na DHT (4.18), na DHTV (4.19) e no tempo de resposta. A DHTZ e a DHTVZ não foram consideradas nas comparações devido ao fato da DHTZ nas saídas de todos os métodos ser sempre nula, pois os métodos estudados neste trabalho utilizam-se da transformação de *Clarke* a qual elimina as influências das componentes de sequência zero. Desta forma, a DHTVZ sempre será igual à DHTV.

Na Tabela 5.2, (1) significa primeiro teste (Seção 5.1), (2) significa segundo teste (Seção 5.2), (3) significa terceiro teste (Seção 5.3) e (4) significa quarto teste (Seção 5.4). A DHT apresentada na tabela comparativa é a maior calculada entre as três fases. Na prática, a maior componente harmônica das DHT ou DHTV que pode ser levada em conta é igual à metade da frequência de amostragem dos sinais na entrada. Apesar das normas indicar que nos cálculos da DHT deve-se considerar até o harmônico quinquagésimo, nas simulações cuja frequência de amostragem é de 18 kHz os resultados das DHT e DHTV consideram

harmônicos até 9 kHz. Da mesma forma, nas simulações cuja frequência de amostragem é de 16 kHz os resultados das DHT e DHTV consideram harmônicos até 8 kHz. As DHT e DHTV são mensuradas durante o sexto ciclo depois do início da falta (de 140 a 160 ms).

As maiores DHT's dentre as três fases calculadas dos sinais na entrada são, respectivamente, para os quatro testes: 60,46%; 22,67%; 17,11% e 11,56%. Ademais, as respectivas DHTV's calculadas dos sinais na entrada para os quatro testes são iguais a 60,46%; 27,45%; 49,60% e 11,56%.

O tempo de resposta que aparece na Tabela 5.2 é o tempo necessário para o erro absoluto na estimação da posição angular permanecer dentro da faixa de tolerância de $1,5^\circ$ (0,0262 rad). Nas ocasiões em que as técnicas de detecção não garantem que o erro há de conservar-se na faixa de tolerância, o tempo de resposta é representado por “-”. Quando o erro na detecção da posição angular não sai da faixa de tolerância a indicação 0,00 ms é usada. Também, mostra-se na Tabela 5.2 se o método é capaz de corrigir os sinais com *offset*.

Tabela 5.2: Comparações dos métodos de sincronização

	SRF	DSRF	DSOGI	NRF	EDSC	A-GDSC	A-SVFT
DHT (1)	1,38%	8,87%	5,54%	1,66%	0,45%	0,68%	0,37%
DHTV (1)	1,37%	9,17%	5,45%	1,67%	0,45%	0,00%	0,37%
Tempo de resposta (1)	163,0 ms	399,6 ms	152,6 ms	744,8 ms	-	19,44 ms	19,69 ms
DHT (2)	3,71%	1,18%	1,16%	0,01%	0,05%	0,00%	0,00%
DHTV (2)	5,28%	1,18%	1,16%	0,01%	0,05%	0,00%	0,00%
Tempo de resposta (2)	-	6,00 ms	7,33 ms	0,00 ms	26,50 ms	16,69 ms	16,88 ms
DHT (3)	6,34%	1,31%	1,35%	0,41%	0,08%	0,00%	0,04%
DHTV (3)	9,20%	1,30%	1,34%	0,37%	0,08%	0,00%	0,08%
Tempo de resposta (3)	-	54,44 ms	34,28 ms	161,7 ms	33,33 ms	18,19 ms	18,56 ms
DHT (4)	1,88%	2,22%	2,14%	0,01%	0,08%	0,22%	0,00%
DHTV (4)	1,94%	2,23%	2,02%	0,01%	0,08%	0,04%	0,00%
Tempo de resposta (4)	-	-	21,44 ms	0,00 ms	0,00 ms	0,00 ms	0,00 ms
Compensação de <i>offset</i>	NÃO	NÃO	NÃO	SIM	SIM	SIM	SIM

(1) - Teste da Seção 5.1: Afundamento trifásico mais harmônicos;

(2) - Teste da Seção 5.2: Afundamento monofásico mais harmônicos;

(3) - Teste da Seção 5.3: Afundamento bifásico mais harmônicos;

(4) - Teste da Seção 5.4: Forte distorção harmônica.

5.6 Testes com Variações na Frequência

Consoante a alguns códigos de rede [1], turbinas eólicas conectadas ao sistema de distribuição devem permanecer conectadas mesmo durante uma falta cuja frequência da rede elétrica varie a uma taxa de $\pm 0,5$ Hz/s. Com o objetivo de verificar a habilidade dos algoritmos em detectar o vetor tensão de FFPS realiza-se um teste com a frequência variando a uma taxa de $-0,5$ Hz/s durante 6 s (de 1 s até 7 s). Desta forma, no final da falta a frequência estará em 47 Hz e retornará para 50 Hz abruptamente. Durante a falta os distúrbios do segundo teste (Seção 5.2) foram repetidos.

Nas figuras que seguem, o primeiro gráfico (a) mostra a frequência fundamental estimada, o segundo (b) a componente de tensão estimada v'_d , e por último (c) o erro na estimação da posição angular: posição angular real subtraída da estimada ($\varepsilon = \theta - \theta'$).

Não obstante o SRF-PLL ser capaz de seguir a frequência, o mesmo não responde bem devido aos distúrbios que acompanharam os sinais juntos com a variação na frequência. A Figura 5.29 mostra o comportamento do SRF-PLL nesta situação.

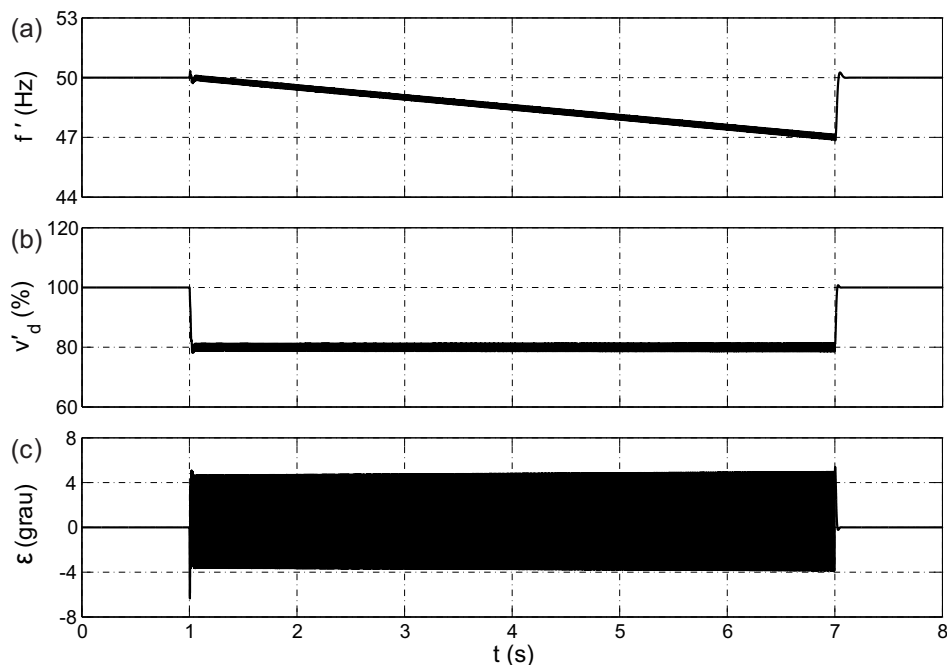


Figura 5.29: Comportamento do SRF-PLL detectando o vetor de FFPS quando a frequência varia a uma taxa de $-0,5$ Hz/s.

O fato da frequência variar não impediu o bom comportamento do DSRF-PLL neste teste, como pode ser visto na Figura 5.30 a qual pode ser comparada com a Figura 5.9.

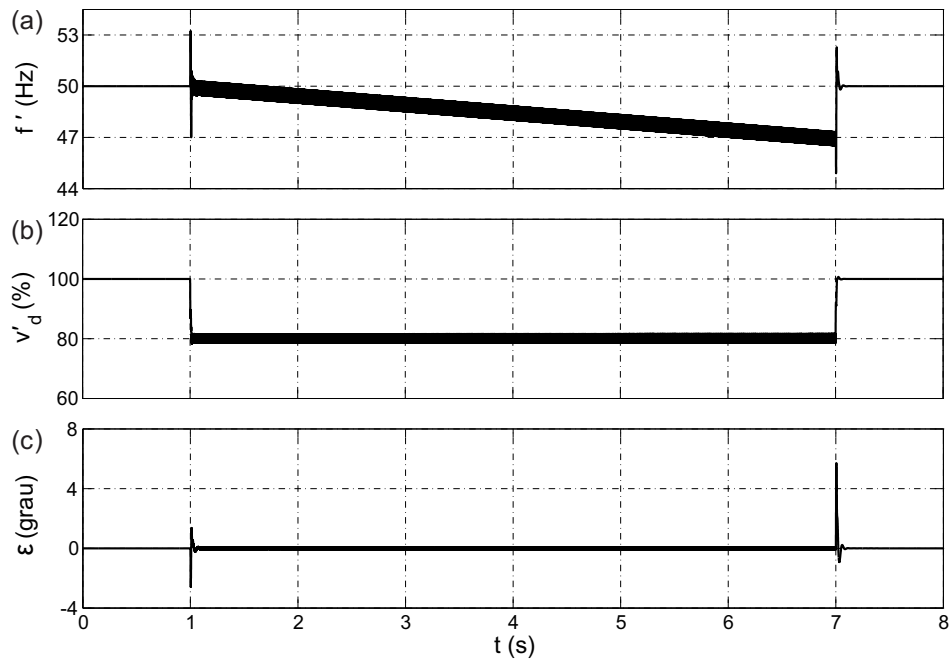


Figura 5.30: Comportamento do DSRF-PLL detectando o vetor de FFPS quando a frequência varia a uma taxa de $-0,5$ Hz/s.

