

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



**DISSERTAÇÃO DE MESTRADO**

**Métodos de Extração do Vetor Tensão de Seqüência**  
**Positiva na Frequência Fundamental**

Helber Elias Paz de Souza

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

**Métodos de Extração do Vetor Tensão de**  
**Seqüência Positiva na Frequência**  
**Fundamental**

por

**HELBER ELIAS PAZ DE SOUZA**

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

**ORIENTADOR: Marcelo Cabral Cavalcanti, D.Sc.**

**CO-ORIENTADOR: Francisco A. S. Neves, D.Sc.**

Recife, Setembro de 2008.

**S729m Souza, Helber Elias Paz de**

Métodos de extração do vetor tensão de sequência positiva na frequência fundamental / Helber Elias Paz de Souza. - Recife: O Autor, 2008.

xvii, 105 folhas, il : grafs., tabs.

Dissertação (Mestrado) – Universidade Federal de Pernambuco. CTG. Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, 2008.

Inclui bibliografia

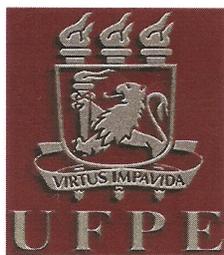
1. Engenharia Elétrica. 2. Conversor de potência 3. Qualidade de energia. 4. VOC. 5. Filtro ativo. I. Título.

**UFPE**

**621.3**

**CDD (22. ed.)**

**BCTG/2009-004**



Universidade Federal de Pernambuco

*Pós-Graduação em Engenharia Elétrica*

PARECER DA COMISSÃO EXAMINADORA DE DEFESA DE  
DISSERTAÇÃO DO MESTRADO ACADÊMICO DE

**HELBER ELIAS PAZ DE SOUZA**

TÍTULO

**“MÉTODOS DE EXTRAÇÃO DO VETOR TENSÃO DE  
SEQUÊNCIA POSITIVA NA FREQUÊNCIA FUNDAMENTAL”**

A comissão examinadora composta pelos professores: MARCELO CABRAL CAVALCANTI, DEESP/UFPE, RONALDO RIBEIRO BARBOSA DE AQUINO, DEESP/UFPE e ZANONI DUEIRE LINS, DEESP/UFPE, sob a presidência do primeiro, consideram o candidato **HELBER ELIAZ PAZ DE SOUZA**  
**APROVADO.**

Recife, 29 de setembro de 2008.

**EDUARDO FONTANA**  
Coordenador do PPGE

**MARCELO CABRAL CAVALCANTI**  
Orientador e Membro Titular Interno

**RONALDO RIBEIRO BARBOSA DE  
AQUINO**  
Membro Titular Interno

**ZANONI DUEIRE LINS**  
Membro Titular Externo

Dedico este trabalho  
aos meus pais queridos.

# AGRADECIMENTOS

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

Sinceros agradecimentos a meu pai Eraldo, a minha mãe Lindinalva, a meu irmão Henrique, a minha cunhada Joana Dark 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 excelentes instituições, as quais encaminharam-me a academia técnica secundária (CEFET-PE) e posteriormente a Escola de Engenharia (UFPE).

Reconheço que foi de grande valia a atenção e carinho dispensados pelo meu primo Perez e meus companheiros Alberto, Elineíze, Gisele, Jeane e Taciana.

Agradecimentos especiais aos Ilustríssimos Prof. Marcelo Cabral Cavalcanti e Prof. Francisco de Assis dos Santos Neves pela orientação, companheirismo e forte incentivo no que concerne as pesquisas.

Obrigado aos membros da banca examinadora, Prof. Zanoni Dueire Lins e Prof. Ronaldo Ribeiro Barbosa de Aquino, 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, e da senhorita Caroline pela cooperação durante os estudos aplicados às disciplinas. Gostaria de agradecer aos queridos camaradas Arineu, Daniel, Felipe, Fernando, Gílson, Josué, Kléber, Nílton e Sílvio, pela harmoniosa convivência, apoio e momentos de lazer.

A todos: Deus vos abençoe! Sem vós não haveria esta Dissertação de Mestrado.

HELBER ELIAS PAZ DE SOUZA

*Universidade Federal de Pernambuco*

*29 de Setembro de 2008*

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

**MÉTODOS DE EXTRAÇÃO DO VETOR TENSÃO DE  
SEQÜÊNCIA POSITIVA NA FREQUÊNCIA  
FUNDAMENTAL**

**Helber Elias Paz de Souza**

Setembro/2008

**Orientador:** Marcelo Cabral Cavalcanti, D.Sc.

**Área de Concentração:** Processamento de Energia

**Palavras-chaves:** Conversor de Potência, Qualidade de Energia, VOC, Filtro Ativo, Experimentos

**Número de páginas:** 105

Controle orientado pela tensão é uma das técnicas mais usadas para operação e controle de qualquer equipamento conectado 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 seqüência positiva na frequência fundamental de uma rede elétrica é essencial para atingir bons desempenhos no controle daqueles sistemas. Então, o presente trabalho apresenta uma abordagem dos principais métodos de detecção existentes mostrando as virtudes e deficiências dos mesmos. Outrossim, um novo método é concebido nesta dissertação e comparado com os demais. A sua funcionalidade é corroborada por meio de simulações e experimentos. Salienta-se que o enfoque é dado às técnicas empregadas em sistemas elétricos trifásicos.

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

**METHODS FOR EXTRACTING THE  
FUNDAMENTAL-FREQUENCY POSITIVE-SEQUENCE  
VOLTAGE VECTOR**

**Helber Elias Paz de Souza**

September/2008

**Supervisor:** Marcelo Cabral Cavalcanti, D.Sc.

**Area of Concentration:** Energy Processing

**Keywords:** Power Converter, Power Quality, VOC, Active Filter, Experiments

**Number of pages:** 105

Voltage oriented control is one of the most used techniques for the operation and control of any equipment connected to the grid through a DC-AC electronic converter, such as distributed power generation systems, uninterruptible power supplies or 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 shows an approach of the main methods of detection showing their advantages and disadvantages. A new method is developed and compared with others in this dissertation. The proposed algorithm is verified through simulations and experiments. The work is applied for the techniques used in three-phase systems.

# CONTEÚDO

<b>LISTA DE FIGURAS</b>	<b>x</b>
<b>LISTA DE TABELAS</b>	<b>xiv</b>
<b>LISTA DE NOMENCLATURAS E SÍMBOLOS</b>	<b>xv</b>
<b>1 INTRODUÇÃO</b>	<b>1</b>
<b>1.1 Necessidade da Sincronização</b> . . . . .	1
<b>1.2 Métodos de Sincronização Existentes</b> . . . . .	3
<b>1.3 Método de Sincronização Proposto</b> . . . . .	5
<b>1.4 Estrutura da Dissertação</b> . . . . .	6
<b>2 PLL'S SEM ARMAZENAMENTO DOS VALORES DE TENSÃO</b>	<b>7</b>
<b>2.1 Base Teórica</b> . . . . .	7
<b>2.2 SRF-PLL</b> . . . . .	11
2.2.1 Comportamento do SRF-PLL . . . . .	14
<b>2.3 DSRF-PLL</b> . . . . .	17
2.3.1 Desacoplamento de sinais no DSRF-PLL . . . . .	19
2.3.2 Estrutura e Comportamento do DSRF-PLL . . . . .	24
<b>2.4 DSOGI-PLL</b> . . . . .	28
2.4.1 Calculador de Seqüência Positiva no Sistema de Referência Estacionário ( $\alpha\beta$ ) . . . . .	29
2.4.2 Integrador Generalizado de Segunda Ordem para Geração de Sinais em Quadratura . . . . .	31
2.4.3 Estrutura Geral do DSOGI-PLL . . . . .	33
2.4.4 Comportamento do DSOGI-PLL . . . . .	35

<b>3</b>	<b>PLL'S COM ARMAZENAMENTO DOS VALORES DE TENSÃO</b>	<b>40</b>
<b>3.1</b>	<b>EDSC-PLL</b>	<b>40</b>
3.1.1	Transformações Matemáticas para Extração de Harmônicos Ímpares	41
3.1.2	Transformações Matemáticas no Sistema de Referência $dq$ Arbitrário	45
3.1.3	Implementação do EDSC-PLL	50
3.1.4	Comportamento do EDSC-PLL	54
<b>3.2</b>	<b>GDSC-PLL</b>	<b>58</b>
3.2.1	Fundamentação Teórica do GDSC	59
3.2.2	Implementação do GDSC-PLL	60
3.2.3	Comportamento do GDSC-PLL	66
<b>3.3</b>	<b>Resultados Experimentais</b>	<b>71</b>
3.3.1	Experimentos do EDSC-PLL	73
3.3.2	Experimentos do GDSC-PLL	75
<b>4</b>	<b>DESEMPENHOS DOS MÉTODOS DE SINCRONIZAÇÃO</b>	<b>79</b>
<b>4.1</b>	<b>Primeiro Teste</b>	<b>80</b>
<b>4.2</b>	<b>Segundo Teste</b>	<b>85</b>
<b>4.3</b>	<b>Terceiro Teste</b>	<b>90</b>
<b>4.4</b>	<b>Comparações</b>	<b>95</b>
<b>5</b>	<b>CONCLUSÕES E TRABALHOS FUTUROS</b>	<b>98</b>
	<b>Referências Bibliográficas</b>	<b>100</b>

# LISTA DE FIGURAS

1.1	Topologias para sistemas conectados à rede: (a) sistema fotovoltaico e (b) condicionador unificado de qualidade de energia. . . . .	2
2.1	Vetor tensão em um sistema de coordenadas $\alpha\beta$ e $dq$ . . . . .	10
2.2	Diagrama em blocos do SRF-PLL. . . . .	11
2.3	Diagrama de controle linearizado do SRF-PLL. . . . .	12
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. . . . .	13
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.). . . . .	15
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.). . . . .	16
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.). . . . .	17
2.8	Rede que desacopla o sistema $dq^x$ dos efeitos do vetor $\vec{V}^y$ . . . . .	21
2.9	Sistema de desacoplamento entre os sinais dos eixos $dq^n$ e $dq^m$ . . . . .	22
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, $\omega = 2\pi 50 = 314,66$ rad/s e diferentes valores de $k$ . . . . .	24
2.11	Diagrama em blocos do DSRF-PLL. . . . .	25
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.). . . . .	26
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.). . . . .	27
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.). . . . .	28
2.15	Diagrama em blocos do SOGI-QSG. . . . .	32

2.16	(a) Diagrama de <i>Bode</i> de $D(s)$ ; (b) Diagrama de <i>Bode</i> de $Q(s)$ . . . . .	33
2.17	Diagrama em blocos do DSOGI-PLL. . . . .	34
2.18	Resposta em frequência do PSC baseado no DSOGI-QSG. . . . .	35
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.). . . . .	37
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.). . . . .	38
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.). . . . .	39
3.1	Resposta em frequência das transformações $A_{dq}$ e $B_{dq}$ em cascata. . . . .	50
3.2	Resposta em frequência das transformações $C_{dq}$ e $D_{dq}$ em cascata. . . . .	50
3.3	Diagrama em blocos do EDSC-PLL. . . . .	51
3.4	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.). . . . .	55
3.5	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.). . . . .	56
3.6	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.). . . . .	57
3.7	Desempenho do EDSC-PLL sujeito a sinais desbalanceados e fortemente distorcidos ( $v^{+1} = 2, 5v^{-1} = 1\angle 0^\circ$ p.u. e $v^{+h} = v^{-h} = \frac{0,6v^{+1}}{h}$ , $h = 2, 3, \dots, 25$ ). . . . .	58
3.8	Diagrama em blocos do GDSC-PLL. . . . .	63
3.9	Resposta em frequência das transformações $A, B, C$ e $D$ em cascata. . . . .	66
3.10	Resposta em frequência das transformações $A, B, C, D$ e $E$ em cascata. . . . .	66
3.11	Resposta do 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.). . . . .	68
3.12	Resposta do 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.). . . . .	69
3.13	Resposta do GDSC-PLL sujeito a desequilíbrios ( $v^{+1} = 1\angle 0^\circ$ p.u. e $v^{-1} = 0, 3\angle 0^\circ$ p.u.). . . . .	70
3.14	Desempenho do GDSC-PLL sujeito a sinais desbalanceados e fortemente distorcidos ( $v^{+1} = 2, 5v^{-1} = 1\angle 0^\circ$ p.u. e $v^{+h} = v^{-h} = \frac{0,6v^{+1}}{h}$ , $h = 2, 3, \dots, 25$ ). . . . .	71

3.15	Diagrama em blocos da montagem. . . . .	72
3.16	Resultado experimental do EDSC-PLL para sinais desequilibrados ( $v^{+1} = 0,747\angle -14^\circ$ p.u. e $v^{-1} = 0,163\angle -171,37^\circ$ p.u.). . . . .	73
3.17	Resultado experimental do EDSC-PLL para sinais desequilibrados e com harmônicos ( $v^{+1} = 0,747\angle -14^\circ$ p.u., $v^{-1} = 0,163\angle -171,37^\circ$ p.u., $v^{-5} = 0,07\angle -60^\circ$ p.u. e $v^{+7} = 0,05\angle 30^\circ$ p.u.). . . . .	74
3.18	Resultado experimental do EDSC-PLL sujeito a sinais desbalanceados e fortemente distorcidos ( $v^{+1} = 2,5v^{-1} = 1\angle 0^\circ$ p.u. e $v^{+h} = v^{-h} = \frac{0,6v^{+1}}{h}$ , $h = 2,3,\dots,25$ ). . . . .	75
3.19	Resultado experimental do GDSC-PLL para sinais desequilibrados ( $v^{+1} = 0,747\angle -14^\circ$ p.u. e $v^{-1} = 0,163\angle -171,37^\circ$ p.u.). . . . .	76
3.20	Resultado experimental do GDSC-PLL para sinais desequilibrados e com harmônicos ( $v^{+1} = 0,747\angle -14^\circ$ p.u., $v^{-1} = 0,163\angle -171,37^\circ$ p.u., $v^{-5} = 0,07\angle -60^\circ$ p.u. e $v^{+7} = 0,05\angle 30^\circ$ p.u.). . . . .	77
3.21	Resultado experimental do GDSC-PLL sujeito a sinais desbalanceados e fortemente distorcidos ( $v^{+1} = 2,5v^{-1} = 1\angle 0^\circ$ p.u. e $v^{+h} = v^{-h} = \frac{0,6v^{+1}}{h}$ , $h = 2,3,\dots,25$ ). . . . .	78
4.1	Desempenho do SRF-PLL para sinais desequilibrados ( $v^{+1} = 0,747\angle -14^\circ$ p.u. e $v^{-1} = 0,163\angle -171,37^\circ$ p.u.). . . . .	81
4.2	Desempenho do DSRF-PLL para sinais desequilibrados ( $v^{+1} = 0,747\angle -14^\circ$ p.u. e $v^{-1} = 0,163\angle -171,37^\circ$ p.u.). . . . .	82
4.3	Desempenho do DSOGI-PLL para sinais desequilibrados ( $v^{+1} = 0,747\angle -14^\circ$ p.u. e $v^{-1} = 0,163\angle -171,37^\circ$ p.u.). . . . .	83
4.4	Desempenho do EDSC-PLL para sinais desequilibrados ( $v^{+1} = 0,747\angle -14^\circ$ p.u. e $v^{-1} = 0,163\angle -171,37^\circ$ p.u.). . . . .	84
4.5	Desempenho do GDSC-PLL para sinais desequilibrados ( $v^{+1} = 0,747\angle -14^\circ$ p.u. e $v^{-1} = 0,163\angle -171,37^\circ$ p.u.). . . . .	85
4.6	Desempenho do SRF-PLL para sinais desequilibrados e com harmônicos ( $v^{+1} = 0,747\angle -14^\circ$ p.u., $v^{-1} = 0,163\angle -171,37^\circ$ p.u., $v^{-5} = 0,07\angle -60^\circ$ p.u. e $v^{+7} = 0,05\angle 30^\circ$ p.u.). . . . .	86
4.7	Desempenho do DSRF-PLL para sinais desequilibrados e com harmônicos ( $v^{+1} = 0,747\angle -14^\circ$ p.u., $v^{-1} = 0,163\angle -171,37^\circ$ p.u., $v^{-5} = 0,07\angle -60^\circ$ p.u. e $v^{+7} = 0,05\angle 30^\circ$ p.u.). . . . .	87