O DSOGI-PLL também atende satisfatoriamente nessa condição. O resultado pode ser visto na Figura 5.31.

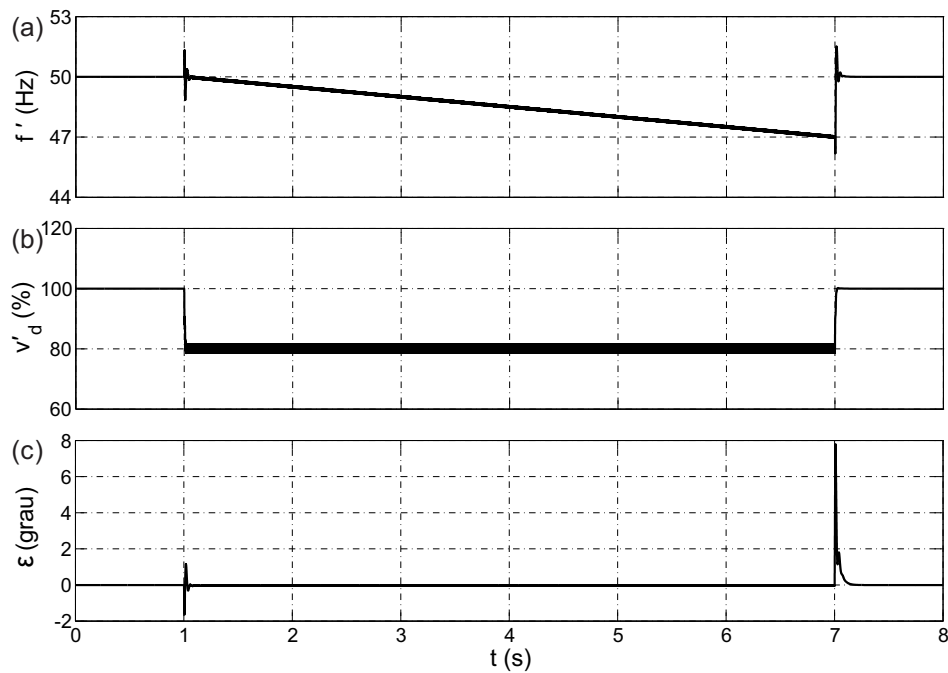


Figura 5.31: Comportamento do DSOGI-PLL detectando o vetor de FFPS quando a frequência varia a uma taxa de $-0,5$ Hz/s.

Outrossim, a Figura 5.32 mostra os resultados de simulação para o NRF-PLL, o qual responde a contento mesmo submetido a variações na frequência. Nota-se um ínfimo erro em regime permanente na estimação da posição angular que depende diretamente da taxa de variação na frequência dos sinais de entrada.

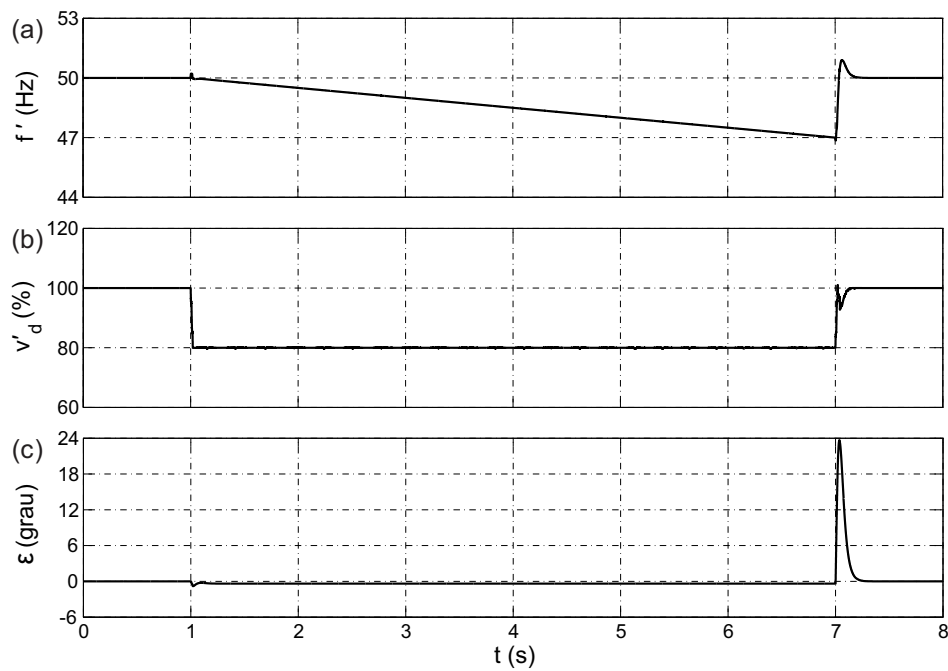


Figura 5.32: Comportamento do NRF-PLL detectando o vetor de FFPS quando a frequência varia a uma taxa de $-0,5$ Hz/s.

O EDSC-PLL não teve um comportamento desejável sob frequência variável, isto porque não foi projetado para operar fora do valor nominal da frequência. E, quanto mais a frequência fundamental se afasta do valor nominal maiores são os erros nas saídas do EDSC-PLL como pode ser notado na Figura 5.33.

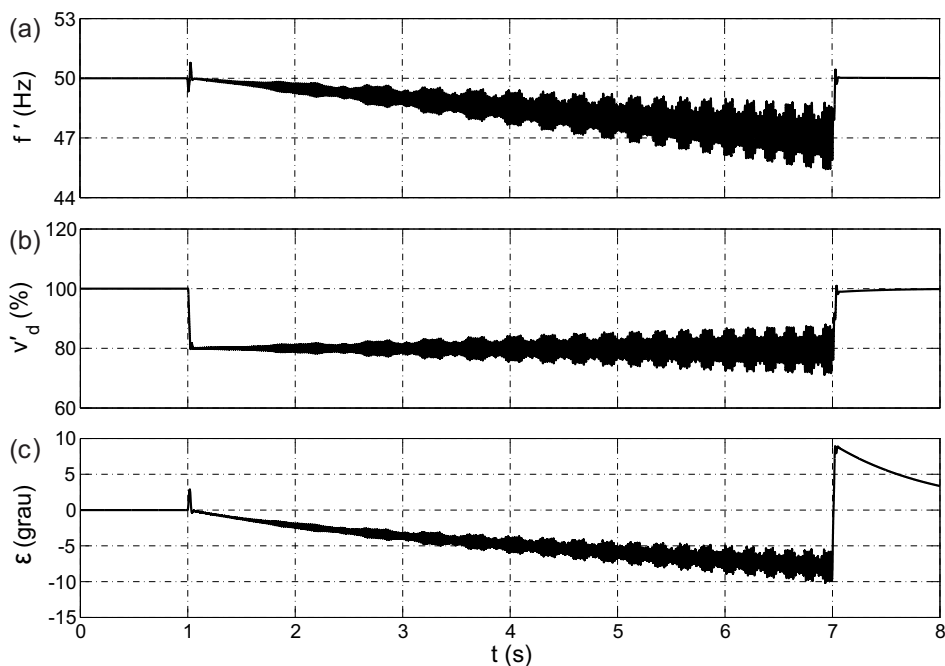


Figura 5.33: Comportamento do EDSC-PLL detectando o vetor de FFPS quando a frequência varia a uma taxa de $-0,5$ Hz/s.

A Figura 5.34 mostra os resultados de simulação para o A-GDSC-PLL. Observa-se que o erro na estimação da posição angular oscila ao longo do tempo. Essa pequena oscilação advém dos erros de arredondamento previstos no Item 3.4.1.

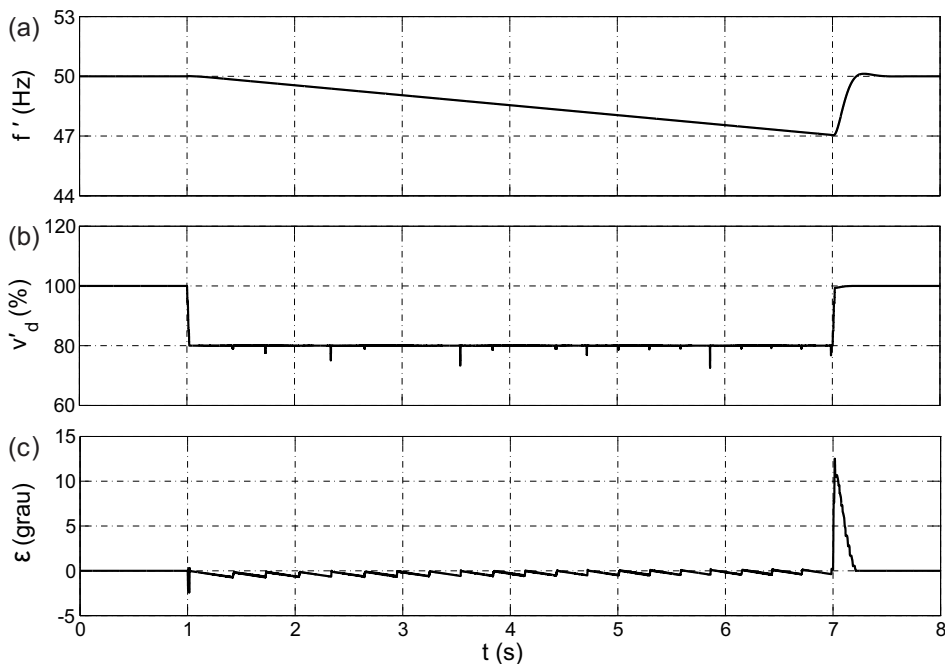


Figura 5.34: Comportamento do A-GDSC-PLL detectando o vetor de FFPS quando a frequência varia a uma taxa de $-0,5$ Hz/s.

A Figura 5.35 mostra os resultados de simulação para a A-SVFT. Observa-se que o erro na estimação da posição angular oscila ao longo do tempo. Essa pequena oscilação advém dos erros de arredondamento previstos no Item 4.4.1.

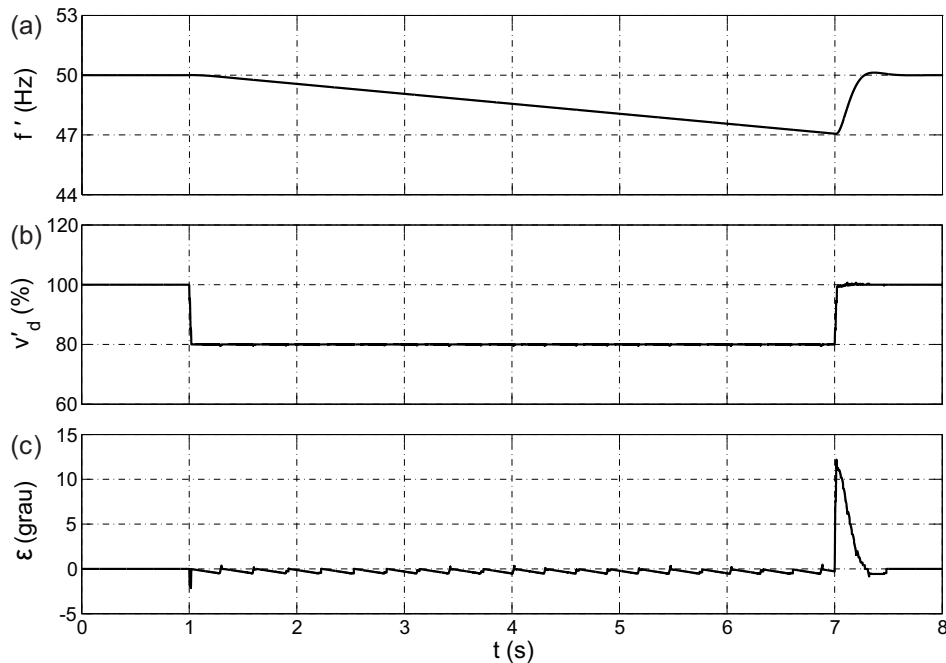


Figura 5.35: Comportamento da A-SVFT detectando o vetor de FFPS quando a frequência varia a uma taxa de $-0,5$ Hz/s.

5.7 Resultados Experimentais dos Métodos Propostos

O diagrama em blocos da montagem para efetuar os experimentos está mostrado na Figura 5.36. Para gerar as tensões de entrada utiliza-se uma fonte programável por computador OMICRON-CMC256 [63]. Essa fonte é capaz de emular o comportamento de uma rede elétrica trifásica que possua afundamentos, desbalanços e harmônicos intermitentes. Desta forma, é possível gerar os mesmos sinais de entrada usados nas simulações. Esses sinais são adquiridos por uma placa de aquisição de dados, a qual adapta os sinais para serem lidos pelo conversor analógico/digital (A/D) de 12 *bits* que encontra-se inserido no processador digital de sinais. Então, os sinais são processados pelo DSP de ponto fixo TMS320F2812 da Texas Instruments.

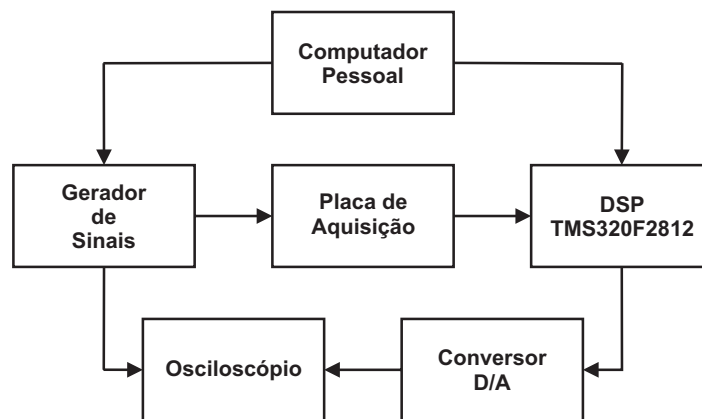


Figura 5.36: Diagrama em blocos da montagem.

O DSP é programado por meio de um computador e a sua frequência de *clock* é 150 MHz. Os algoritmos de detecção do vetor tensão de componente harmônica propostos nos Capítulos 3 e 4 são discretizados pelo método *Euler forward* e implementados no DSP. Igualmente às simulações, tanto a frequência de amostragem como a frequência de execução do algoritmo é de 16 kHz, de modo que o parâmetro k_d é um número inteiro para qualquer transformação usada (GDSC-PLL) e o número de amostras por ciclo da fundamental N é também um número inteiro (SVFT). A maioria das variáveis foram processadas usando o formato IQ22 [64].

A fim de mostrar as saídas, emprega-se um conversor digital/analógico (D/A) de 12 *bits* que é capaz de transformar os sinais digitais que saem do DSP para analógicos. Logo, as saídas podem ser vistas através de um osciloscópio. Em todos os casos $v_{pf}^{+1} = 1\angle 0^\circ$ p.u. é a tensão de pré-falta e de pós-falta. O distúrbio sempre ocorre durante 120 ms. A frequência fundamental nas saídas do gerador é de 50 Hz.

Com o intuito de esclarecer a implementação em DSP do controlador proporcional-integral mais o integrador usados no estágio SRF-PLL, far-se-ão algumas manipulações algébricas nas respectivas equações. Essas manipulações visam evitar o uso das constantes K_p e K_i as quais podem atingir valores elevados.

As expressões originais do controlador PI são:

$$\zeta(k) = \zeta(k-1) + K_i T_s v_q^n(k-1); \quad (5.1)$$

$$\omega'(k) = K_p v_q^n(k) + \zeta(k). \quad (5.2)$$

Dividindo (5.1) e (5.2) por K_p , tem-se:

$$\frac{\zeta(k)}{K_p} = \frac{\zeta(k-1)}{K_p} + \frac{K_i T_s}{K_p} v_q^n(k-1); \quad (5.3)$$

$$\frac{\omega'(k)}{K_p} = v_q^n(k) + \frac{\zeta(k)}{K_p}. \quad (5.4)$$

Fazendo $\zeta_m = \zeta/K_p$, $\omega'_m = \omega'/K_p$ e $K_1 = (K_i T_s)/K_p$, (5.3) e (5.4) tornam-se

$$\zeta_m(k) = \zeta_m(k-1) + K_1 v_q^n(k-1), \quad (5.5)$$

$$\omega'_m(k) = v_q^n(k) + \zeta_m(k). \quad (5.6)$$

Se a velocidade angular ω' é desejada, então basta fazer $\omega' = \omega'_m K_p$.

A integração da velocidade angular ω' para produzir o ângulo de fase detectado é dada por

$$\theta'(k) = \theta'(k-1) + T_s \omega'(k-1). \quad (5.7)$$

Esta expressão pode ser escrita em termos de ω'_m como

$$\theta'(k) = \theta'(k-1) + K_2 \omega'_m(k-1), \quad (5.8)$$

em que $K_2 = T_s K_p$.

Observa-se que $K_p = 2.836, 29$ e $K_i = 3.698.872, 64$ (para o GDSC-PLL e a SVFT) não são diretamente utilizados no processo de execução do algoritmo. Neste caso, as constantes que aparecem nos cálculos são $K_1 = 0,0815$ e $K_2 = 0,1773$.