4.8	Desempenho do DSOGI-PLL para sinais desequilibrados e com harmônicos ( $v^{+1} = 0,747\angle -14^\circ$ p.u., $v^{-1} = 0,163\angle -171,37^\circ$ p.u., $v^{-5} = 0,07\angle -60^\circ$ p.u. e $v^{+7} = 0,05\angle 30^\circ$ p.u.). . . . .	88
4.9	Desempenho do EDSC-PLL para sinais desequilibrados e com harmônicos ( $v^{+1} = 0,747\angle -14^\circ$ p.u., $v^{-1} = 0,163\angle -171,37^\circ$ p.u., $v^{-5} = 0,07\angle -60^\circ$ p.u. e $v^{+7} = 0,05\angle 30^\circ$ p.u.). . . . .	89
4.10	Desempenho do GDSC-PLL para sinais desequilibrados e com harmônicos ( $v^{+1} = 0,747\angle -14^\circ$ p.u., $v^{-1} = 0,163\angle -171,37^\circ$ p.u., $v^{-5} = 0,07\angle -60^\circ$ p.u. e $v^{+7} = 0,05\angle 30^\circ$ p.u.). . . . .	90
4.11	Desempenho do SRF-PLL ante variação na frequência de $-2\%$ . . . . .	91
4.12	Desempenho do DSRF-PLL ante variação na frequência de $-2\%$ . . . . .	92
4.13	Desempenho do DSOGI-PLL ante variação na frequência de $-2\%$ . . . . .	93
4.14	Desempenho do EDSC-PLL ante variação na frequência de $-2\%$ . . . . .	94
4.15	Desempenho do GDSC-PLL ante variação na frequência de $-2\%$ . . . . .	95

# LISTA DE TABELAS

2.1	Propagação de harmônicos no PSC ( $v_{\alpha}^{+}$ quando $v_{\alpha}^n = 1\angle 0^{\circ}$ ) . . . . .	31
3.1	Ganhos das operações matemáticas para harmônicos ímpares . . . . .	45
3.2	Ganhos das transformações matemáticas para os harmônicos de seqüência positiva e negativa . . . . .	62
4.1	Comparações dos métodos de sincronização . . . . .	97

# LISTA DE NOMENCLATURAS E SÍMBOLOS

- $[\tilde{V}^+, \tilde{V}^-, \tilde{V}^0]$  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 seqüência positiva
- $[\tilde{V}_a^-, \tilde{V}_b^-, \tilde{V}_c^-]$  Fasores de uma tensão trifásica de seqüência 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
- $\alpha$  Operador unitário de deslocamento angular de  $120^\circ$
- $\omega$  Freqüência da rede elétrica ou velocidade angular de um vetor
- $\omega'$  Estimativa da velocidade angular de um vetor ou freqüência de ressonância no SOGI-QSG
- $\omega_c$  Largura de banda de uma malha de controle
- $\omega_f$  Freqüência de corte do filtro passa-baixa
- $\omega_{ff}$  Compensação *feed forward* da velocidade angular estimada
- $\phi$  Posição angular inicial
- $\Psi(s)$  Transformada de *Laplace* de  $\omega t$
- $\theta$  Posição angular de um vetor

$\theta'$	Estimação da posição angular de um vetor
$\Theta'(s)$	Transformada de <i>Laplace</i> da posição angular estimada
$\theta_1$	Valor constante de ângulo
$\varepsilon$	Erro na estimação da posição angular
$\vec{a}$	Ganho complexo
$\xi$	Fator de amortecimento de uma malha de controle
$D(s)$	Função de transferência direta do SOGI-QSG
$dq$	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
$K_p, K_i$	Constantes proporcional e integral de um controlador PI
$N$	Número de amostras por período da frequência fundamental
$qv'(s)$	Saída em quadratura do SOGI-QSG no domínio de <i>Laplace</i>
$q$	Operador unitário de deslocamento angular de $-90^\circ$
$Q(s)$	Função de transferência em quadratura do SOGI-QSG
$T_s$	Período de amostragem dos sinais na entrada
$v'(s)$	Saída direta (em fase) do SOGI-QSG no domínio de <i>Laplace</i>
$v'_d, v'_q$	Tensões estimadas direta e em quadratura
$v'_{abc}$	Tensão trifásica na saída do sistema
$V'_{rms}$	Valor <i>rms</i> das tensões $v'_a, v'_b$ ou $v'_c$
$v_q^n$	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/D	Analógico para digital

CA Corrente alternada

CC Corrente contínua

D/A Digital para analógico

DSC Cancelamento por Sinal Atrasado (*Delayed Signal Cancellation*)

DSOGI-PLL Dois Integradores Generalizados de Segunda Ordem PLL (*Dual Second Order Generalized Integrator PLL*)

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*)

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

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

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

ISC Componentes Simétricas Instantâneas (*Instantaneous Symmetrical Components*)

KF Filtro de Kalman (*Kalman Filter*)

PI Proporcional-Integral

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

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

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

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

THD Distorção Harmônica Total (*Total Harmonic Distortion*)



# 1 | INTRODUÇÃO

Este capítulo provê uma breve introdução da necessidade e problemas concernentes à detecção do vetor tensão de seqüência positiva na frequência fundamental (*Fundamental-Frequency Positive Sequence* - FFPS). De modo sucinto, é realizada uma abordagem dos principais métodos de detecção existentes mostrando as virtudes e deficiências dos mesmos. Outrossim, comentários são feitos sobre os métodos propostos e a estrutura da dissertação. Salienta-se que o enfoque nesta dissertação é dado às técnicas empregadas em sistemas elétricos trifásicos.

## 1.1 Necessidade da Sincronização

Controle orientado pela tensão (*Voltage Oriented Control* - VOC) é uma das técnicas mais usadas para operação e controle de qualquer equipamento conectado 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 FFPS de uma rede elétrica é essencial para atingir bons desempenhos 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).

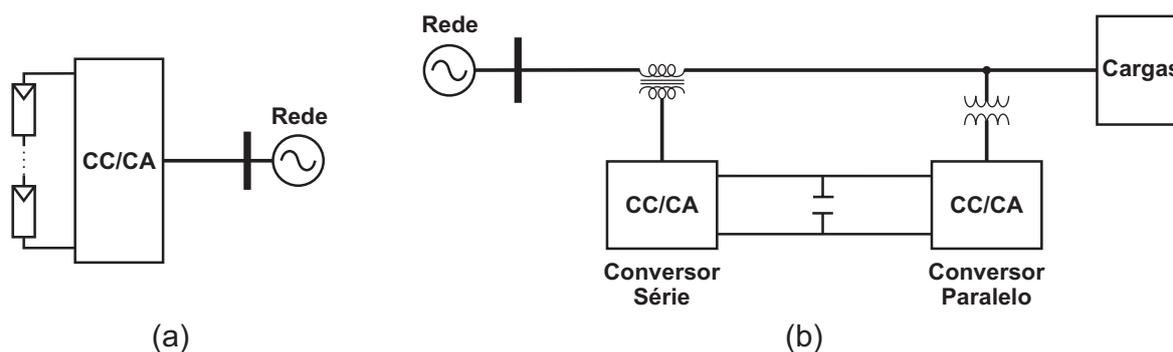


Figura 1.1: Topologias para sistemas conectados à rede: (a) sistema fotovoltaico e (b) condicionador unificado de qualidade de energia.

Na primeira topologia, o conversor utilizado para integrar o sistema de geração fotovoltaica à rede elétrica precisa de um controle 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. É possível ter também a capacidade de 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 FFPS da rede elétrica.

## 1.2 Métodos de Sincronização Existentes

Quando os sinais caracterizam-se por descrever um conjunto trifásico de senóides 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 salutar [1] - [6]. Logo, este método e suas derivações não serão úteis na maioria das aplicações.

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 [7] [8]. Adaptações desses PLL's foram realizadas para atender a necessidade de aplicação em sistemas trifásicos. Entretanto, o PLL em um sistema de referência síncrono (*Synchronous Reference Frame* PLL - SRF-PLL) naturalmente é empregado em sistemas trifásicos [9] - [12]. Se o SRF-PLL está operando em condições balanceadas da rede, bons resultados podem ser alcançados. O SRF-PLL pode ainda operar satisfatoriamente se harmônicos de alta ordem 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, o segundo harmônico presente na tensão faz a redução da largura de banda uma solução ineficiente, dado que a dinâmica torna-se inaceitavelmente lenta [10].

Uma maneira de superar o inconveniente causado pelo desbalanço é agregar ao SRF-PLL a teoria de componentes simétricas instantâneas (*Instantaneous Symmetrical Components* - ISC) [13] [14]. Nessas referências utilizam-se filtros passa-tudo com deslocamento de 90° em relação a 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 seqüência 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 seqüência positiva e negativa [15].

Uma técnica alternativa proposta em [16] 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  $90^\circ$  detectadas pelos EPLL's são aplicadas à ISC para obter as tensões de seqüência positiva do sistema trifásico. Finalmente, um quarto EPLL é aplicado à saída do método ISC para estimar o ângulo de fase da tensão de seqüência positiva.

O PLL fundamentado em dois integradores generalizados de segunda ordem (*Dual Second Order Generalized Integrator PLL* - DSOGI-PLL) [17] 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  $90^\circ$  atrás são obtidas pelo uso do DSOGI-QSG, onde, QSG é o gerador de sinais em quadratura (*Quadrature Signals Generation* - QSG). Esses sinais são usados como entrada para um calculador de seqüência positiva (*Positive Sequence Calculator* - PSC). Então, um SRF-PLL é usado para obter o ângulo e a frequência do vetor tensão de seqüência positiva da fundamental. Essa frequência é usada para realimentar o DSOGI-QSG a fim de tornar o detector adaptativo em frequência.

Um algoritmo bastante empregado quando se deseja uma filtragem rápida e eficiente de sinais é o filtro de Kalman (*Kalman Filter* - KF), proposto em 1960, por *R. E. Kalman* [18]. 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 KF. 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 [19]. Entretanto, uma dificuldade inerente aos KF's 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 [20]. Destaca-se que dependendo da plataforma em que o KF será implementado, o fato de se usar uma modelagem via variáveis de estado pode não ser atraente, devido ao esforço computacional requerido [21].

No método de cancelamento por sinal atrasado (*Delayed Signal Cancellation* - DSC) [22] [23] as componentes de seqüência positiva e negativa das tensões da rede podem ser encontradas utilizando-se o vetor tensão no referencial estacionário  $\alpha\beta$  e esse vetor atrasado um quarto de ciclo. Esse vetor atrasado é obtido através de armazenamentos. O método é adequado em aplicações cujas tensões podem ser desbalanceadas mas não distorcidas, pois, os cálculos envolvidos nesta técnica são sensíveis a harmônicos.

Uma versão estendida do DSC (*Extended Delayed Signal Cancellation PLL* - EDSC-PLL) foi desenvolvida em [24] [25] a qual além de cancelar o efeito do desbalanço elimina harmônicos indesejados sejam esses de seqüência positiva ou negativa. Todavia, para implementar a EDSC-PLL é imprescindível aumentar o número de armazenamentos dos valores passados das grandezas medidas. Essa técnica é baseada no método de extração de seqüência em sinais trifásicos o qual faz uso da teoria de componentes simétricas [26]. 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.

Não obstante o EDSC-PLL constar dentre os existentes, pois o mesmo já foi apresentado em [27], o autor desta dissertação também teve participação na formação desse método de detecção.

### 1.3 Método de Sincronização Proposto

Nesta dissertação é apresentada uma nova técnica para obtenção do ângulo de fase e magnitude do vetor tensão de FFPS. A mesma é sustentada por transformações que em-

pregam apenas simples cálculos aritméticos, as quais eliminam harmônicos indesejados sejam esses de seqüência positiva ou negativa. Ademais, para a técnica ser implementada se faz necessário o uso de armazenamentos dos valores passados das grandezas medidas.

A técnica é fundamentada na generalização do método de cancelamento por sinal atrasado (*Generalized Delayed Signal Cancellation PLL - GDSC-PLL*). A GDSC-PLL é uma contribuição desta pesquisa [28]. Os sinais adquiridos  $[v_a, v_b, v_c]$  são transformados para  $[v_\alpha, v_\beta]$ . Então, os sinais em  $\alpha\beta$  passam por operações em cascata que cancelam os harmônicos inconvenientes. Sucintamente, observa-se que essas operações são filtros cuja resposta ao impulso é finita (*Finite Impulse Response - FIR*). 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 posição angular do vetor tensão desejado.

## 1.4 Estrutura da Dissertação

A dissertação é organizada como segue:

O capítulo 2 analisa os principais métodos de sincronização existentes na literatura que não fazem uso de armazenamentos, tais como, o SRF-PLL, o DSRF-PLL e aquele apoiado em integradores generalizados de segunda ordem (DSOGI-PLL).

No capítulo 3 introduz-se a técnica que se fundamenta em transformações matemáticas as quais necessitam de armazenamentos. Ademais, neste capítulo evidenciam-se os comportamentos das matrizes de extração de seqüência positiva e negativa para harmônicos, outrora aplicadas apenas a frequência fundamental. Por conseguinte, a técnica de sincronização EDSC-PLL pôde ser elucidada. Também, demonstra-se matematicamente a teoria GDSC. À luz dessa dedução o método proposto foi implementado (GDSC-PLL). Resultados experimentais do EDSC-PLL e do método proposto são mostrados nesse capítulo.

Várias comparações dos desempenhos dos métodos de sincronização supracitados nesta seção, os quais foram implementados em MATLAB<sup>®</sup>, são realizadas no capítulo 4.

Por fim, as conclusões e sugestões para trabalhos futuros são apresentadas no capítulo 5.

# 2

## PLL'S SEM ARMAZENAMENTO DOS VALORES DE TENSÃO

Neste capítulo são analisados os principais métodos de detecção do vetor tensão de FFPS cuja metodologia não é fundamentada em transformações matemáticas que façam uso de armazenamentos de valores passados dos sinais. Para tanto, realiza-se primeiramente uma análise das características das tensões da rede elétrica, trata-se de componentes simétricas, bem como, estudos sobre transformações de coordenadas em sistemas elétricos trifásicos.

No tocante às técnicas de sincronização, inicia-se pelo mais largamente usado método que é baseado no PLL em um sistema de referência síncrono (SRF-PLL). Há de convir que o estudo desta técnica é proveitoso para incorporá-la a outras técnicas. 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. Explicam-se os princípios de operação, assim como, suas vantagens e desvantagens. Os desempenhos dos métodos em termos de afundamentos, desbalanço e distorções na rede elétrica são discutidos.

### 2.1 Base Teórica

Um conjunto trifásico de tensões da rede elétrica pode estar fortemente distorcido e desequilibrado. Então, é conveniente interpretar este conjunto de tensões como um somatório de harmônicos os quais podem apresentar-se desequilibrados [29]. Portanto, de modo geral

representa-se matematicamente as tensões como:

$$\vec{V}_{abc} = \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = \sum_{h=1}^{\infty} \left( \vec{V}_{abc}^{(+h)} + \vec{V}_{abc}^{(-h)} + \vec{V}_{abc}^{(0h)} \right), \quad (2.1)$$

onde,

$$\vec{V}_{abc}^{(+h)} = \vec{V}^{(+h)} \begin{bmatrix} \cos(h\omega t + \varphi^{(+h)}) \\ \cos(h\omega t + \varphi^{(+h)} - 120^\circ) \\ \cos(h\omega t + \varphi^{(+h)} + 120^\circ) \end{bmatrix}, \quad (2.2)$$

$$\vec{V}_{abc}^{(-h)} = \vec{V}^{(-h)} \begin{bmatrix} \cos(h\omega t + \varphi^{(-h)}) \\ \cos(h\omega t + \varphi^{(-h)} + 120^\circ) \\ \cos(h\omega t + \varphi^{(-h)} - 120^\circ) \end{bmatrix}, \quad (2.3)$$

$$\vec{V}_{abc}^{(0h)} = \vec{V}^{(0h)} \begin{bmatrix} \cos(h\omega t + \varphi^{(0h)}) \\ \cos(h\omega t + \varphi^{(0h)}) \\ \cos(h\omega t + \varphi^{(0h)}) \end{bmatrix}. \quad (2.4)$$

Nas expressões (2.2), (2.3) e (2.4), os sobrescritos  $+h$ ,  $-h$  e  $0h$  denotam as componentes de seqüência positiva, negativa e homopolar do  $h$ -ésimo harmônico, respectivamente. Por convenção, o  $h$ -ésimo harmônico se tem representado em termos de cossenos.