5.7.1 Experimentos do GDSC-PLL

Nas figuras que seguem (Figuras 5.37 à 5.40), o primeiro gráfico (a) mostra as tensões de entrada (v_{abc}), o segundo (b) as tensões da rede estimadas na saída (v'_{abc}) e tracejada a componente de tensão estimada v'_d , e por último (c), como é de difícil realização determinar

na prática o valor exato da posição angular real (θ), mostra-se apenas o valor estimado da posição angular (θ').

A Figura 5.37 mostra os resultados experimentais considerando o mesmo caso do primeiro teste (Seção 5.1), descrito aqui por conveniência: durante a falta as tensões de fase remanescentes são $0,15\angle 20^\circ$ p.u., $0,15\angle -100^\circ$ p.u. e $0,15\angle 140^\circ$ p.u. Ademais, 6% de 5º harmônico de sequência negativa, 5% de 7º harmônico de sequência positiva, 3,5% de 11º harmônico de sequência negativa e 3,0% de 13º harmônico de sequência positiva são adicionados às componentes de frequência fundamental.

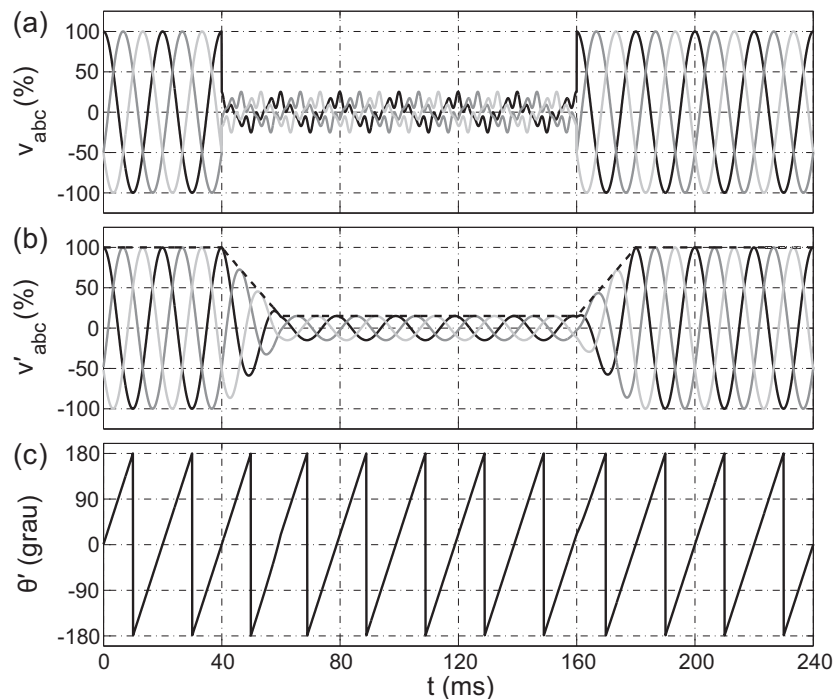


Figura 5.37: Resultado experimental do A-GDSC-PLL para o primeiro teste: $v^{+1} = 0,15\angle 20^\circ$ p.u., $v^{-5} = 0,06\angle 5^\circ$ p.u., $v^{+7} = 0,05\angle 7^\circ$ p.u., $v^{-11} = 0,035\angle 11^\circ$ p.u. e $v^{+13} = 0,03\angle 13^\circ$ p.u.

A Figura 5.38 apresenta a tensão de entrada e as saídas para o segundo teste (Seção 5.2), o qual considera as tensões de fase iguais a $0,4\angle 0^\circ$ p.u., $1\angle -120^\circ$ p.u. e $1\angle 120^\circ$ p.u., respectivamente. Os mesmos 5º, 7º, 11º e 13º harmônicos do primeiro teste são considerados durante a falta.

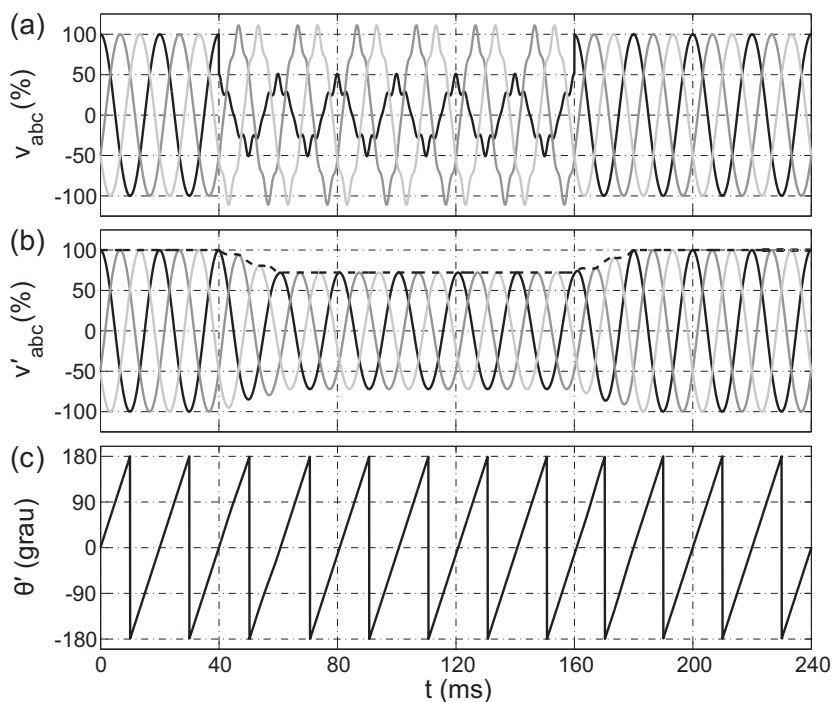


Figura 5.38: Resultado experimental do A-GDSC-PLL para o segundo teste: $v_{abc}^{+1} = 0,4\angle 0^\circ$ p.u., $1\angle -120^\circ$ p.u., $1\angle 120^\circ$ p.u., $v^{-5} = 0,06\angle 5^\circ$ p.u., $v^{+7} = 0,05\angle 7^\circ$ p.u., $v^{-11} = 0,035\angle 11^\circ$ p.u. e $v^{+13} = 0,03\angle 13^\circ$ p.u.

Os resultados experimentais para o terceiro teste (Seção 5.3) aparecem na Figura 5.39. As tensões de fase durante a falta são $0,53\angle -79^\circ$ p.u., $1\angle -120^\circ$ p.u. e $1\angle 120^\circ$ p.u., respectivamente. Os mesmos 5° , 7° , 11° e 13° harmônicos do primeiro teste são considerados.

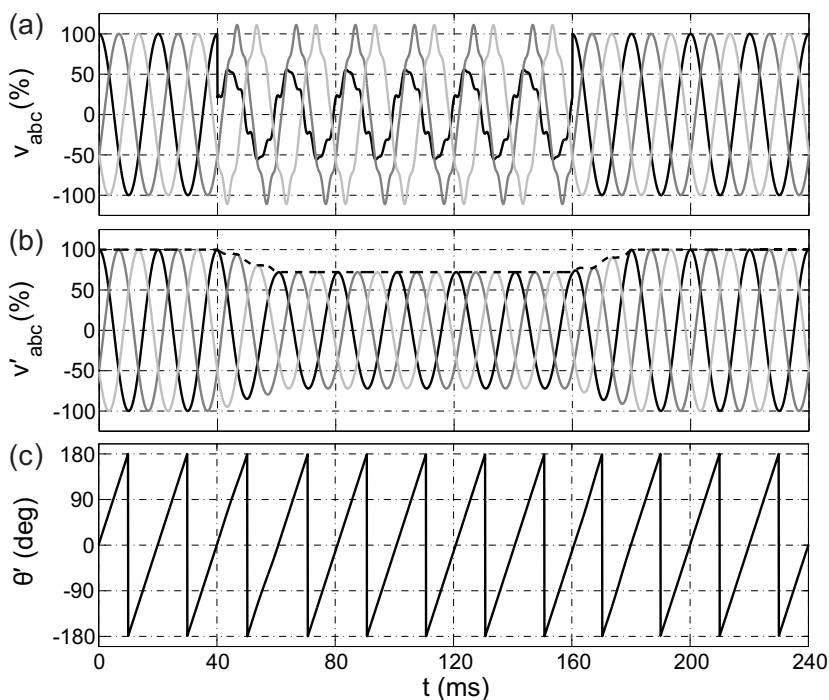


Figura 5.39: Resultado experimental do A-GDSC-PLL para: $v_{abc}^{+1} = 0,53\angle -79^\circ$ p.u., $1\angle -120^\circ$ p.u., $1\angle 120^\circ$ p.u., $v^{-5} = 0,06\angle 5^\circ$ p.u., $v^{+7} = 0,05\angle 7^\circ$ p.u., $v^{-11} = 0,035\angle 11^\circ$ p.u. e $v^{+13} = 0,03\angle 13^\circ$ p.u.

Na Figura 5.40 está apresentado o desempenho do A-GDSC-PLL quando submetido a um sinal trifásico fortemente distorcido idêntico ao do quarto teste. Observa-se que em todos os experimentos os resultados estão condizentes com as simulações.

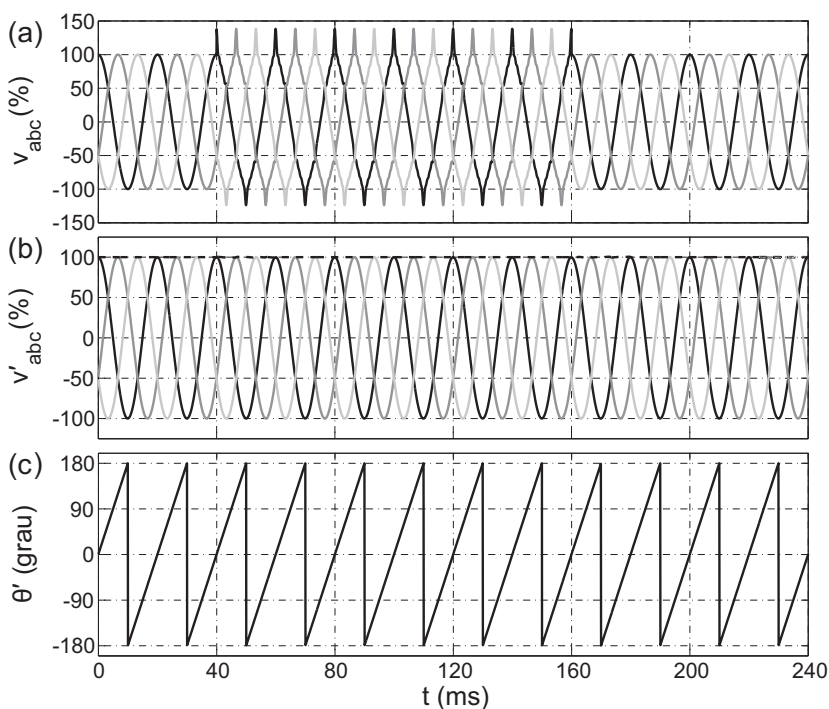


Figura 5.40: Resultado experimental do A-GDSC-PLL frente a forte distorção harmônica.

5.7.2 Experimentos da SVFT

Nas figuras que seguem (Figuras 5.41 à 5.44), o primeiro gráfico (a) mostra as tensões de entrada (v_{abc}), o segundo (b) as tensões da rede estimadas na saída (v'_{abc}) e tracejada a componente de tensão estimada v'_d , e por último (c), como é de difícil realização determinar na prática o valor exato da posição angular real (θ), mostra-se apenas o valor estimado da posição angular (θ').

A Figura 5.41 mostra os resultados experimentais considerando o mesmo caso do primeiro teste (Seção 5.1), descrito aqui por conveniência: durante a falta as tensões de fase remanescentes são $0,15\angle 20^\circ$ p.u., $0,15\angle -100^\circ$ p.u. e $0,15\angle 140^\circ$ p.u. Ademais, 6% de 5º harmônico de sequência negativa, 5% de 7º harmônico de sequência positiva, 3,5% de 11º harmônico de sequência negativa e 3,0% de 13º harmônico de sequência positiva são adicionados às componentes de frequência fundamental.

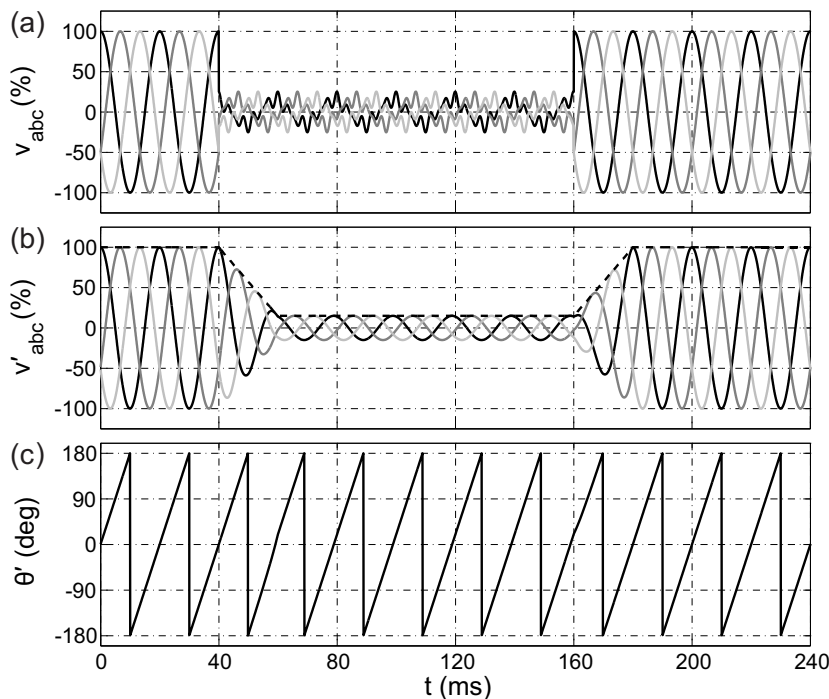


Figura 5.41: Resultado experimental da A-SVFT para o primeiro teste: $v^{+1} = 0,15\angle 20^\circ$ p.u., $v^{-5} = 0,06\angle 5^\circ$ p.u., $v^{+7} = 0,05\angle 7^\circ$ p.u., $v^{-11} = 0,035\angle 11^\circ$ p.u. e $v^{+13} = 0,03\angle 13^\circ$ p.u.

A Figura 5.42 apresenta a tensão de entrada e as saídas para o segundo teste (Seção 5.2), o qual considera as tensões de fase iguais a $0,4\angle 0^\circ$ p.u., $1\angle -120^\circ$ p.u. e $1\angle 120^\circ$ p.u.,

respectivamente. Os mesmos 5^o, 7^o, 11^o e 13^o harmônicos do primeiro teste são considerados durante a falta.

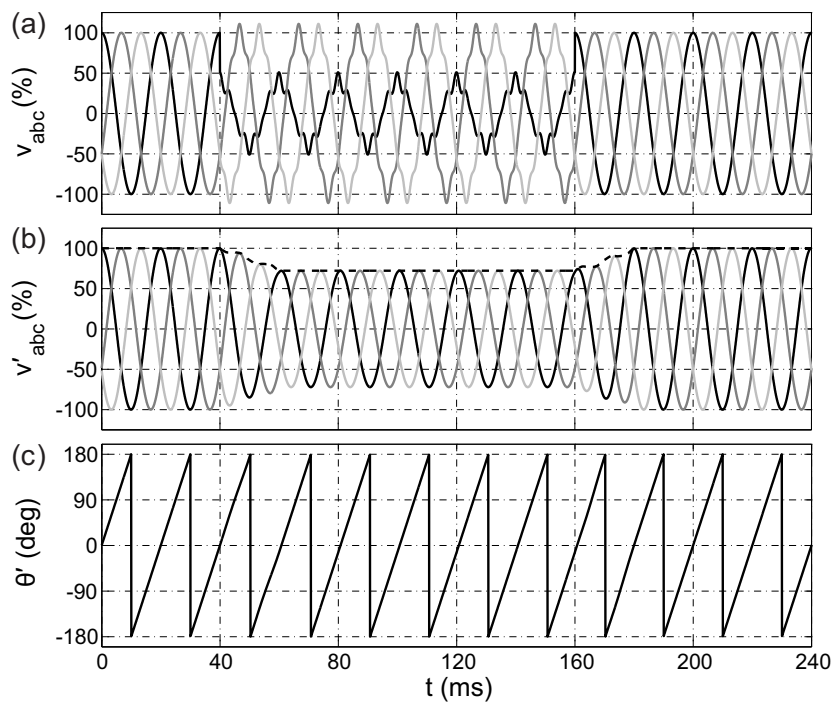


Figura 5.42: Resultado experimental da A-SVFT para o segundo teste: $v_{abc}^{+1} = 0,4 \angle 0^\circ$ p.u., $1 \angle -120^\circ$ p.u., $1 \angle 120^\circ$ p.u., $v^{-5} = 0,06 \angle 5^\circ$ p.u., $v^{+7} = 0,05 \angle 7^\circ$ p.u., $v^{-11} = 0,035 \angle 11^\circ$ p.u. e $v^{+13} = 0,03 \angle 13^\circ$ p.u.

Os resultados experimentais para o terceiro teste (Seção 5.3) aparecem na Figura 5.43. As tensões de fase durante a falta são $0,53 \angle -79^\circ$ p.u., $1 \angle -120^\circ$ p.u. e $1 \angle 120^\circ$ p.u., respectivamente. Os mesmos 5^o, 7^o, 11^o e 13^o harmônicos do primeiro teste são considerados.