É fácil encontrar na literatura que é possível obter os fasores das componentes simétricas ( $\tilde{V}^+$ ,  $\tilde{V}^-$  e  $\tilde{V}^0$ ) de um conjunto trifásico de tensão ( $\tilde{V}_a$ ,  $\tilde{V}_b$  e  $\tilde{V}_c$ ) [30] - [32].

$$\begin{bmatrix} \tilde{V}^+ \\ \tilde{V}^- \\ \tilde{V}^0 \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \underbrace{\begin{bmatrix} 1 & \alpha & \alpha^2 \\ 1 & \alpha^2 & \alpha \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix}}_{[T_{+-0}]} \begin{bmatrix} \tilde{V}_a \\ \tilde{V}_b \\ \tilde{V}_c \end{bmatrix} = [T_{+-0}] \begin{bmatrix} \tilde{V}_a \\ \tilde{V}_b \\ \tilde{V}_c \end{bmatrix}; \quad \alpha = e^{j120^\circ} \quad (2.5)$$

Se a componente de seqüência positiva ou negativa é desejada, deve-se aplicar as transfor-

mações:

$$\begin{bmatrix} \tilde{V}^+ \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 & \alpha & \alpha^2 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{V}_a \\ \tilde{V}_b \\ \tilde{V}_c \end{bmatrix}, \quad (2.6)$$

$$\begin{bmatrix} 0 \\ \tilde{V}^- \\ 0 \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 1 & \alpha^2 & \alpha \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{V}_a \\ \tilde{V}_b \\ \tilde{V}_c \end{bmatrix}. \quad (2.7)$$

Para obter-se apenas os sinais de sequência positiva ou negativa em  $abc$ , tem-se que multiplicar (2.6) e (2.7) por  $[T_{+-0}]^{-1}$ . Nessa situação, na devida ordem encontra-se:

$$\begin{bmatrix} \tilde{V}_a^+ \\ \tilde{V}_b^+ \\ \tilde{V}_c^+ \end{bmatrix} = [T_{+-0}]^{-1} \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 & \alpha & \alpha^2 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{V}_a \\ \tilde{V}_b \\ \tilde{V}_c \end{bmatrix} \Rightarrow \begin{bmatrix} \tilde{V}_a^+ \\ \tilde{V}_b^+ \\ \tilde{V}_c^+ \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \underbrace{\begin{bmatrix} 1 & \alpha & \alpha^2 \\ \alpha^2 & 1 & \alpha \\ \alpha & \alpha^2 & 1 \end{bmatrix}}_{[T_+]} \begin{bmatrix} \tilde{V}_a \\ \tilde{V}_b \\ \tilde{V}_c \end{bmatrix}, \quad (2.8)$$

$$\begin{bmatrix} \tilde{V}_a^- \\ \tilde{V}_b^- \\ \tilde{V}_c^- \end{bmatrix} = [T_{+-0}]^{-1} \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 1 & \alpha^2 & \alpha \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{V}_a \\ \tilde{V}_b \\ \tilde{V}_c \end{bmatrix} \Rightarrow \begin{bmatrix} \tilde{V}_a^- \\ \tilde{V}_b^- \\ \tilde{V}_c^- \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \underbrace{\begin{bmatrix} 1 & \alpha^2 & \alpha \\ \alpha & 1 & \alpha^2 \\ \alpha^2 & \alpha & 1 \end{bmatrix}}_{[T_-]} \begin{bmatrix} \tilde{V}_a \\ \tilde{V}_b \\ \tilde{V}_c \end{bmatrix}. \quad (2.9)$$

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  $\alpha = e^{j120^\circ}$  é um deslocamento no tempo equivalente a  $120^\circ$  [33].

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* [34] dada pela matriz  $[T_{\alpha\beta 0}]$ .

$$\begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \\ v_0 \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \underbrace{\begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix}}_{[T_{\alpha\beta 0}]} \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = [T_{\alpha\beta 0}] \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} \quad (2.10)$$

*Park* estendeu a transformação de *Clarke* 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  $\omega$  com posição angular  $\theta = \omega t$  mais um escalar  $v_0$  [35]. 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.

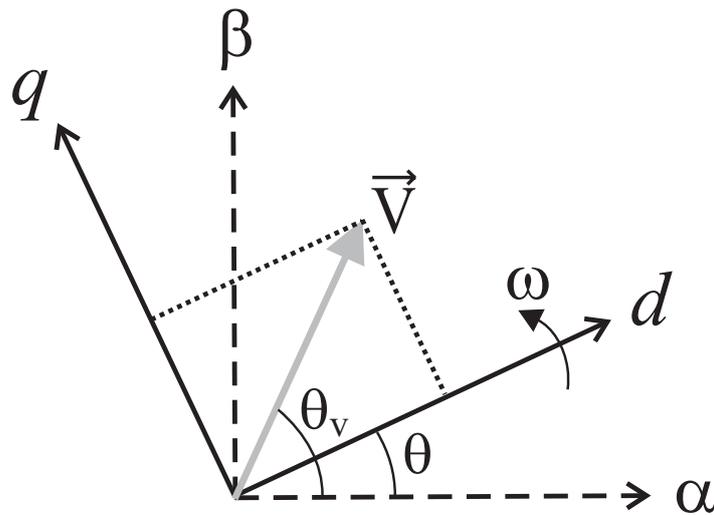


Figura 2.1: Vetor tensão em um sistema de coordenadas  $\alpha\beta$  e  $dq$ .

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

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \\ v_0 \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} \cos(\theta) & \text{sen}(\theta) & 0 \\ -\text{sen}(\theta) & \cos(\theta) & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}}_{[T_{dq0}]} \begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \\ v_0 \end{bmatrix} = [T_{dq0}] \begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \\ v_0 \end{bmatrix}, \quad (2.11)$$

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \\ v_0 \end{bmatrix} = \underbrace{[T_{dq0}][T_{\alpha\beta 0}]}_{[T_\theta]} \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix}, \quad (2.12)$$

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \\ v_0 \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \underbrace{\begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - 120^\circ) & \cos(\theta + 120^\circ) \\ -\text{sen}(\theta) & -\text{sen}(\theta - 120^\circ) & -\text{sen}(\theta + 120^\circ) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix}}_{[T_\theta]} \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = [T_\theta] \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix}. \quad (2.13)$$

## 2.2 SRF-PLL

As tensões medidas da rede  $[v_a, v_b, v_c]^T$  são transformadas para o vetor em referencial síncrono com a FFPS  $[v_d, v_q]^T$ . A componente  $v_0$  é ignorada, já que contém apenas a informação da componente de seqüência zero. A componente em quadratura  $v_q$  passa por um controlador proporcional-integral (PI) cujo objetivo é 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 ( $\theta'$ ) na saída do SRF-PLL coincide com o ângulo de fase do vetor tensão. A velocidade angular estimada  $\omega'$  é a saída do PI adicionada de uma compensação *feed forward* ( $\omega_{ff}$ ) 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.

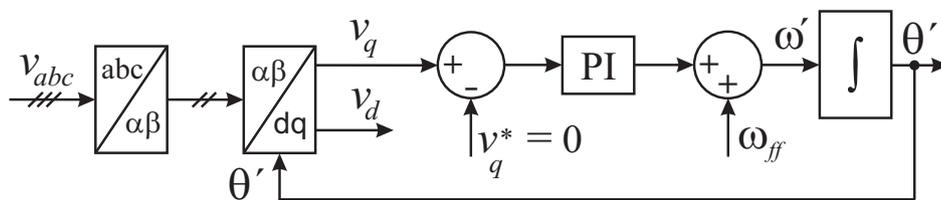


Figura 2.2: Diagrama em blocos do SRF-PLL.

Assumindo que  $[v_a, v_b, v_c]^T = [V \cos(\omega t), V \cos(\omega t - 120^\circ), V \cos(\omega t + 120^\circ)]$ , e passando para o referencial  $dq$  (síncrono com a FFPS) usando a posição angular estimada ( $\theta'$ ),

tem-se  $[v_d, v_q]^T = [V \cos(\omega t - \theta'), V \text{sen}(\omega t - \theta')]$ . O controlador PI fará  $v_q$  ir para zero o que significa  $\theta'$  acompanhar  $\omega t$  ( $\theta' \approx \omega t$ ).

Para obter-se 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:

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

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

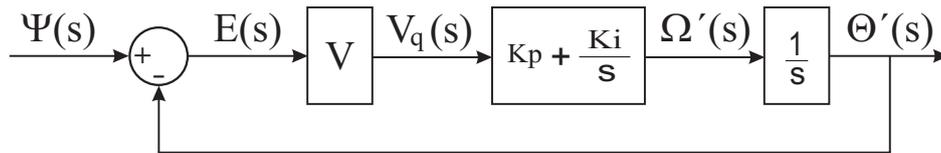


Figura 2.3: Diagrama de controle linearizado do SRF-PLL.

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

$$\frac{\Theta'(s)}{\Psi(s)} = \frac{2\xi\omega_c s + \omega_c^2}{s^2 + 2\xi\omega_c s + \omega_c^2}, \quad (2.14)$$

onde,

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

$\omega_c$  é a largura de banda e  $\xi$  é o fator de amortecimento do sistema.

O diagrama de *Bode* de (2.14) está mostrado na Figura 2.4. Nesta plotagem adotou-se um fator de amortecimento de  $1/\sqrt{2}$  e uma largura de banda de 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

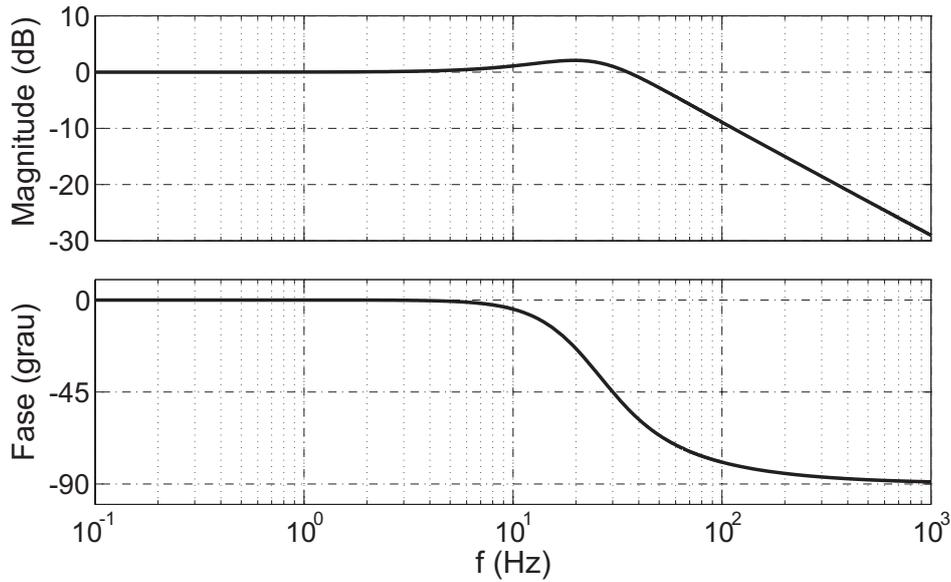


Figura 2.4: Diagrama de *Bode* do controle linearizado do SRF-PLL com  $\xi = 1/\sqrt{2}$  e  $\omega_c = 157,08$  rad/s.

mais uma componente harmônica a qual pode ser de seqüência positiva ou negativa. Então, a tensão da rede no referencial estacionário  $\alpha\beta$  é expressa como:

$$\vec{V}_{\alpha\beta} = \begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} = V^{+1} \begin{bmatrix} \cos(\omega t + \phi^{+1}) \\ \text{sen}(\omega t + \phi^{+1}) \end{bmatrix} + V^n \begin{bmatrix} \cos(n\omega t + \phi^n) \\ \text{sen}(n\omega t + \phi^n) \end{bmatrix}, \quad (2.15)$$

onde,  $n \in \mathbb{Z}/n \neq +1$ . 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 ( $\theta'$ ), tem-se:

$$\vec{V}_{dq} = \begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} = V^{+1} \begin{bmatrix} \cos(\omega t - \theta') \\ \text{sen}(\omega t - \theta') \end{bmatrix} + V^n \begin{bmatrix} \cos(n\omega t - \theta') \\ \text{sen}(n\omega t - \theta') \end{bmatrix}. \quad (2.16)$$

Supondo que o PI levou o sistema à sincronização, isto é,  $\theta' \approx \omega t$ , (2.16) torna-se:

$$\vec{V}_{dq} = \begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} = V^{+1} \begin{bmatrix} 1 \\ \omega t - \theta' \end{bmatrix} + V^n \begin{bmatrix} \cos[(n-1)\omega t] \\ \text{sen}[(n-1)\omega t] \end{bmatrix}. \quad (2.17)$$

Como pode ser visto em (2.17) a largura de banda que há de ser adotada na malha de controle ( $\omega_c$ ) deve considerar 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 ( $\theta'$ ). Igualmente, se um harmônico de quinta ordem de seqüência positiva  $n = +5$  surge nas tensões da rede, então, uma componente cuja freqüência é quatro vezes a freqüência fundamental aparece em  $v_q$  e por conseguinte em  $\theta'$ . Logo, para amenizar os danos causados por desbalanço ou harmônicos a largura de banda deve ser convenientemente escolhida.

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

### 2.2.1 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 ordem ou desequilíbrios é necessário reduzir a largura de banda do SRF-PLL para atenuar seus efeitos [11]. Por exemplo, se a freqüência 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 existir erro em regime permanente em  $\theta'$  e nas magnitudes detectadas [14].

A estrutura do SRF-PLL foi simulada em três condições de tensões distintas. 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  $K_p = 2,22$  e  $K_i = 246,74$ . A freqüência fundamental da rede elétrica é de 50 Hz e a freqüência de amostragem ( $f_s$ ) dos sinais na entrada é de 18 kHz. O distúrbio sempre ocorre de 40 ms à 160 ms. Nas três figuras, o primeiro gráfico (a) mostra as tensões de entrada ( $v_{abc}$ ), o segundo (b) as tensões estimadas na saída ( $v'_{abc}$ ), o terceiro (c)  $v'_d$  e  $v'_q$  recuperadas, e por último (d) o erro na estimação da posição angular ( $\varepsilon = \omega t - \theta'$ ). Convém ressaltar que 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. 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 seqüência negativa ( $v^{+1} = 1\angle 0^\circ$  p.u. e  $v^{-11} = 0,2\angle 0^\circ$ ). 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.

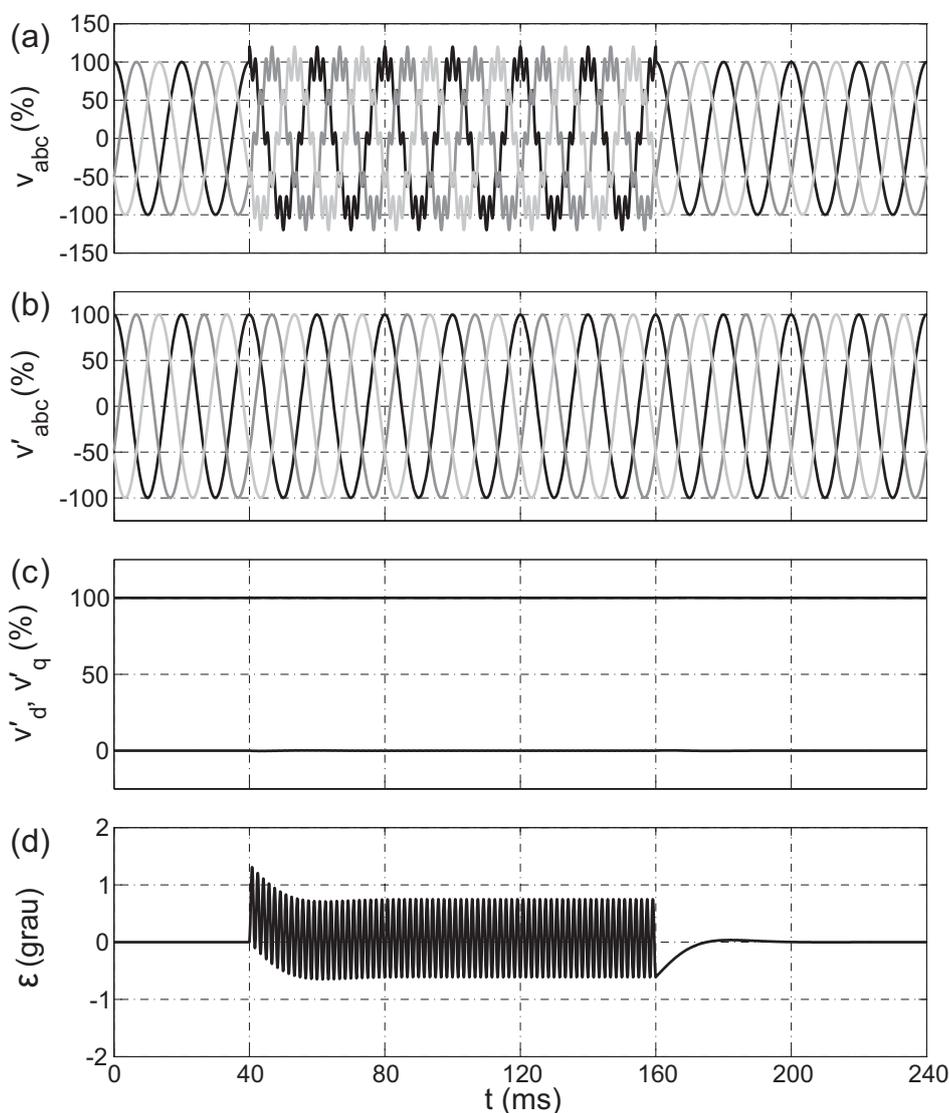


Figura 2.5: Resposta do SRF-PLL sob distorção harmônica de ordem elevada ( $v^{+1} = 1\angle 0^\circ$  p.u. e  $v^{-11} = 0,2\angle 0^\circ$  p.u.).