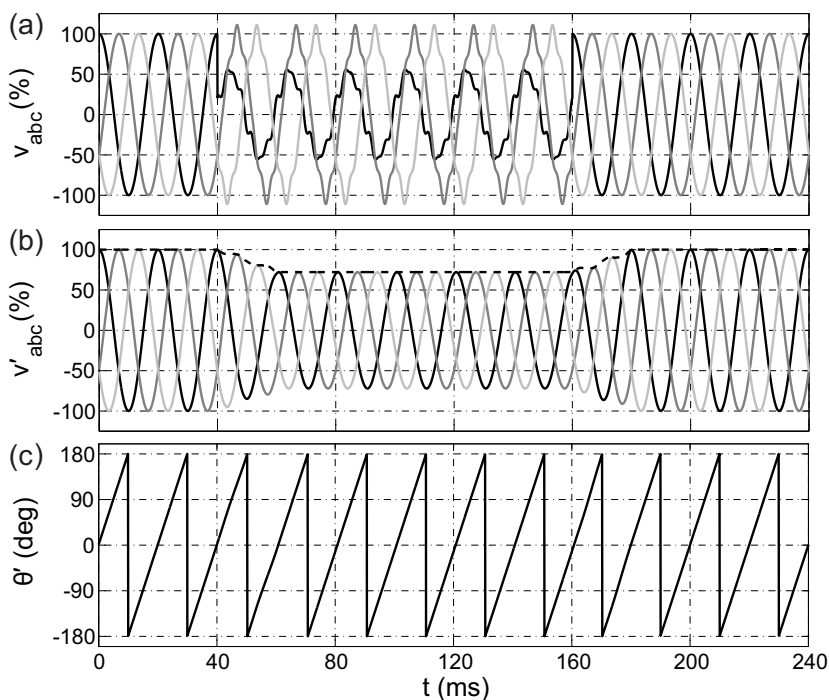


Figura 5.43: Resultado experimental da A-SVFT para: $v_{abc}^{+1} = 0,53 \angle -79^\circ$ p.u., $1 \angle -120^\circ$ p.u., $1 \angle 120^\circ$ p.u., $v^{-5} = 0,06 \angle 5^\circ$ p.u., $v^{+7} = 0,05 \angle 7^\circ$ p.u., $v^{-11} = 0,035 \angle 11^\circ$ p.u. e $v^{+13} = 0,03 \angle 13^\circ$ p.u.

Na Figura 5.44 está apresentado o desempenho da A-SVFT quando submetido a um sinal trifásico fortemente distorcido idêntico ao do quarto teste. Observa-se que em todos os experimentos os resultados estão concordantes com as simulações.

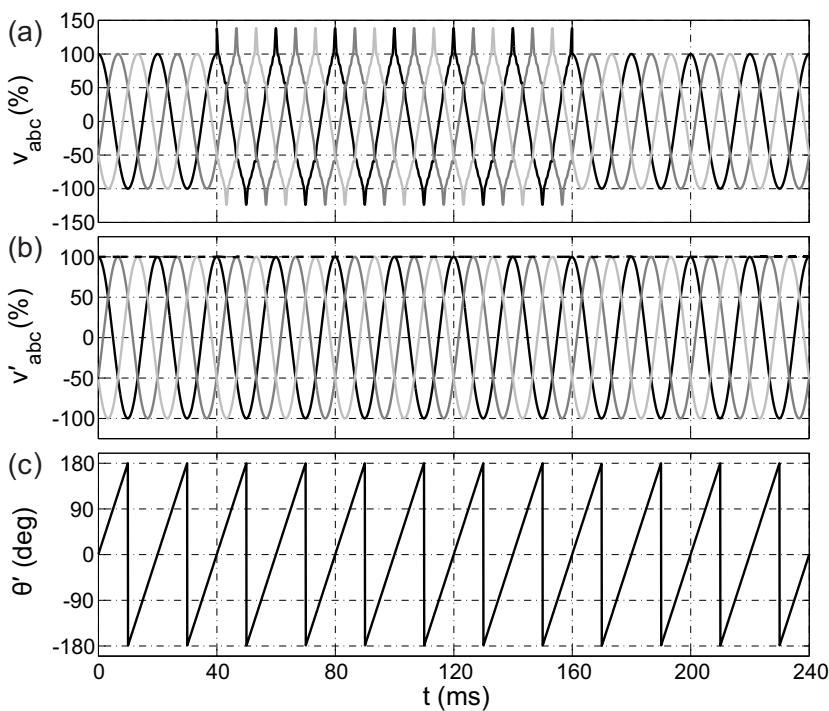


Figura 5.44: Resultado experimental da A-SVFT frente a forte distorção harmônica.

6 CONCLUSÕES

Esta tese apresenta alguns dos principais métodos de detecção do vetor tensão de sequência positiva na frequência fundamental. Ademais, propõem-se novas técnicas que além de detectar o vetor tensão de sequência positiva na frequência fundamental, também detectam qualquer vetor de componente harmônica de sequência positiva ou negativa.

Realiza-se uma discussão da robustez de cada método, principalmente no que tange a capacidade de tolerar afundamentos e desbalanços, imunidade a distorções harmônicas e insensibilidade a variações na frequência, que eventualmente estão presentes na rede elétrica.

No Capítulo 1 é efetuada uma revisão bibliográfica, com o objetivo de mostrar sucintamente a escolha dos métodos a serem examinados durante o trabalho de doutorado.

Alguns dos principais métodos de sincronização encontrados na literatura são estudados no Capítulo 2. O SRF-PLL não é bom quando há desbalanços ou harmônicos de baixa ordem. O DSRF-PLL resolve o problema de desequilíbrios mas é susceptível a erros devidos a harmônicos de baixa ordem. O DSOGI-PLL, na maioria dos casos, tem um melhor desempenho do que o SRF-PLL e o DSRF-PLL. Contudo, em algumas situações, principalmente quando ocorre salto de fase, esses métodos têm uma dinâmica muito lenta. Nenhum desses é capaz de rejeitar sinais sub-harmônicos e *offset*.

O NRF-PLL fornece resultados precisos, porém, em algumas situações, principalmente quando há salto de fase, o mesmo demora muito para convergir aos valores corretos. No

DSOGI-PLL e no NRF-PLL existe uma realimentação da frequência estimada para torná-los adaptativos à frequência da rede elétrica. Então, em ambos os métodos não há garantia de estabilidade, pois um estudo detalhado da malha de controle com essa realimentação é inviável. O esforço computacional e a quantidade de memória requeridos pelos NRF-PLL e EDSC-PLL são maiores do que os demais, mas esses respondem a contento quando submetidos a sinais fortemente desequilibrados e distorcidos. Porém, o desempenho do EDSC-PLL é insatisfatório quando a frequência da rede elétrica varia.

No Capítulo 3 é desenvolvida uma nova técnica robusta a afundamentos, desbalanços, harmônicos e variação na frequência. Essa técnica baseia-se na teoria da generalização de cancelamento por sinal atrasado e por isso denominada de GDSC-PLL. A vantagem desta em relação ao NRF-PLL e ao EDSC-PLL é o desacoplamento dos filtros de média móvel ou das transformações matemáticas da malha de controle, o qual possibilita a obtenção mais precisa dos ganhos desta malha. Também, uma solução adaptativa em frequência foi proposta naquele capítulo. Portanto, o GDSC-PLL é uma versão melhorada do NRF-PLL e do EDSC-PLL.

Outrossim, uma alternativa ao uso do GDSC-PLL é desenvolvida no Capítulo 4: a SVFT. Observa-se que, na maioria das aplicações requerendo a detecção de vetores harmônicos de sequência positiva ou negativa a SVFT é equivalente ao GDSC-PLL. Contudo, para computar os novos índices propostos para caracterizar sinais trifásicos distorcidos e desbalanceados é mais conveniente usar a SVFT porque a mesma elimina qualquer influência de todos os harmônicos até a metade da frequência de amostragem.

Comparações são feitas no Capítulo 5. Nota-se que em algumas aplicações cuja tensão da rede está livre de harmônicos, os métodos com menores esforços computacionais citados no Capítulo 2 podem ser empregados. Todavia, o tempo de resposta desses métodos frente a desbalanços e degrau de fase é maior que os dos propostos. Em geral, o GDSC-PLL ou a SVFT mostram-se os mais adequados em diversas situações a que a rede elétrica pode estar submetida, tanto pelos seus menores tempos de resposta quanto pelas suas imunidades a harmônicos e tolerâncias a desbalanços. Resultados experimentais em bancada com DSP são obtidos e concordantes com os resultados de simulação.

No tocante a memória e esforço computacional demandados pelos métodos propostos, há de se convir que com o avanço da tecnologia dos dispositivos eletrônicos, em especial as memórias e processadores, esses fatos não se tornam um gargalo nas implementações das técnicas de controle em geral.

6.1 Trabalhos Futuros

A seguir são mencionadas algumas sugestões para trabalhos futuros:

- Implementar as técnicas propostas (GDSC-PLL e SVFT) em FPGA (*Field Programmable Gate Array*): de fato, em [65] é implementado o GDSC-PLL em FPGA e demonstra-se a capacidade do FPGA de explorar o paralelismo de execução das operações presentes no GDSC-PLL, por meio do mapeamento diretamente em *hardware* dessa técnica, permitindo um tempo de execução muito menor que o DSP;
- Analisar comparativamente implementações em FPGA *versus* DSP das técnicas propostas: trabalhos neste assunto já estão sendo elaborados [65];
- Avaliar os desempenhos dos diversos métodos em aplicações reais, tais como, sistemas de geração de energia distribuída, sistemas de energia ininterrupta, filtros ativos e sistemas de proteção da rede elétrica;
- Realizar comparações frente a ruídos e investigar minuciosamente o esforço computacional requerido de cada método.