Porém, se durante a falta as tensões são distorcidas por harmônicos de baixa ordem, por

exemplo, ordem 3 de seqüência positiva ( $v^{+1} = 1\angle 0^\circ$  p.u. e  $v^{+3} = 0,2\angle 0^\circ$ ), 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.

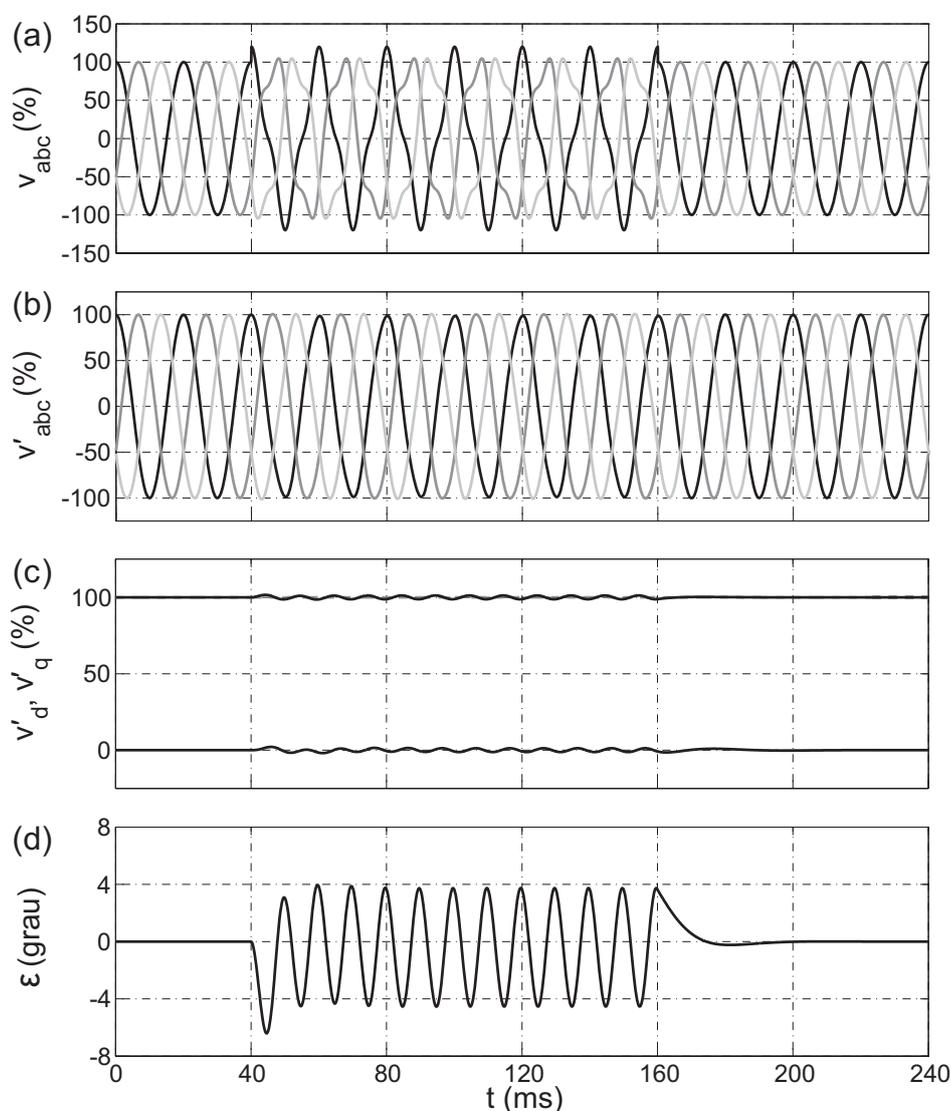


Figura 2.6: Resposta do SRF-PLL sob distorção harmônica de ordem baixa ( $v^{+1} = 1\angle 0^\circ$  p.u. e  $v^{+3} = 0,2\angle 0^\circ$  p.u.).

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

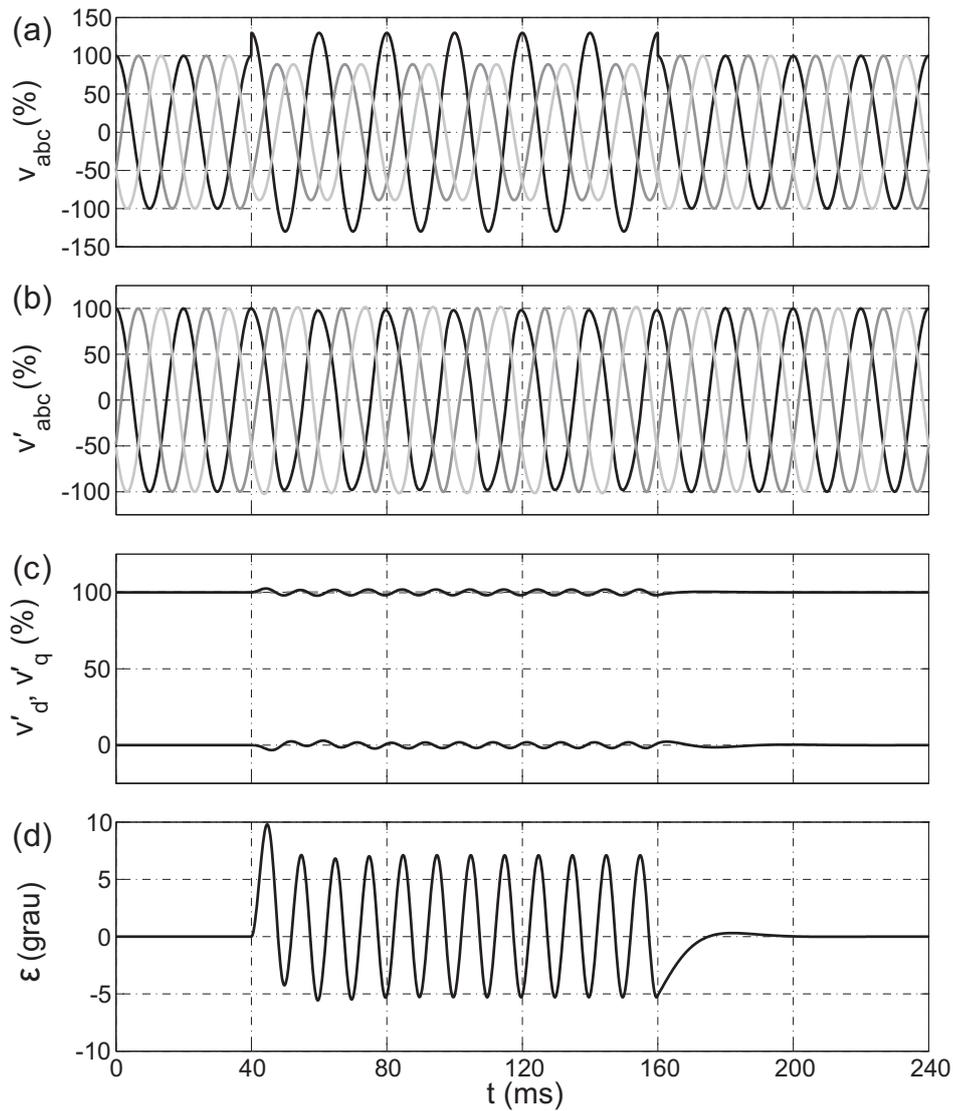


Figura 2.7: Resposta do SRF-PLL sujeito a desequilíbrios ( $v^{+1} = 1\angle 0^\circ$  p.u. e  $v^{-1} = 0,3\angle 0^\circ$  p.u.).

### 2.3 DSRF-PLL

Para estudar o PLL em um sistema de referência síncrono duplo (DSRF-PLL) [15] considera-se primeiramente que as tensões da rede apresentam-se apenas desequilibradas em sua frequência fundamental. Posteriormente, serão 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 seqüência zero, o vetor de tensão da rede pode ser descrito

como:

$$\vec{V}_{\alpha\beta} = \begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} = V^{+1} \begin{bmatrix} \cos(\omega t) \\ \text{sen}(\omega t) \end{bmatrix} + V^{-1} \begin{bmatrix} \cos(-\omega t + \phi^{-1}) \\ \text{sen}(-\omega t + \phi^{-1}) \end{bmatrix}, \quad (2.18)$$

onde se tem considerado que a origem da fase é determinada pela componente de seqüência positiva.

De (2.18),  $V^{+1}$  é um vetor que gira em sentido positivo com velocidade  $\omega$  enquanto  $V^{-1}$  gira em sentido negativo com velocidade  $-\omega$ . Se a existência de dois sistemas de referência síncronos é suposta:  $dq^{+1}$  que ocupa uma posição angular aleatória  $\theta'$  e  $dq^{-1}$  cuja posição angular é igual a  $-\theta'$ , então, a expressão do vetor tensão ( $\vec{V} = \vec{V}^{+1} + \vec{V}^{-1}$ ) sobre este sistema de referência síncrono duplo dá lugar as equações mostradas a seguir:

$$\vec{V}_{dq^{+1}} = \begin{bmatrix} v_{d^{+1}} \\ v_{q^{+1}} \end{bmatrix} = [T_{dq}^{+1}] \vec{V}_{\alpha\beta} = V^{+1} \begin{bmatrix} \cos(\omega t - \theta') \\ \text{sen}(\omega t - \theta') \end{bmatrix} + V^{-1} \begin{bmatrix} \cos(-\omega t + \phi^{-1} - \theta') \\ \text{sen}(-\omega t + \phi^{-1} - \theta') \end{bmatrix}, \quad (2.19)$$

$$\vec{V}_{dq^{-1}} = \begin{bmatrix} v_{d^{-1}} \\ v_{q^{-1}} \end{bmatrix} = [T_{dq}^{-1}] \vec{V}_{\alpha\beta} = V^{+1} \begin{bmatrix} \cos(\omega t + \theta') \\ \text{sen}(\omega t + \theta') \end{bmatrix} + V^{-1} \begin{bmatrix} \cos(-\omega t + \phi^{-1} + \theta') \\ \text{sen}(-\omega t + \phi^{-1} + \theta') \end{bmatrix}, \quad (2.20)$$

onde,  $[T_{dq}^{+1}]$  provém de  $[T_{dq0}]$  desprezando as componentes de seqüência 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 (2.19) e (2.20) ficam:

$$\vec{V}_{dq^{+1}} = \begin{bmatrix} v_{d^{+1}} \\ v_{q^{+1}} \end{bmatrix} \approx V^{+1} \begin{bmatrix} 1 \\ \omega t - \theta' \end{bmatrix} + V^{-1} \begin{bmatrix} \cos(-2\omega t + \phi^{-1}) \\ \text{sen}(-2\omega t + \phi^{-1}) \end{bmatrix}, \quad (2.21)$$

$$\vec{V}_{dq^{-1}} = \begin{bmatrix} v_{d^{-1}} \\ v_{q^{-1}} \end{bmatrix} \approx V^{+1} \begin{bmatrix} \cos(2\omega t) \\ \text{sen}(2\omega t) \end{bmatrix} + V^{-1} \begin{bmatrix} \cos(\phi^{-1}) \\ \text{sen}(\phi^{-1}) \end{bmatrix}. \quad (2.22)$$

Observando (2.21) 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  $2\omega$  o qual depende da amplitude do vetor de seqüência negativa. Analogamente ocorre quando o vetor de tensão da rede se expressa no sistema de referência  $dq^{-1}$ . Como já foi visto na Seção 2.2, reduzir a largura de banda do PLL e a frequência de corte do filtro passa-baixa não se mostrou 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 FFPS podem ser atingidos.

### 2.3.1 Desacoplamento de sinais no DSRF-PLL

Não obstante o objetivo primário é desacoplar os sinais que aparecem em (2.21) e (2.22), faz-se uma demonstração mais geral, ou seja, considera-se desacoplamento de sinais de dois sistemas genéricos [15] [29]. Esta explicação mais geral pode ser útil em outras ocasiões onde se desejar desacoplar quaisquer dois sinais sejam esses de seqüência positiva ou negativa. Desta forma, o vetor tensão da rede o qual era fornecido por (2.18) passa a ser:

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

onde,  $n$  e  $m$  podem ser positivos ou negativos para indicar componentes de seqüência 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  $\theta'$  o ângulo detectado pelo PLL, a expressão (2.23) nesses dois sistemas será:

$$\vec{V}_{dq^n} = \begin{bmatrix} v_{d^n} \\ v_{q^n} \end{bmatrix} = V^n \begin{bmatrix} \cos[n(\omega t - \theta') + \phi^n] \\ \text{sen}[n(\omega t - \theta') + \phi^n] \end{bmatrix} + V^m \begin{bmatrix} \cos(m\omega t + \phi^m - n\theta') \\ \text{sen}(m\omega t + \phi^m - n\theta') \end{bmatrix}, \quad (2.24)$$

$$\vec{V}_{dq^m} = \begin{bmatrix} v_{d^m} \\ v_{q^m} \end{bmatrix} = V^n \begin{bmatrix} \cos(n\omega t + \phi^n - m\theta') \\ \text{sen}(n\omega t + \phi^n - m\theta') \end{bmatrix} + V^m \begin{bmatrix} \cos[m(\omega t - \theta') + \phi^m] \\ \text{sen}[m(\omega t - \theta') + \phi^m] \end{bmatrix}. \quad (2.25)$$

Nota-se que se a sincronização é atingida então  $\theta' = \omega t$  e as expressões (2.24) e (2.25) tornam-se:

$$\begin{bmatrix} v_{d^n} \\ v_{q^n} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V^n \cos(\phi^n) \\ V^n \text{sen}(\phi^n) \end{bmatrix} + \\ + V^m \cos(\phi^m) \begin{bmatrix} \cos[(n-m)\omega t] \\ -\text{sen}[(n-m)\omega t] \end{bmatrix} + V^m \text{sen}(\phi^m) \begin{bmatrix} \text{sen}[(n-m)\omega t] \\ \cos[(n-m)\omega t] \end{bmatrix}, \quad (2.26)$$

$$\begin{bmatrix} v_{d^m} \\ v_{q^m} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V^m \cos(\phi^m) \\ V^m \text{sen}(\phi^m) \end{bmatrix} + \\ + V^n \cos(\phi^n) \begin{bmatrix} \cos[(n-m)\omega t] \\ \text{sen}[(n-m)\omega t] \end{bmatrix} + V^n \text{sen}(\phi^n) \begin{bmatrix} -\text{sen}[(n-m)\omega t] \\ \cos[(n-m)\omega t] \end{bmatrix}. \quad (2.27)$$

Em (2.26) e (2.27) 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 qualquer  $dq^x$  não sejam afetados pelo vetor  $\vec{V}^y$  propõe-se a rede de desacoplamento  $D \begin{pmatrix} x \\ y \end{pmatrix}$  mostrada na Figura

2.8, onde,  $\bar{v}_d^y$  e  $\bar{v}_q^y$  representam o valor médio dos sinais nos eixos de um segundo sistema de referência  $dq^y$ . Verifica-se que para eliminar as oscilações dos sinais mostrados em (2.26) tem que fazer  $x = n$  e  $y = m$ . Do mesmo modo, se  $x = m$  e  $y = n$  então as oscilações dos sinais em (2.27) são canceladas.

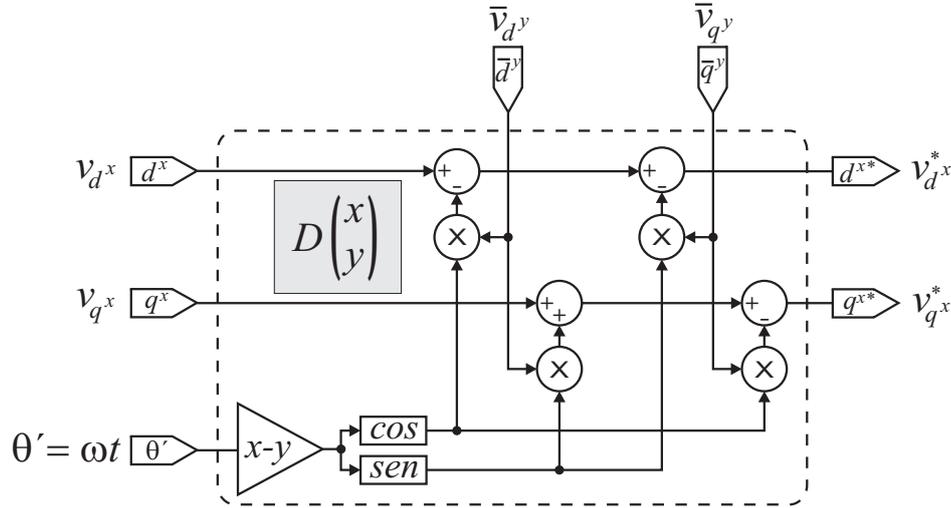


Figura 2.8: Rede que desacopla o sistema  $dq^x$  dos efeitos do vetor  $\bar{V}^y$ .

A fim de obter-se os sinais  $\vec{v}_{dy}$  e  $\vec{v}_{qy}$  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:

$$LPF(s) = \frac{\omega_f}{s + \omega_f}. \quad (2.28)$$

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

$$u_1 = \cos[(n - m)\omega t] \quad ; \quad u_2 = \text{sen}[(n - m)\omega t]. \quad (2.29)$$

Portanto, as seguintes equações no domínio de *Laplace* podem ser escritas:

$$\bar{V}_{dn}(s) = \frac{\omega_f}{s + \omega_f} [V_{dn}(s) - U_1(s) * \bar{V}_{dm}(s) - U_2(s) * \bar{V}_{qm}(s)], \quad (2.30)$$

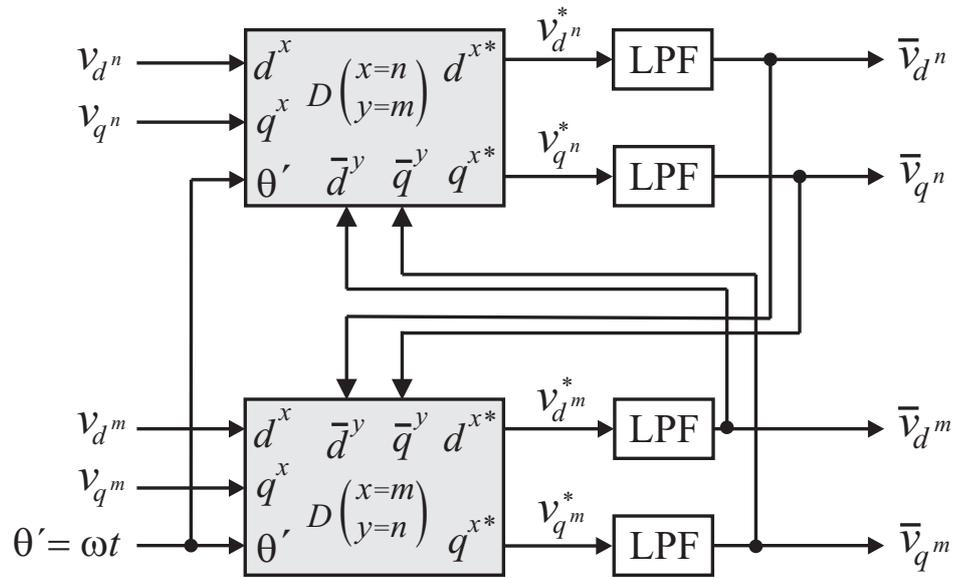


Figura 2.9: Sistema de desacoplamento entre os sinais dos eixos  $dq^n$  e  $dq^m$ .

$$\bar{V}_{q^n}(s) = \frac{\omega_f}{s + \omega_f} [V_{q^n}(s) - U_1(s) * \bar{V}_{q^m}(s) + U_2(s) * \bar{V}_{d^m}(s)], \quad (2.31)$$

$$\bar{V}_{d^m}(s) = \frac{\omega_f}{s + \omega_f} [V_{d^m}(s) - U_1(s) * \bar{V}_{d^n}(s) + U_2(s) * \bar{V}_{q^n}(s)], \quad (2.32)$$

$$\bar{V}_{q^m}(s) = \frac{\omega_f}{s + \omega_f} [V_{q^m}(s) - U_1(s) * \bar{V}_{q^n}(s) - U_2(s) * \bar{V}_{d^n}(s)], \quad (2.33)$$

onde, o símbolo “\*” representa o produto de convolução no domínio de *Laplace*.

Transformando as expressões (2.30), (2.31), (2.32) e (2.33) para o domínio do tempo tem-se:

$$\dot{\bar{v}}_{d^n} = \omega_f (v_{d^n} - \bar{v}_{d^n} - u_1 \bar{v}_{d^m} - u_2 \bar{v}_{q^m}), \quad (2.34)$$

$$\dot{\bar{v}}_{q^n} = \omega_f (v_{q^n} - \bar{v}_{q^n} - u_1 \bar{v}_{q^m} + u_2 \bar{v}_{d^m}), \quad (2.35)$$

$$\dot{\bar{v}}_{d^m} = \omega_f (v_{d^m} - \bar{v}_{d^m} - u_1 \bar{v}_{d^n} + u_2 \bar{v}_{q^n}), \quad (2.36)$$

$$\dot{\bar{v}}_{qm} = \omega_f (v_{qm} - \bar{v}_{qm} - u_1 \bar{v}_{qn} - u_2 \bar{v}_{dn}). \quad (2.37)$$

A partir dessas chega-se ao modelo de estado:

$$\dot{x}(t) = A(t)x(t) + B(t)v(t) \quad ; \quad y(t) = Cx(t), \quad (2.38)$$

onde,

$$x(t) = y(t) = \begin{bmatrix} \bar{v}_{dn} \\ \bar{v}_{qn} \\ \bar{v}_{dm} \\ \bar{v}_{qm} \end{bmatrix}, \quad v(t) = \begin{bmatrix} V^n \cos(\phi^n) \\ V^n \text{sen}(\phi^n) \\ V^m \cos(\phi^m) \\ V^m \text{sen}(\phi^m) \end{bmatrix}, \quad (2.39)$$

$$A(t) = -B(t) \quad , \quad C = I, \quad (2.40)$$

$$B(t) = \omega_f \begin{bmatrix} 1 & 0 & \cos[(n-m)\omega t] & \text{sen}[(n-m)\omega t] \\ 0 & 1 & -\text{sen}[(n-m)\omega t] & \cos[(n-m)\omega t] \\ \cos[(n-m)\omega t] & -\text{sen}[(n-m)\omega t] & 1 & 0 \\ \text{sen}[(n-m)\omega t] & \cos[(n-m)\omega t] & 0 & 1 \end{bmatrix}. \quad (2.41)$$

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 (2.42), onde,  $k$  é a relação entre a frequência de corte do filtro passa-baixa e a frequência fundamental da rede ( $k = \omega_f/\omega$ ) [15].

$$\begin{aligned} \bar{v}_{d+1} = & V^{+1} - \{V^{+1} \cos(\omega t) \cos(\omega t \sqrt{1-k^2}) + \\ & + \frac{1}{\sqrt{1-k^2}} [V^{+1} \text{sen}(\omega t) - kV^{-1} \cos(\omega t)] \text{sen}(\omega t \sqrt{1-k^2})\} e^{-k\omega t} \end{aligned} \quad (2.42)$$

Na Figura 2.10 representa-se (2.42) 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 (2.42) possui uma singularidade em  $k = 1$ , por isso se tem dividido 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.

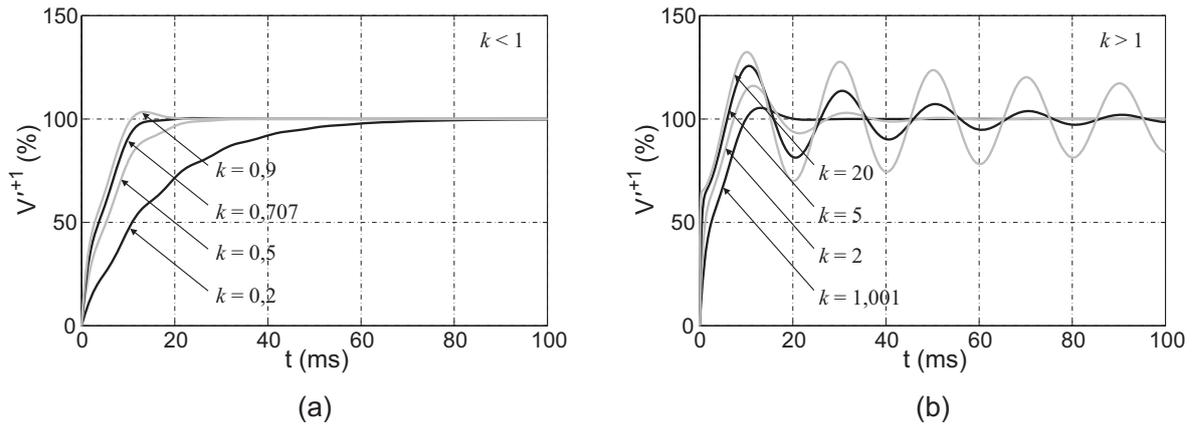


Figura 2.10: Sinal de saída obtido teoricamente para  $\bar{v}_{d+1}$  em um sistema de desacoplamento entre  $dq^{+1}$  e  $dq^{-1}$ , considerando que  $V^{+1} = 100$  V,  $V^{-1} = 30$  V,  $\omega = 2\pi 50 = 314,66$  rad/s e diferentes valores de  $k$ .

Constata-se pela Figura 2.10 que é conveniente adotar  $k = 1/\sqrt{2}$ , visto que a resposta dinâmica é rápida e não aparecem oscilações. Contudo, deve-se levar em conta que em uma aplicação real do sistema da Figura 2.9 o ângulo de entrada ( $\theta'$ ) não será permanentemente igual ao ângulo do vetor FFPS ( $\omega t$ ), pois, aquele há de ser obtido através do PLL. Então, antes que o PLL se encontre apropriadamente sincronizado, podem surgir grandes erros transitórios na estimação da posição angular do vetor tensão de FFPS. Desse modo, o modelo de estado dado por (2.38), (2.39), (2.40) e (2.41) só representa o comportamento do sistema quando o PLL se acha perfeitamente sincronizado.

### 2.3.2 Estrutura e Comportamento 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 seqüência negativa da fre-

quência fundamental. Logo, oscilações de pulsação  $2\omega$ , 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.

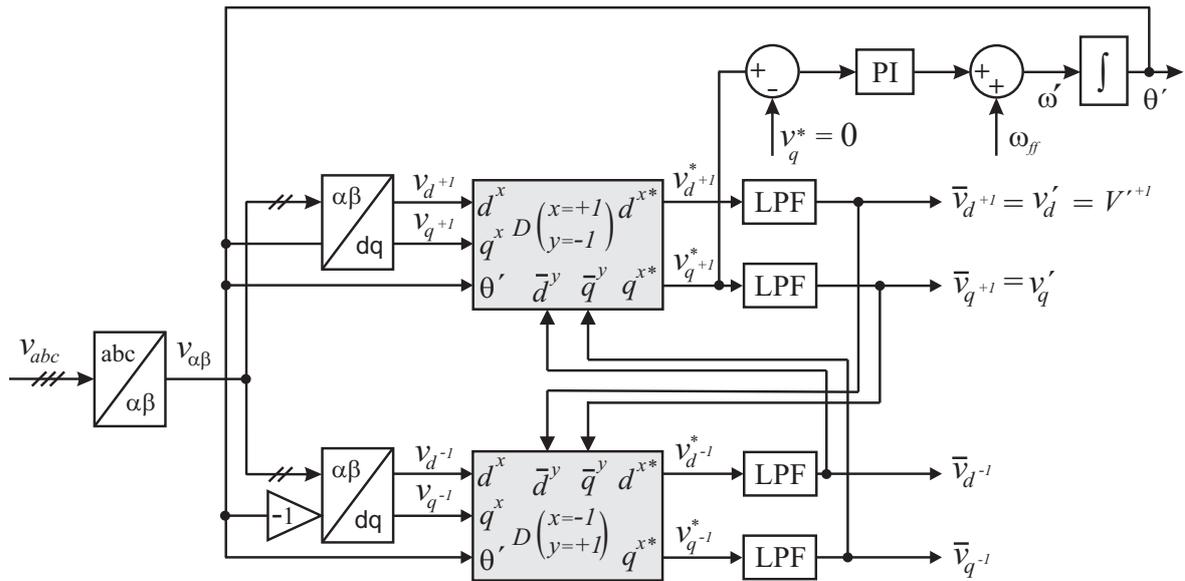


Figura 2.11: Diagrama em blocos do DSRF-PLL.

O DSRF-PLL foi simulado em três condições de tensões distintas. 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  $K_p = 2,22$  e  $K_i = 246,74$ . 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 ( $v'_{abc}$ ), o terceiro  $v'_d$  e  $v'_q$  recuperadas, e por último (d) 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 2.12 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  $v^{-11} = 0,2\angle 0^\circ$ ). 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.

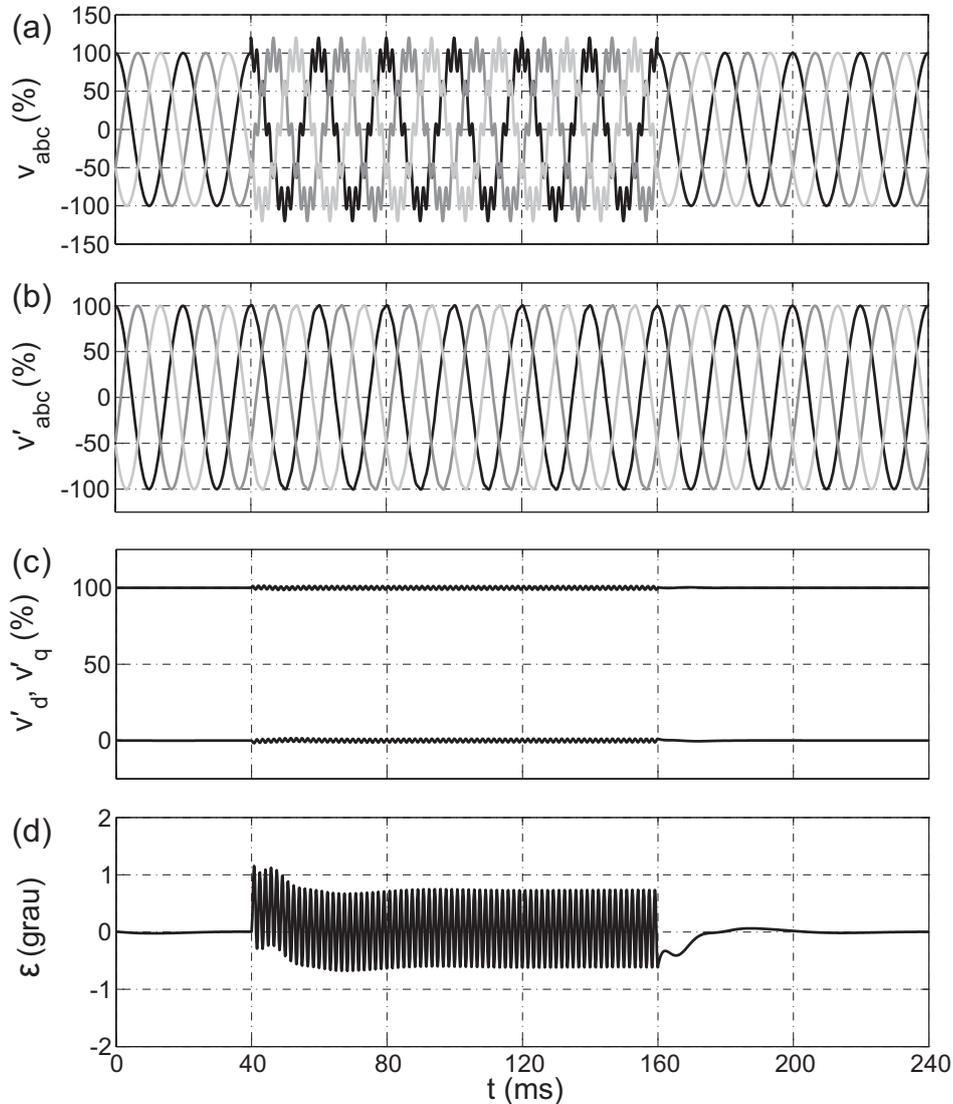


Figura 2.12: Resposta do DSRF-PLL sob distorção harmônica de ordem elevada ( $v^{+1} = 1\angle 0^\circ$  p.u. e  $v^{-11} = 0,2\angle 0^\circ$  p.u.).