6.2 Publicações Resultantes do Doutorado

A seguir estão enumeradas as publicações relacionadas à tese de doutorado:

- H. Souza, F. Neves, M. Cavalcanti, E. Bueno, and M. Rizo, “Frequency Adaptive Phase-Sequence Separation Method Based on a Generalized Delayed Signal Cancellation Method”, *Proceedings of IEEE Energy Conversion Congress and Exposition - ECCE 2009*, pp. 568-572, September 2009;

- F. Neves, H. Souza, E. Bueno, M. Rizo, F. Bradaschia, and M. Cavalcanti, “A Space-Vector Discrete Fourier Transform for Detecting Harmonic Sequence Components of Three-Phase Signals”, *Proceedings of IEEE Annual Conference of Industrial Electronics Society - IECON'09*, pp. 3631-3636, November 2009;
- F. A. S. Neves, H. E. P. de Souza, M. C. Cavalcanti and E. Bueno, “Low Effort Digital Filters for Fast Sequence Components Separation of Unbalanced and Distorted Three-Phase Signals”, *Proceedings IEEE Internacional Symposium on Industrial Electronics*, pp. 2927-2932, July 2010;
- F. A. S. Neves, M. C. Cavalcanti, H. E. P. de Souza, F. Bradaschia, E. J. Bueno, and M. Rizo, “A Generalized Delayed Signal Cancellation Method for Detecting Fundamental-Frequency Positive-Sequence Three-Phase Signals”, *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 25, no. 3, pp. 1816-1825, July 2010;
- F. A. S. Neves, H. E. P. de Souza, F. Bradaschia, M. C. Cavalcanti, M. Rizo, and F. J. Rodriguez, “A Space-Vector Discrete Fourier Transform for Unbalanced and Distorted Three-Phase Signals”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 57, no. 8, pp. 2858-2867, August 2010;
- F. A. S. Neves, H. E. P. de Souza, M. C. Cavalcanti, F. Bradaschia, and E. J. Bueno, “Digital Filters for Fast Harmonic Sequence Components Separation of Unbalanced and Distorted Three-Phase Signals”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 59, no. 10, pp. 3847-3859, October 2012.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] F. Iov and F. Blaabjerg, “Advanced Power Converters for Universal and Flexible Power Management in Future Electricity Network,” *Delivery D2.1 of UNIFLEX-PM*. [Online]. Available: www.eee.nott.ac.uk/uniflex/Documents/W2_AU_DV_2001_B.pdf, February 2007.
- [2] M. M. Begović, P. M. Djurić, S. Dunlap, and A. G. Phadke, “Frequency Tracking in Power Networks in the Presence of Harmonics,” *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 8, no. 2, pp. 480–486, 1993.
- [3] R. Weidenbrüg, F. P. Dawson, and R. Bonert, “New Synchronization Method for Thyristor Power Converters to Weak AC-Systems,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 40, no. 5, pp. 505–511, 1993.
- [4] O. Vainio and S. J. Ovaska, “Noise Reduction in Zero Crossing Detection by Predictive Digital Filtering,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 42, no. 1, pp. 58–62, 1995.
- [5] ———, “Digital Filtering for Robust 50/60 Hz Zero-Crossing Detectors,” *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 45, no. 2, pp. 426–430, 1996.
- [6] ———, “Multistage Adaptive Filters for In-Phase Processing of Line-Frequency Signals,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 44, no. 2, pp. 258–264, 1997.
- [7] S. Väiliviita, “Zero-Crossing Detection of Distorted Line Voltages Using 1-b Measurements,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 46, no. 5, pp. 917–922, 1999.
- [8] W. C. Lindsey and C. M. Chie, “A Survey of Digital Phase-Locked Loops,” *Proceedings of the IEEE*, vol. 69, no. 4, pp. 410–431, 1981.

- [9] G. C. Hsieh and J. C. Hung, "Phase-Locked Loop Techniques-a Survey," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 43, no. 6, pp. 609–615, 1996.
- [10] L. N. Arruda, S. M. Silva, and B. J. C. Filho, "PLL Structures for Utility Connected Systems," *Proceedings of Industry Applications Society Annual Meeting '01*, vol. 4, pp. 2655–2660, September/October 2001.
- [11] S.-K. Chung, "A Phase Tracking System for Three Phase Utility Interface Inverters," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 15, no. 3, pp. 431–438, May 2000.
- [12] V. Kaura and V. Blasko, "Operation of Phase Locked Loop System Under Distorted Utility Conditions," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 33, no. 1, pp. 58–63, January/February 1997.
- [13] J. G. Nielsen, M. Newman, H. Nielsen, and F. Blaabjerg, "Control and Testing of a Dynamic Voltage Restorer (DVR) at Medium Voltage Level," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 19, no. 3, pp. 806–813, May 2004.
- [14] S. Chen and G. Joós, "A Novel DSP-Based Adaptive Line Synchronization System for Three-Phase Utility Interface Power Converters," *Proceedings of IEEE Power Electronics Specialists Conference - PESC'01*, vol. 2, pp. 528–532, June 2001.
- [15] S. J. Lee, J. K. Kang, and S. K. Sul, "A New Phase Detecting Method for Power Conversion Systems Considering Distorted Conditions in Power Systems," *Proceedings of IEEE Industry Applications Conference - IAS'99*, vol. 4, pp. 2167–2172, 1999.
- [16] P. Rodríguez, J. Pou, J. Bergas, J. I. Candela, R. Burgos, and D. Boroyevich, "Double Synchronous Reference Frame PLL for Power Converters," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 22, no. 2, pp. 584–592, March 2007.
- [17] M. Karimi-Ghartemani and M. R. Iravani, "A Method for Synchronization of Power Electronic Converters in Polluted and Variable-Frequency Environment," *IEEE Transactions on Power Systems*, vol. 19, no. 3, pp. 1263–1270, August 2004.
- [18] P. Rodríguez, R. Teodorescu, J. I. Candela, A. Timbus, M. Liserre, and F. Blaabjerg, "New Positive-Sequence Voltage Detector for Grid Synchronization of Power Convert-

- ers Under Faulty Grid Conditions,” *Proceedings of IEEE Power Electronics Specialists Conference - PESC’06*, pp. 1–7, June 2006.
- [19] M. S. Pádua, S. M. Deckmann, and F. P. Marafão, “Frequency-Adjustable Positive Sequence Detector for Power Conditioning Applications,” *Proceedings of IEEE Power Electronics Specialists Conference - PESC’05*, pp. 1928–1934, June 2005.
- [20] R. E. Kalman, “A New Approach to Linear Filtering and Prediction Problems,” *Transaction of the ASME - Journal of Basic Engineering*, pp. 35–45, 1960.
- [21] R. Cardoso, R. F. Camargo, H. Pinheiro, and H. A. Grundling, “Kalman Filter Based Synchronization Methods,” *Proceedings of IEEE Power Electronics Specialists Conference - PESC’06*, pp. 1–7, June 2006.
- [22] D. Simon, “Kalman Filtering,” *Embedded Systems Programming Magazine*, pp. 72–79, June 2001.
- [23] M. S. Pádua, S. M. Deckmann, F. P. Marafão, and D. Colón, “Simplified Models of Kalman Filter for Fundamental Frequency, Amplitude and Phase Angle Detection,” *Proceedings of Brazilian Power Electronics Conference - COBEP’07*, pp. 175–180, October 2007.
- [24] J. Svensson, M. Bongiorno, and A. Sannino, “Practical Implementation of Delayed Signal Cancellation Method for Phase-Sequence Separation,” *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 22, no. 1, pp. 18–26, January 2007.
- [25] G. Saccomando and J. Svensson, “Transient Operation of Grid Connected Voltage Source Converter Under Unbalanced Voltage Conditions,” *Proceedings of IEEE Industry Applications Society - IAS’01*, pp. 2419–2424, 2001.
- [26] M. Bongiorno, J. Svensson, , and A. Sannino, “Effect of Sampling Frequency and Harmonics on Delay-Based Phase-Sequence Estimation Method,” *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 23, no. 3, pp. 1664–1672, July 2008.
- [27] F. Bradaschia, J. P. Arruda, H. E. P. Souza, G. M. S. Azevedo, F. A. S. Neves, and M. C. Cavalcanti, “A Method for Extracting the Fundamental Frequency Positive-Sequence