Porém, se durante a falta as tensões são distorcidas por harmônicos de baixa ordem, por exemplo, ordem 3 de seqüência positiva ( $v^{+1} = 1\angle 0^\circ$  p.u. e  $v^{+3} = 0,2\angle 0^\circ$ ), 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.

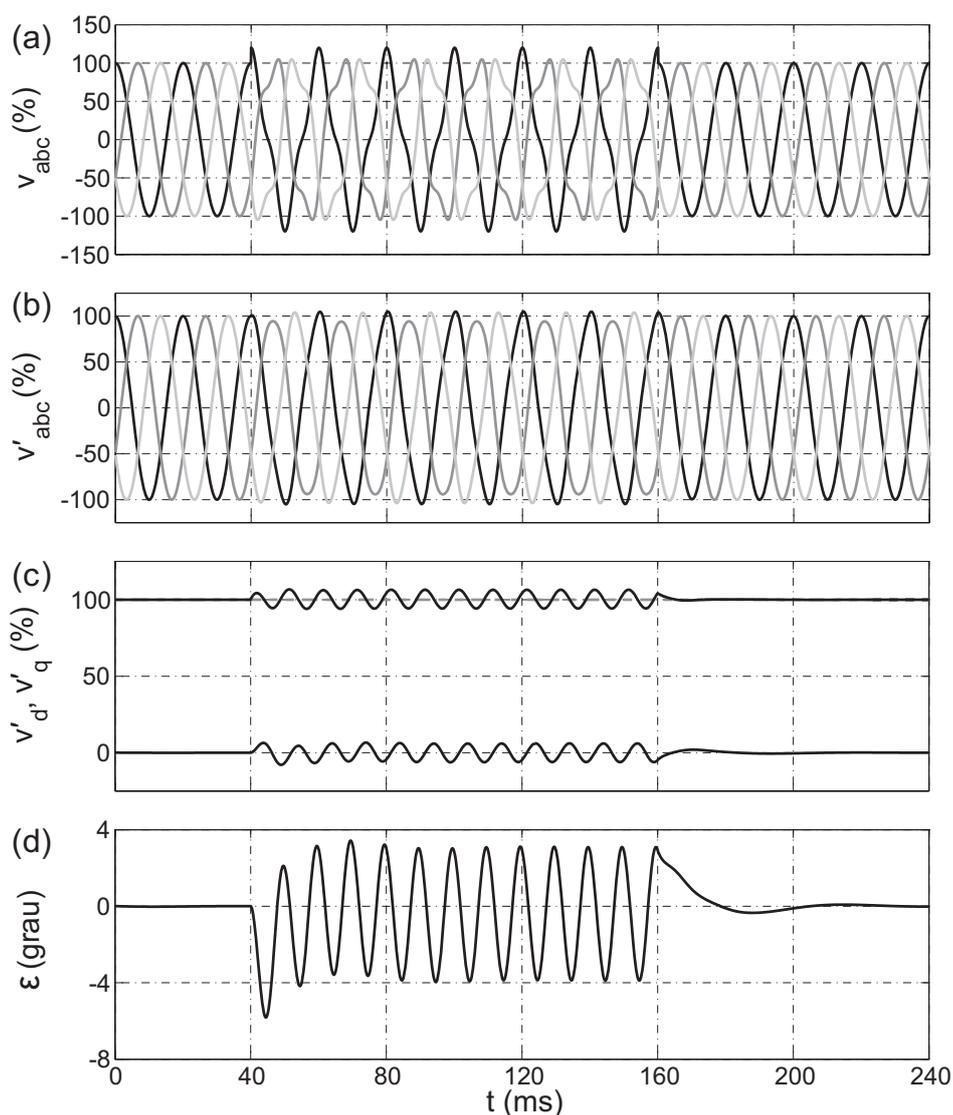


Figura 2.13: Resposta do DSRF-PLL sob distorção harmônica de ordem baixa ( $v^{+1} = 1\angle 0^\circ$  p.u. e  $v^{+3} = 0,2\angle 0^\circ$  p.u.).

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

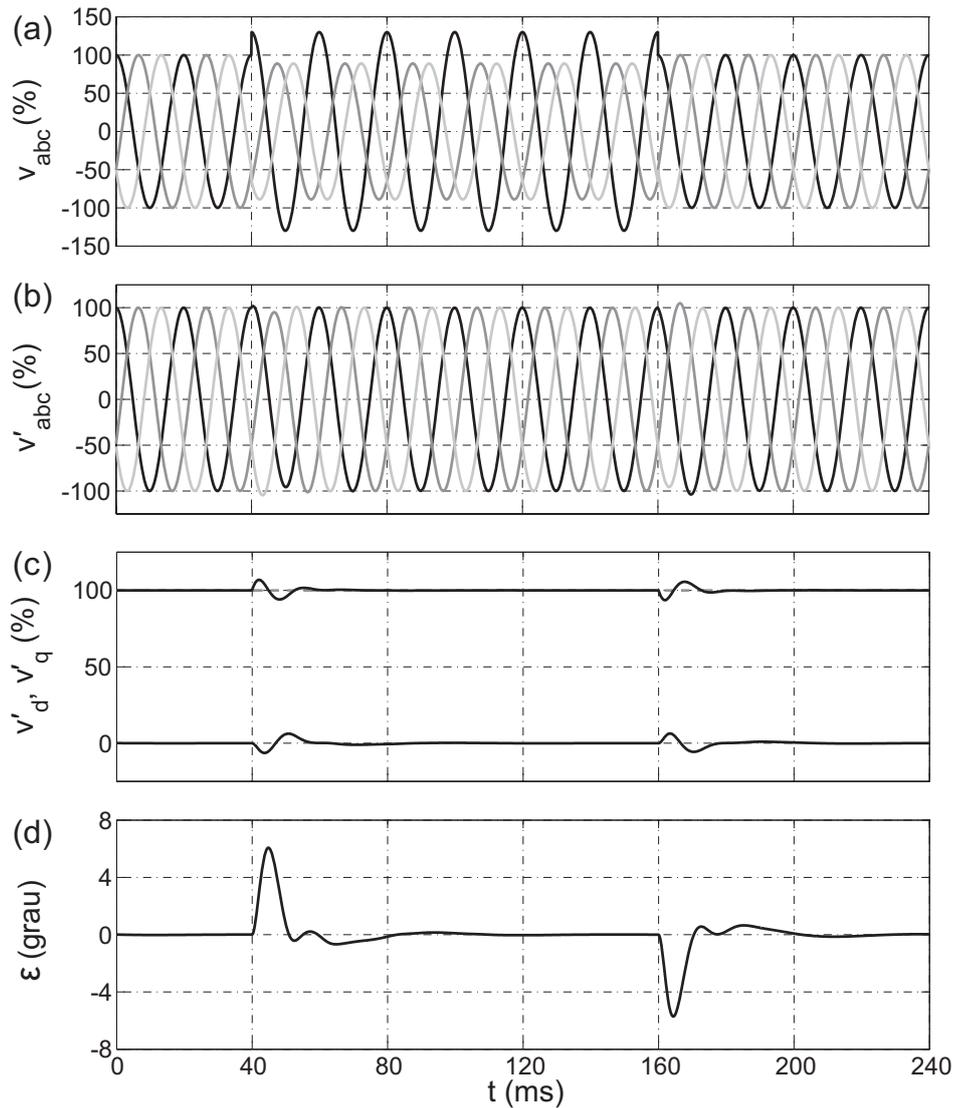


Figura 2.14: Resposta do DSRF-PLL sujeito a desequilíbrios ( $v^{+1} = 1\angle 0^\circ$  p.u. e  $v^{-1} = 0,3\angle 0^\circ$  p.u.).

## 2.4 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 seqüência zero.  $\vec{v}_{\alpha\beta}$  passa por um calculador de seqüência 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 [17].

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* [36] e o PLL apoiado na transformação de *Park* [37], porém, esses requerem cálculos muito complexos. Com o objetivo de simplificar, o PLL fundamentado em dois integradores generalizados de segunda ordem (*Dual Second Order Generalized Integrator PLL - DSOGI-PLL*) propõe 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 2.4.1 e 2.4.2), respectivamente. Na Seção 2.4.3 evidencia-se a estrutura completa do DSOGI-PLL. Por fim, na Seção 2.4.4 é mostrado o seu desempenho em algumas situações comuns.

#### 2.4.1 Calculador de Seqüência 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 (2.8), repetida aqui por conveniência, para um sistema de referência estacionário ( $\alpha\beta$ ).

$$\begin{bmatrix} \tilde{V}_a^+ \\ \tilde{V}_b^+ \\ \tilde{V}_c^+ \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \underbrace{\begin{bmatrix} 1 & \alpha & \alpha^2 \\ \alpha^2 & 1 & \alpha \\ \alpha & \alpha^2 & 1 \end{bmatrix}}_{[T_+]} \begin{bmatrix} \tilde{V}_a \\ \tilde{V}_b \\ \tilde{V}_c \end{bmatrix}; \quad \alpha = e^{j120^\circ}. \quad (2.43)$$

A Equação (2.43) pode ser utilizada também no domínio do tempo [33] e nesta ocasião o operador  $\alpha = e^{j120^\circ}$  é um deslocamento no tempo equivalente a  $120^\circ$  em relação a frequência 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:

$$\begin{bmatrix} v_\alpha^+ \\ v_\beta^+ \end{bmatrix} = \underbrace{\frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix}}_{[T_{\alpha\beta}]} \begin{bmatrix} v_a^+ \\ v_b^+ \\ v_c^+ \end{bmatrix}. \quad (2.44)$$

Então,

$$\begin{bmatrix} v_\alpha^+ \\ v_\beta^+ \end{bmatrix} = [T_{\alpha\beta}] \begin{bmatrix} v_a^+ \\ v_b^+ \\ v_c^+ \end{bmatrix} = [T_{\alpha\beta}][T_+] \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = [T_{\alpha\beta}][T_+][T_{\alpha\beta}]^{-1} \begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix}, \quad (2.45)$$

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

$$[T_{\alpha\beta}]^{-1} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix}. \quad (2.46)$$

Daí,

$$\begin{bmatrix} v_\alpha^+ \\ v_\beta^+ \end{bmatrix} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 1 & -q \\ q & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix}; \quad q = e^{-j90^\circ}, \quad (2.47)$$

onde  $q$  é o operador deslocamento de fase no domínio do tempo que obtém o sinal em quadratura ( $90^\circ$  atrasado) do sinal original.

Salienta-se que o retardo no tempo introduzido pelo operador  $q$  de  $90^\circ$  se refere a freqüência fundamental. Por conseguinte, o comportamento de (2.47) para o  $n$ ésimo harmônico de uma tensão de entrada é dado por:

$$\begin{bmatrix} v_\alpha^+ \\ v_\beta^+ \end{bmatrix} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 1 & -|n|q \\ |n|q & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_\alpha^n \\ v_\beta^n \end{bmatrix}; \quad q = e^{-j90^\circ}, \quad (2.48)$$

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

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

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

Um aspecto relevante para ser analisado no PSC é a aparição do erro na estimação da seqüência positiva quando a freqüência da rede ( $\omega$ ) difere da nominal ( $\omega'$ ), o que faz o retardo no tempo imposto pelo operador  $q$  não corresponder a exatamente  $90^\circ$ . Em tais condições não sincronizadas, o ganho complexo para o  $n$ ésimo harmônico fornecido pelo PSC é dado por [17]:

$$v_\alpha^+ = C^n v_\alpha^n; \quad \begin{cases} |C^n| = \sqrt{\frac{1}{2} \left[ 1 + \operatorname{sen}\left(n \frac{\omega}{\omega'} \frac{\pi}{2}\right) \right]} \\ \angle C^n = \operatorname{sgn}(n) \arctan\left(\frac{\cos\left(n \frac{\omega}{\omega'} \frac{\pi}{2}\right)}{2|C^n|^2}\right) \end{cases} \quad (2.49)$$

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

#### 2.4.2 Integrador Generalizado de Segunda Ordem para Geração de Sinais em Quadratura

Há na literatura alguns trabalhos que empregam SOGI [38] - [40]. 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 transferências possuem as seguintes expressões:

$$D(s) = \frac{v'}{v}(s) = \frac{k\omega' s}{s^2 + k\omega' s + \omega'^2}, \quad (2.50)$$

$$Q(s) = \frac{qv'}{v}(s) = \frac{k\omega'^2}{s^2 + k\omega' s + \omega'^2}, \quad (2.51)$$

em que  $\omega'$  é a frequência de ressonância e  $k/2$  é o fator de amortecimento. Os diagramas de Bode de (2.50) e (2.51) 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 sobre-sinal máximo (*overshoot*).

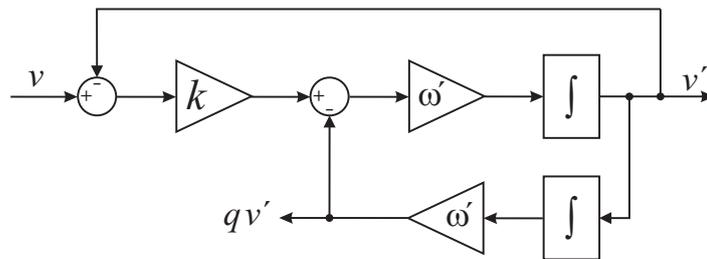


Figura 2.15: Diagrama em blocos do SOGI-QSG.

Se  $v$  é um sinal senoidal com frequência  $\omega$ , então, é possível calcular as saídas no SOGI-QSG. De (2.50) e (2.51) seguem:

$$v' = Dv; \quad \begin{cases} |D| = \frac{k\omega\omega'}{\sqrt{(k\omega\omega')^2 + (\omega^2 - \omega'^2)^2}} \\ \angle D = \arctan\left(\frac{\omega'^2 - \omega^2}{k\omega\omega'}\right) \end{cases}, \quad (2.52)$$

$$qv' = Qv; \quad \begin{cases} |Q| = \frac{\omega'}{\omega} |D| \\ \angle Q = \angle D - \frac{\pi}{2} \end{cases}. \quad (2.53)$$

Convém ressaltar de (2.52) e (2.53) que  $qv'$  está sempre atrasado  $90^\circ$  com respeito a  $v'$ , independentemente dos valores de  $k$ ,  $\omega$  e  $\omega'$ . Isto é uma característica importante para

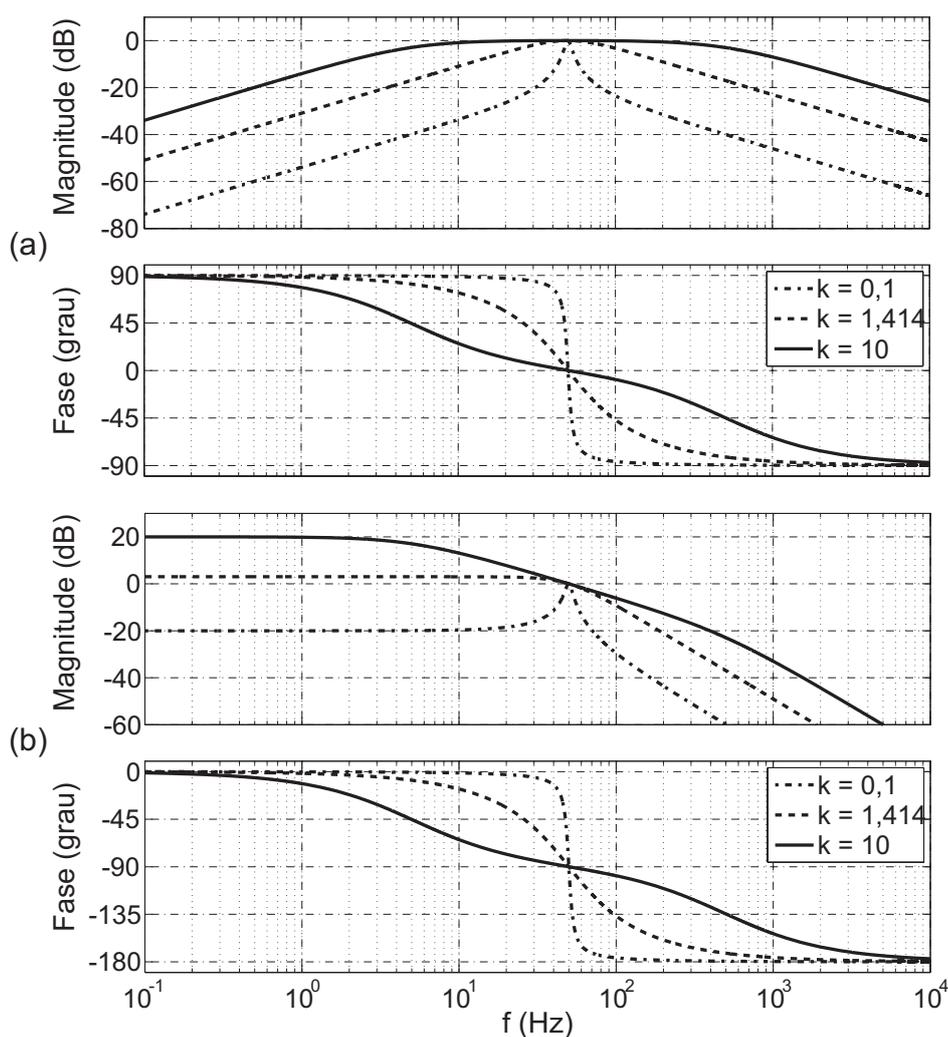


Figura 2.16: (a) Diagrama de *Bode* de  $D(s)$ ; (b) Diagrama de *Bode* de  $Q(s)$ .

implementação do operador  $q$ . No entanto, evidencia-se que os sinais de saída do SOGI-QSG serão errados tanto na amplitude como na fase quando a frequência de ressonância ( $\omega'$ ) não for igual a frequência da rede ( $\omega$ ).

### 2.4.3 Estrutura Geral do DSOGI-PLL

O diagrama em blocos completo do DSOGI-PLL é exposto na Figura 2.17, em que dois SOGI-QSG (DSOGI-QSG) provêm os sinais de entrada para o PSC. Como visto na seção anterior ((2.52) e (2.53)), 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, 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  $v_\alpha$  como um sinal senoidal simples  $v_\alpha^n$ , então, conclui-se de (2.47), (2.52) e (2.53) que o PSC fornece na saída os seguintes sinais [17]:

$$v_\alpha^+ = P^n v_\alpha^n; \quad \begin{cases} |P^n| = \frac{k\omega'}{2} \sqrt{\frac{(n\omega + \omega')^2}{(nk\omega\omega')^2 + (n^2\omega^2 - \omega'^2)^2}} \\ \angle P^n = \text{sgn}(n) \arctan\left(\frac{\omega'^2 - n^2\omega^2}{nk\omega\omega'}\right) - \frac{\pi}{2} [1 - \text{sgn}(n^2\omega + n\omega')] \end{cases}, \quad (2.54)$$

$$|v_\beta^+| = |v_\alpha^+| \quad ; \quad \angle v_\beta^+ = \angle v_\alpha^+ - \text{sgn}(n) \frac{\pi}{2}. \quad (2.55)$$

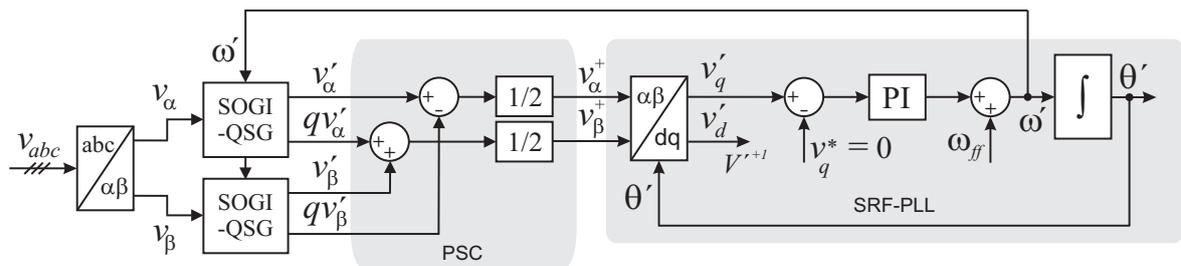


Figura 2.17: Diagrama em blocos do DSOGI-PLL.

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 seqüência positiva e um filtro *notch* para seqüência 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 em frente a distorções na rede.

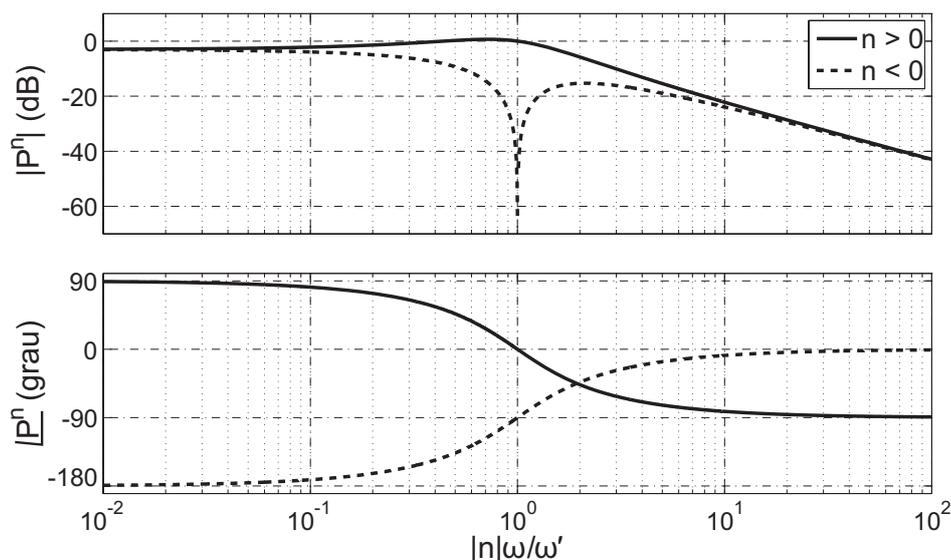


Figura 2.18: Resposta em frequência do PSC baseado no DSOGI-QSG.

Com o intuito de evitar erros causados por uma eventual diferença entre a frequência da rede ( $\omega$ ) e a frequência de ressonância do DSOGI-QSG ( $\omega'$ ) é inserido no sistema o SRF-PLL com a finalidade de tornar aquele adaptativo em frequência. 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* ( $\omega_{ff}$ ) para estimar a velocidade angular  $\omega'$ , aqui no DSOGI-QSG é indispensável para fazer o sistema partir na inicialização.

#### 2.4.4 Comportamento do DSOGI-PLL

O DSOGI-PLL foi simulado em três condições de tensões distintas. 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. Como o DSOGI-PLL foi concebido originalmente para implementação analógica, o fato de usar uma discretização simples (método de discretização de *Euler*) e uma  $f_s$  relativamente baixa causou um erro em regime permanente na estimação da posição angular de  $-1,25^\circ$ . Ademais, verificou-se por simulação uma dependência linear

daquele erro com  $f_s$ , ou seja, se  $f_s$  for 180 kHz o erro em regime cai para  $-0,125^\circ$ .

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  $K_p = 2,22$  e  $K_i = 61,69$ . No DSOGI-QSG,  $k = \sqrt{2}$  [17]. Nas três figuras, o primeiro gráfico (a) mostra as tensões de entrada ( $v_{abc}$ ), o segundo (b) as tensões da rede estimadas ( $v'_{abc}$ ), o terceiro (c) as componentes de tensão estimadas  $v'_d$  e  $v'_q$ , e por último (d) 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 2.19 mostra os resultados de simulação considerando, durante a falta, que as tensões são distorcidas apenas por um harmônico de ordem 11 de seqüência negativa ( $v^{+1} = 1\angle 0^\circ$  p.u. e  $v^{-11} = 0,2\angle 0^\circ$ ). 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.

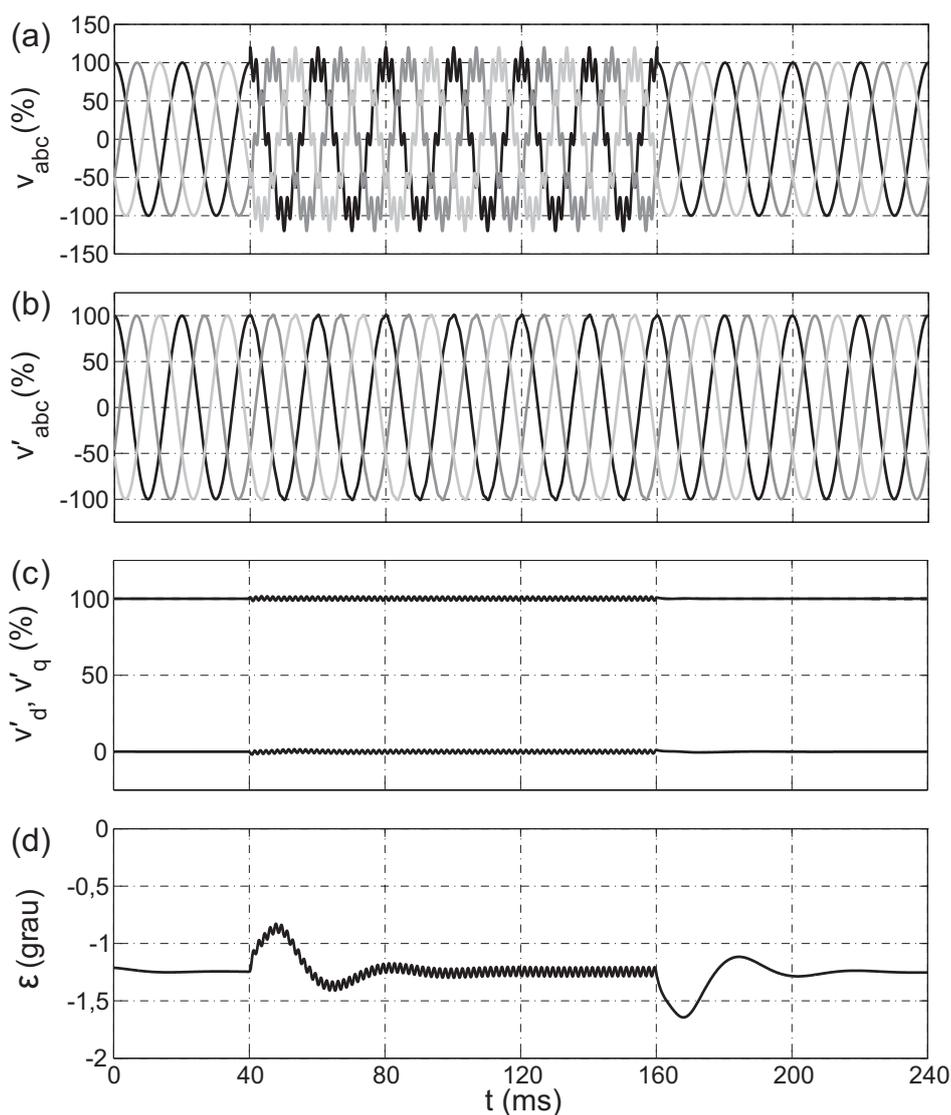


Figura 2.19: Resposta do DSOGI-PLL sob distorção harmônica de ordem elevada ( $v^{+1} = 1\angle 0^\circ$  p.u. e  $v^{-11} = 0,2\angle 0^\circ$  p.u.).

Todavia, se durante a falta as tensões são distorcidas por harmônicos de baixa ordem, por exemplo, ordem 3 de seqüência positiva ( $v^{+1} = 1\angle 0^\circ$  p.u. e  $v^{+3} = 0,2\angle 0^\circ$ ), 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.

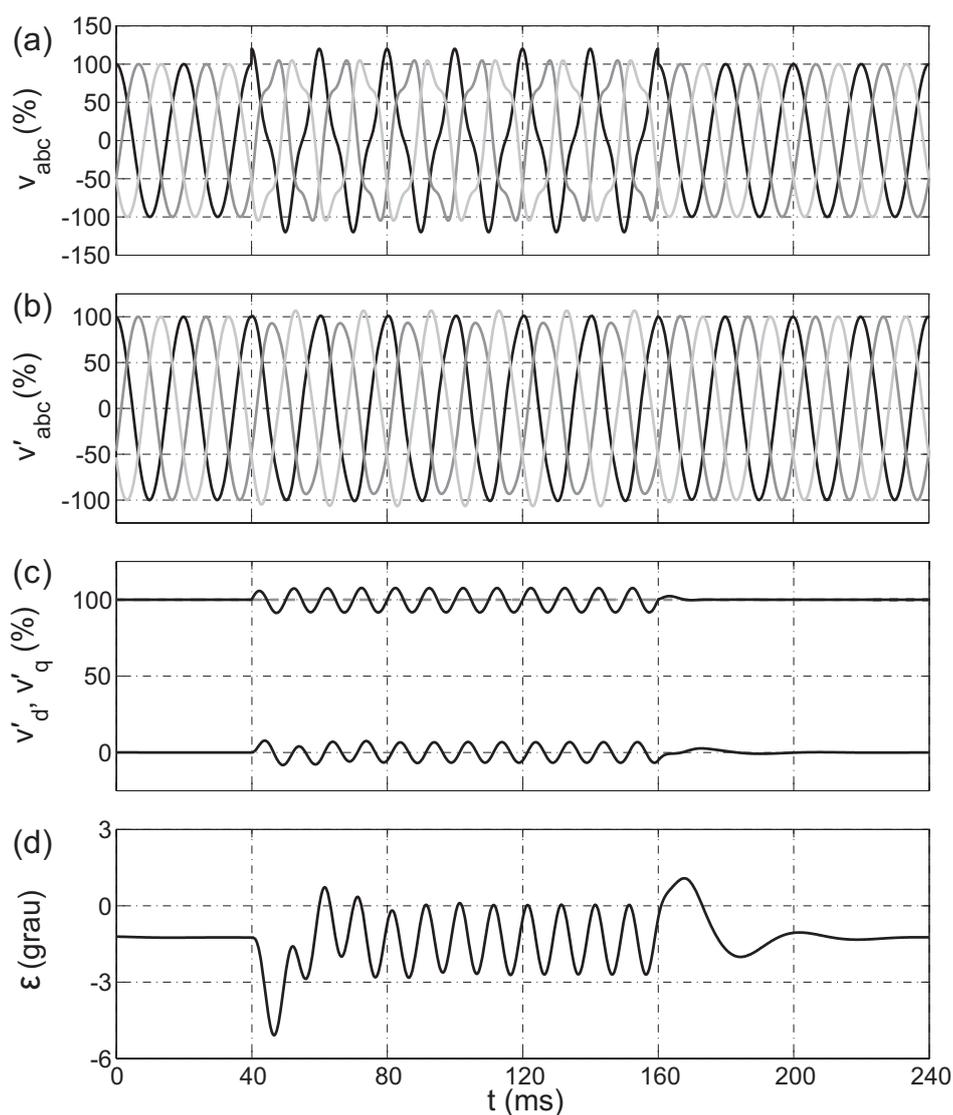


Figura 2.20: Resposta do DSOGI-PLL sob distorção harmônica de ordem baixa ( $v^{+1} = 1\angle 0^\circ$  p.u. e  $v^{+3} = 0,2\angle 0^\circ$  p.u.).

Por outro lado, um caso muito comum que ocorre durante uma falta é o desbalanço. Portanto, efetivou-se uma simulação admitindo  $v^{+1} = 1\angle 0^\circ$  p.u. mais uma componente de seqüência negativa  $v^{-1} = 0,3\angle 0^\circ$  p.u. Conclui-se por meio da Figura 2.21 que nesta condição o DSOGI-PLL respondeu 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.