- Voltage Vector Based on Simple Mathematical Transformations,” *Proceedings of IEEE Power Electronics Specialists Conference - PESC’08*, pp. 1–7, June 2008.
- [28] H. E. P. de Souza, F. Bradaschia, F. A. S. Neves, M. C. Cavalcanti, G. M. S. Azevedo, and J. P. de Arruda, “A Method for Extracting the Fundamental Frequency Positive-Sequence Voltage Vector Based on Simple Mathematical Transformations,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 56, no. 5, pp. 1539–1547, May 2009.
- [29] R. Cutri and L. Matakas Jr., “A Fast Instantaneous Method for Sequence Extraction,” *Proceedings of Brazilian Power Electronics Conference - COBEP’07*, pp. 1–6, October 2007.
- [30] H. E. P. de Souza, “Métodos de Extração do Vetor Tensão de Sequência Positiva na Frequência Fundamental,” Master’s thesis, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Universidade Federal de Pernambuco, September 2008.
- [31] H. Souza, F. Neves, M. Cavalcanti, E. Bueno, and M. Rizo, “Frequency Adaptive Phase-Sequence Separation Method Based on a Generalized Delayed Signal Cancellation Method,” *Proceedings of IEEE Energy Conversion Congress and Exposition - ECCE 2009*, pp. 568–572, September 2009.
- [32] F. A. S. Neves, M. C. Cavalcanti, H. E. P. de Souza, F. Bradaschia, E. J. Bueno, and M. Rizo, “A Generalized Delayed Signal Cancellation Method for Detecting Fundamental-Frequency Positive-Sequence Three-Phase Signals,” *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 25, no. 3, pp. 1816–1825, July 2010.
- [33] F. Neves, H. Souza, E. Bueno, M. Rizo, F. Bradaschia, and M. Cavalcanti, “A Space-Vector Discrete Fourier Transform for Detecting Harmonic Sequence Components of Three-Phase Signals,” *Proceedings of IEEE Annual Conference of Industrial Electronics Society - IECON’09*, pp. 3631–3636, November 2009.
- [34] F. A. S. Neves, H. E. P. de Souza, F. Bradaschia, M. C. Cavalcanti, M. Rizo, and F. J. Rodriguez, “A Space-Vector Discrete Fourier Transform for Unbalanced and Distorted Three-Phase Signals,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 57, no. 8, pp. 2858–2867, August 2010.

- [35] F. A. S. Neves, H. E. P. de Souza, M. C. Cavalcanti, and E. Bueno, “Low Effort Digital Filters for Fast Sequence Components Separation of Unbalanced and Distorted Three-Phase Signals,” *Proceedings IEEE Internacional Symposium on Industrial Electronics*, pp. 2927–2932, July 2010.
- [36] F. A. S. Neves, H. E. P. de Souza, M. C. Cavalcanti, F. Bradaschia, and E. Bueno, “Digital Filters for Fast Harmonic Sequence Components Separation of Unbalanced and Distorted Three-Phase Signals,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 59, no. 10, pp. 3847–3859, October 2012.
- [37] C. L. Fortescue, “Method of Symmetrical Co-ordinates Applied to the Solution of Polyphase Networks,” *34th Annual Convention of the America Institute of Eletrical Engineers. Atlantic City, N.J.*, June 1918.
- [38] W. D. Stevenson, *Elementos de Análise de Sistemas de Potência*. Editora McGraw-Hill do Brasil, LTDA, 1975.
- [39] ———, *Elements of Power System Analysis*, 4 ed. Editora McGraw-Hill Series in Electrical Engineering, 1995.
- [40] G. C. Paap, “Symmetrical Components in the Time Domain and Their Application to Power Network Calculations,” *IEEE Transactions on Power Systems*, vol. 15, no. 2, pp. 522–528, May 2000.
- [41] P. C. Krause, *Analysis of Electric Machinery*. Mc. Graw-Hill Book Company, 1986.
- [42] R. H. Park, “Two-Reaction Theory of Synchronous Machines: Generalized Method of Analysis - Part I,” *Proceedings of Winter Convention of AIEE*, pp. 716–730, January/February 1929.
- [43] P. Rodríguez, “Aportaciones a Los Acondicionadores Activos de Corriente en Derivación para Redes Trifásicas de Cuatro Hilos,” Ph.D. dissertation, Universidad Politecnica de Catalunya, 2005.
- [44] M. Saitou, N. Matsui, and T. Shimizu, “A Control Strategy of Single-Phase Active

- Filter Using a Novel d-q Transformation,” *Proceedings of IEEE Industry Applications Conference - IAS’03*, vol. 2, pp. 1222–1227, 2003.
- [45] S. M. Silva, B. M. Lopes, B. J. C. Filho, R. P. Campana, and W. C. Bosventura, “Performance Evaluation of PLL Algorithms for Single-Phase Grid-Connected Systems,” *Proceedings of IEEE Industry Applications Conference - IAS’04*, vol. 4, pp. 2259–2263, 2004.
- [46] X. Yuan, W. Merk, H. Stemmler, and J. Allmeling, “Stationary-Frame Generalized Integrators for Current Control of Active Power Filters With Zero Steady-State Error for Current Harmonics of Concern Under Unbalanced and Distorted Operating Conditions,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 38, no. 2, pp. 523–532, March/April 2002.
- [47] R. Teodorescu, F. Blaabjerg, U. Borup, and M. Liserre, “A New Control Structure for Grid-Connected LCL PV Inverters with Zero Steady-State Error and Selective Harmonic Compensation,” *Proceedings of IEEE Applications Power Electronics Conference and Exposition - APEC’04*, vol. 1, pp. 580–586, 2004.
- [48] R. I. Bojoi, G. Griva, V. Bostan, M. Guerriero, F. Farina, and F. Profumo, “Current Control Strategy for Power Conditioners Using Sinusoidal Signal Integrators in Synchronous Reference Frame,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 20, no. 6, pp. 1402–1412, November 2005.
- [49] M. Ciobotaru, R. Teodorescu, and F. Blaabjerg, “A New Single-Phase PLL Structure Based on Second Order Generalized Integrator,” *Proceedings of IEEE Power Electronics Specialists Conference - PESC’06*, pp. 1–6, June 2006.
- [50] F. J. Rodriguez, E. Bueno, M. Aredes, L. G. B. Rolim, F. A. S. Neves, and M. C. Cavalcanti, “Discrete-time Implementation of Second Order Generalized Integrators for Grid Converters,” *Proceedings of IEEE Annual Conference of Industrial Electronics Society - IECON’08*, pp. 176–181, November 2008.
- [51] F. P. Marafão, S. M. Deckmann, J. A. Pomilio, and R. Q. Machado, “Metodologia de

- Projeto e Análise de Algoritmos de Sincronismo PLL,” *Eletrônica de Potência*, vol. 10, no. 1, pp. 7–14, June 2005.
- [52] S. M. Deckmann, F. P. Marafão, and M. S. Pádua, “Single and Three-Phase Digital PLL Structures Based on Instantaneous Power Theory,” *Proceedings of Brazilian Power Electronics Conference - COBEP’03*, pp. 225–230, September 2003.
- [53] L. N. Trefethen and D. Bau, *Numerical Linear Algebra*. SIAM, 1997.
- [54] E. L. Lima, *Álgebra Linear*, 5 ed. Instituto de Matemática Pura e Aplicada - IMPA, 2001.
- [55] E. J. Bueno, F. J. Rodriguez, F. Espinosa, and S. Cobreces, “SPLL Design to Flux Oriented of a VSC Interface for Wind Power Applications,” *Proceedings of IEEE Annual Conference of Industrial Electronics Society - IECON’05*, pp. 1–6, November 2005.
- [56] H. Awad, J. Svensson, and M. J. Bollen, “Tuning Software Phase-Locked Loop for Series-Connected Converters,” *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 20, no. 1, pp. 300–308, January 2005.
- [57] A. V. Oppenheim, R. W. Schaffer, and J. R. Buck, *Discrete-Time Signal Processing*, 2 ed. Prentice Hall, 1999.
- [58] H. A. Darwish and M. Fikri, “Practical Considerations for Recursive DFT Implementation in Numerical Relays,” *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 22, no. 1, pp. 42–49, January 2007.
- [59] L. Cristaldi, A. Ferrero, and S. Salicone, “A Distributed System for Electric Power Quality Measurement,” *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 51, no. 4, pp. 776–781, August 2002.
- [60] M. McGranaghan and G. Beaulieu, “Update on IEC 61000-3-6: harmonic emission limits for customers connected to MV, HV and EHV,” *Proceedings IEEE Transmission and Distribution Conference and Exhibition*, pp. 1158–1161, May 2006.
- [61] M. H. J. Bollen, *Understanding Power Quality Problems: Voltage Sags and Interruptions*. IEEE Press Series on Power Engineering, 2000.

- [62] “Testing and measuring techniques - Voltage dips, short interruptions and voltage variations immunity tests for equipment with input current more than 16 A per phase,” *IEC-Standard-61000-4-34 Electromagnetic compatibility (EMC) Part 4-34*, 2004.
- [63] “Omicron CMC256 - 4 Phase Voltage/6 Phase Current Test Set,” *Catalogue*.
- [64] T. Instruments, “TMS320F281X, TMS320C281X Digital Signal Processors,” *Data Manual, Literature Number: SPRS174S*, 2011.
- [65] P. S. B. Nascimento, H. E. P. de Souza, F. A. S. Neves, and L. R. Limongi, “FPGA Implementation of the Generalized Delayed Signal Cancelation - Phase Locked Loop Method for Detecting Harmonic Sequence Components in Three-Phase Signals,” *Accepted for Publication in IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2013.