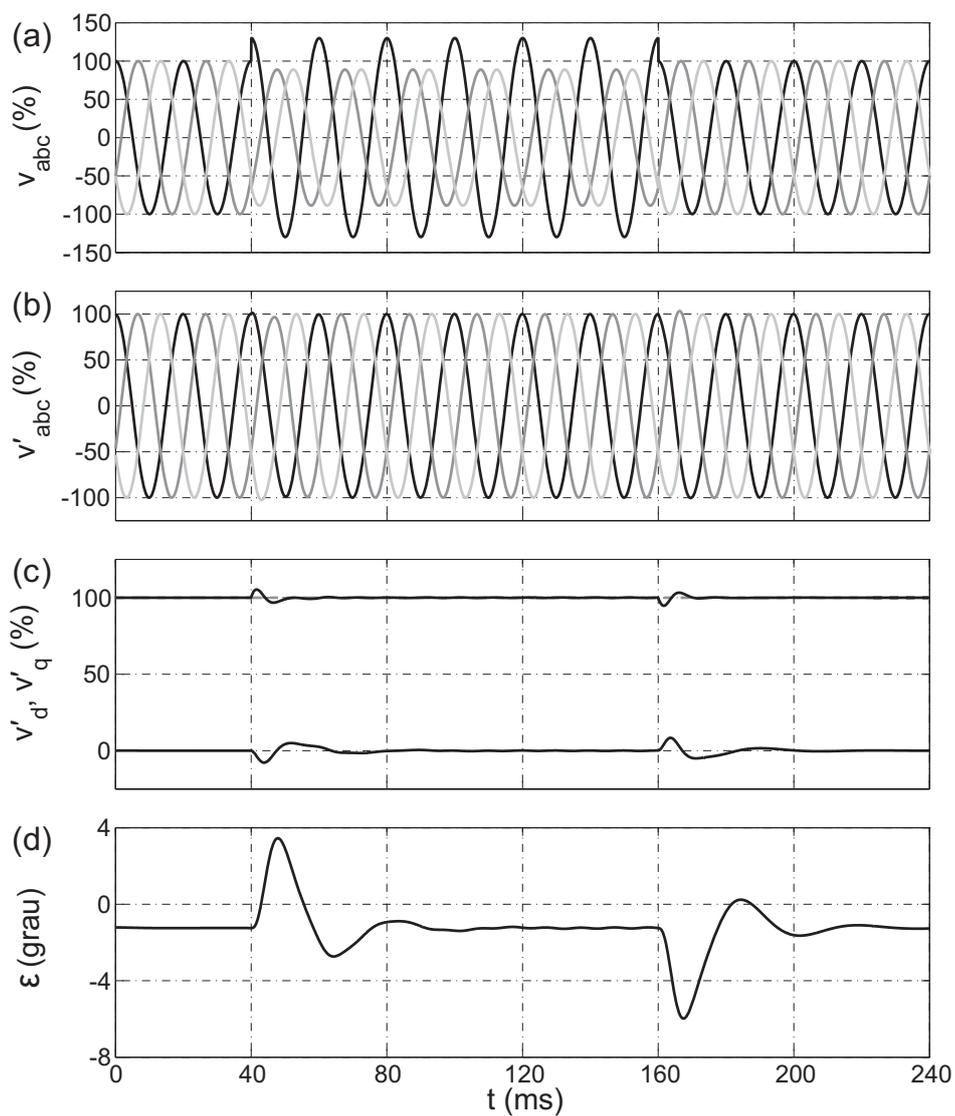


Figura 2.21: Resposta do DSOGI-PLL sujeito a desequilíbrios ( $v^{+1} = 1\angle 0^\circ$  p.u. e  $v^{-1} = 0,3\angle 0^\circ$  p.u.).

# 3

## PLL'S COM ARMAZENAMENTO DOS VALORES DE TENSÃO

Neste capítulo são analisados dois métodos de detecção do vetor tensão de FFPS cuja metodologia é fundamentada em transformações matemáticas que fazem uso de armazenamentos de valores passados dos sinais.

Principia-se pela versão estendida do DSC (*Extended Delayed Signal Cancelation PLL* - EDSC-PLL) a qual foi apresentada em [27] [24] [25]. Posteriormente, versa-se a técnica desenvolvida neste trabalho (*Generalized Delayed Signal Cancelation PLL* - GDSC-PLL) [28]. Resultados experimentais de ambos os métodos são mostrados na Seção 3.3.

### 3.1 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 seqüência positiva ou negativa. Essa técnica é baseada no método de extração de seqüência em sinais trifásicos o qual faz uso da teoria de componentes simétricas instantâneas (*Instantaneous Symmetrical Components* - ISC) [26]. 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 seqüência 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 seqüência 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 dessas 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 extração de harmônicos ímpares é realizado na próxima seção. Em seguida, as mesmas operações úteis para extrair harmônicos ímpares são trasladadas para o referencial  $dq$  arbitrário (Seção 3.1.2). Na Seção 3.1.3 exibe-se os pormenores da implementação do EDSC-PLL. Por último, resultados de simulação são apresentados na Seção 3.1.4.

### 3.1.1 Transformações Matemáticas para Extração de Harmônicos Ímpares

Sabe-se que (2.8) e (2.9), repetidas aqui por conveniência, são capazes de fornecer as componentes de seqüência positiva e negativa em  $abc$ , respectivamente.

$$\begin{bmatrix} \tilde{V}_a^+ \\ \tilde{V}_b^+ \\ \tilde{V}_c^+ \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \underbrace{\begin{bmatrix} 1 & \alpha & \alpha^2 \\ \alpha^2 & 1 & \alpha \\ \alpha & \alpha^2 & 1 \end{bmatrix}}_{[T_+]} \begin{bmatrix} \tilde{V}_a \\ \tilde{V}_b \\ \tilde{V}_c \end{bmatrix} \quad (3.1)$$

$$\begin{bmatrix} \tilde{V}_a^- \\ \tilde{V}_b^- \\ \tilde{V}_c^- \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \underbrace{\begin{bmatrix} 1 & \alpha^2 & \alpha \\ \alpha & 1 & \alpha^2 \\ \alpha^2 & \alpha & 1 \end{bmatrix}}_{[T_-]} \begin{bmatrix} \tilde{V}_a \\ \tilde{V}_b \\ \tilde{V}_c \end{bmatrix} \quad (3.2)$$

Considerando que  $\alpha = e^{j120^\circ}$  e  $\alpha^2 = e^{-j120^\circ}$  são equivalentes a, na devida ordem,

$-1\angle -60^\circ$  e  $-1\angle 60^\circ$ , (3.1) e (3.2) podem ser reescritas como:

$$\begin{bmatrix} \tilde{V}_a^+ \\ \tilde{V}_b^+ \\ \tilde{V}_c^+ \end{bmatrix} = -\frac{1}{3} \underbrace{\begin{bmatrix} -1 & 1\angle -60^\circ & 1\angle 60^\circ \\ 1\angle 60^\circ & -1 & 1\angle -60^\circ \\ 1\angle -60^\circ & 1\angle 60^\circ & -1 \end{bmatrix}}_{[M_+]} \begin{bmatrix} \tilde{V}_a \\ \tilde{V}_b \\ \tilde{V}_c \end{bmatrix}, \quad (3.3)$$

$$\begin{bmatrix} \tilde{V}_a^- \\ \tilde{V}_b^- \\ \tilde{V}_c^- \end{bmatrix} = -\frac{1}{3} \underbrace{\begin{bmatrix} -1 & 1\angle 60^\circ & 1\angle -60^\circ \\ 1\angle -60^\circ & -1 & 1\angle 60^\circ \\ 1\angle 60^\circ & 1\angle -60^\circ & -1 \end{bmatrix}}_{[M_-]} \begin{bmatrix} \tilde{V}_a \\ \tilde{V}_b \\ \tilde{V}_c \end{bmatrix}. \quad (3.4)$$

Por outro lado, as matrizes  $[T_+]$  e  $[T_-]$  podem ser reescritas em submatrizes compreendendo suas partes reais e imaginárias isoladamente. Considerando que  $\alpha = e^{j120^\circ} = -\frac{1}{2} + j\frac{\sqrt{3}}{2}$  e  $\alpha^2 = e^{-j120^\circ} = -\frac{1}{2} - j\frac{\sqrt{3}}{2}$ , (3.1) e (3.2) tornam-se em:

$$\begin{bmatrix} \tilde{V}_a^+ \\ \tilde{V}_b^+ \\ \tilde{V}_c^+ \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \left\{ - \begin{bmatrix} -1 & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \\ \frac{1}{2} & -1 & \frac{1}{2} \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & -1 \end{bmatrix} + j \begin{bmatrix} 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{\sqrt{3}}{2} & 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{V}_a \\ \tilde{V}_b \\ \tilde{V}_c \end{bmatrix} \right\}, \quad (3.5)$$

$$\begin{bmatrix} \tilde{V}_a^- \\ \tilde{V}_b^- \\ \tilde{V}_c^- \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \left\{ - \begin{bmatrix} -1 & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \\ \frac{1}{2} & -1 & \frac{1}{2} \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & -1 \end{bmatrix} - j \begin{bmatrix} 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{\sqrt{3}}{2} & 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{V}_a \\ \tilde{V}_b \\ \tilde{V}_c \end{bmatrix} \right\}. \quad (3.6)$$

Para operação em regime permanente as expressões fasoriais (3.3), (3.5), (3.4) e (3.6) podem ser representadas no domínio do tempo firmado na teoria de ISC, resultando respectivamente em:

$$[v^+] = [A_1][v] + [A_2][v_{-60}] + [A_3][v_{60}], \quad (3.7)$$

$$[v^-] = [B_1][v] + [B_2][v_{90}], \quad (3.8)$$

$$[v^-] = [C_1][v] + [C_2][v_{60}] + [C_3][v_{-60}], \quad (3.9)$$

$$[v^-] = [D_1][v] + [D_2][v_{-90}], \quad (3.10)$$

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 a 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  $90^\circ$  pode ser obtido armazenando as últimas  $N/4$  amostras. Além disso, encontra-se um sinal avançado de  $90^\circ$  tomando o retardo de  $90^\circ$  com o sinal oposto. De modo semelhante, um atraso de  $60^\circ$  pode ser gerado salvando as últimas  $N/6$  medições. E, o avanço de  $60^\circ$  é produzido armazenando as últimas  $N/3$  amostras, para obter um atraso de  $120^\circ$ , 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 diferentes para outras componentes harmônicas.

Doravante, as operações definidas por (3.7) à (3.10) serão 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 seqüência positiva da frequência fundamental, porém, algumas componentes harmônicas são modificadas. Por outro lado, as operações  $C$  e  $D$  conservam incólume a componente de seqüência negativa da frequência fundamental alterando as características de outras componentes. A Tabela 3.1, uma versão estendida daquela apresentada em [26], 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 cujo ganho das transformações for nulo na tabela é representado por “-”.

Tabela 3.1: Ganhos das operações matemáticas para harmônicos ímpares

Operação	$A$	$B$	$C$	$D$	$AB$	$CD$
1° seq. +	1∠0°	1∠0°	-	-	1∠0°	-
1° seq. -	-	-	1∠0°	1∠0°	-	1∠0°
3° seq. +	-	-	-	1∠0°	-	-
3° seq. -	-	1∠0°	-	-	-	-
5° seq. +	-	1∠0°	1∠0°	-	-	-
5° seq. -	1∠0°	-	-	1∠0°	-	-
7° seq. +	1∠0°	-	-	1∠0°	-	-
7° seq. -	-	1∠0°	1∠0°	-	-	-
9° seq. +	-	1∠0°	-	-	-	-
9° seq. -	-	-	-	1∠0°	-	-
11° seq. +	-	-	1∠0°	1∠0°	-	1∠0°
11° seq. -	1∠0°	1∠0°	-	-	1∠0°	-
13° seq. +	1∠0°	1∠0°	-	-	1∠0°	-
13° seq. -	-	-	1∠0°	1∠0°	-	1∠0°
15° seq. +	-	-	-	1∠0°	-	-
15° seq. -	-	1∠0°	-	-	-	-

### 3.1.2 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 (3.7) pela matriz de transformação de Park ( $[T_\theta]$ ), as componentes instantâneas de seqüência positiva no referencial  $dq$  podem ser calculadas:

$$[T_\theta][v^+] = [T_\theta][A_1][v] + [T_\theta][A_2][v_{-60}] + [T_\theta][A_3][v_{60}], \quad (3.11)$$

daí,

$$[v_{dq}^+] = [T_\theta][A_1][T_\theta]^{-1}[v_{dq}] + [T_\theta][A_2][T_\theta]^{-1}[v_{dq-60}] + [T_\theta][A_3][T_\theta]^{-1}[v_{dq60}], \quad (3.12)$$

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 ( $[A_n] \longrightarrow [T_\theta][A_n][T_\theta]^{-1}$ ,  $n = 1, 2, 3$ ) 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 [41]. Desprezando as componentes de seqüência zero a operação  $A$  no referencial  $dq$  pode ser conseguida de (3.12):

$$\begin{bmatrix} v_d^+ \\ v_q^+ \end{bmatrix} = [A_{1dq}] \begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} + [A_{2dq}] \begin{bmatrix} v_{d-60} \\ v_{q-60} \end{bmatrix} + [A_{3dq}] \begin{bmatrix} v_{d60} \\ v_{q60} \end{bmatrix}. \quad (3.13)$$

Transformações de similaridade análogas à (3.12) devem ser aplicadas às operações  $B$ ,  $C$  e  $D$  para obtê-las no sistema de referência  $dq$  arbitrário. Na devida ordem, encontra-se:

$$\begin{bmatrix} v_d^+ \\ v_q^+ \end{bmatrix} = [B_{1dq}] \begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} + [B_{2dq}] \begin{bmatrix} v_{d90} \\ v_{q90} \end{bmatrix}, \quad (3.14)$$

$$\begin{bmatrix} v_d^- \\ v_q^- \end{bmatrix} = [C_{1dq}] \begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} + [C_{2dq}] \begin{bmatrix} v_{d60} \\ v_{q60} \end{bmatrix} + [C_{3dq}] \begin{bmatrix} v_{d-60} \\ v_{q-60} \end{bmatrix}, \quad (3.15)$$

$$\begin{bmatrix} v_d^- \\ v_q^- \end{bmatrix} = [D_{1dq}] \begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} + [D_{2dq}] \begin{bmatrix} v_{d-90} \\ v_{q-90} \end{bmatrix}, \quad (3.16)$$

em que,

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

É importante notar que as operações (3.13) à (3.16), 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 seqüência 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 seqüência positiva; se  $h < 0$ , então o sinal é de seqüência negativa; e, se  $h = 0$ , o sinal representa uma componente contínua (CC). Logo,

$$\begin{cases} v_{ah} = V_h \cos(h\omega t + \varphi_h) \\ v_{bh} = V_h \cos(h\omega t + \varphi_h - 120^\circ) \\ v_{ch} = V_h \cos(h\omega t + \varphi_h + 120^\circ) \end{cases}, \quad (3.17)$$

transformando o mesmo para  $\alpha\beta$  por meio de (2.10), tem-se:

$$\begin{cases} v_{\alpha h} = V_h \cos(h\omega t + \varphi_h) \\ v_{\beta h} = V_h \sin(h\omega t + \varphi_h) \end{cases}, \quad (3.18)$$

e aplicando a fórmula de *Euler* em (3.18):

$$\vec{v}_{\alpha\beta h} \equiv v_{\alpha h} + jv_{\beta h} = V_h e^{j(h\omega t + \varphi_h)}. \quad (3.19)$$

Verifica-se que para harmônicos de seqüência positiva ( $h > 0$ ), o vetor tensão  $\vec{v}_{\alpha\beta h}$  gira no sentido anti-horário; para harmônicos de seqüência 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 as considerações práticas: os sinais avançados  $60^\circ$  e  $90^\circ$  não realizáveis são substituídos pelos sinais atrasados de  $120^\circ$  e  $90^\circ$  multiplicados por  $-1$ , respectivamente. Levando isso em conta e usando o vetor tensão em  $\alpha\beta$  de (3.18) como a entrada para a operação  $A_{dq}$  (3.13), obtém-se:

$$\begin{bmatrix} v_\alpha^+ \\ v_\beta^+ \end{bmatrix} = \frac{V_h}{3} \begin{bmatrix} \cos(h\omega t + \varphi_h) - \frac{1}{2} \cos(h\omega t + \varphi_h - h60^\circ) + \frac{\sqrt{3}}{2} \sin(h\omega t + \varphi_h - h60^\circ) + \\ \sin(h\omega t + \varphi_h) - \frac{\sqrt{3}}{2} \cos(h\omega t + \varphi_h - h60^\circ) - \frac{1}{2} \sin(h\omega t + \varphi_h - h60^\circ) - \\ + \frac{1}{2} \cos(h\omega t + \varphi_h - h120^\circ) + \frac{\sqrt{3}}{2} \sin(h\omega t + \varphi_h - h120^\circ) \\ - \frac{\sqrt{3}}{2} \cos(h\omega t + \varphi_h - h120^\circ) + \frac{1}{2} \sin(h\omega t + \varphi_h - h120^\circ) \end{bmatrix}. \quad (3.20)$$

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

$$v_\alpha^+ + jv_\beta^+ = V_h e^{j(h\omega t + \varphi_h)} \frac{1}{3} \left[ 1 + e^{j(1-h)60^\circ} + e^{j(1-h)120^\circ} \right], \quad (3.21)$$

logo,

$$v_\alpha^+ + jv_\beta^+ = [v_{\alpha h} + jv_{\beta h}] \underbrace{\frac{1}{3} \left[ 1 + e^{j(1-h)60^\circ} + e^{j(1-h)120^\circ} \right]}_{\vec{G}A_{dq}}. \quad (3.22)$$

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

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

$$\begin{bmatrix} v_\alpha^+ \\ v_\beta^+ \end{bmatrix} = \frac{V_h}{2} \begin{bmatrix} \cos(h\omega t + \varphi_h) - \sin(h\omega t + \varphi_h - h90^\circ) \\ \sin(h\omega t + \varphi_h) + \cos(h\omega t + \varphi_h - h90^\circ) \end{bmatrix}. \quad (3.23)$$

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

de *Euler*, encontra-se:

$$v_{\alpha}^{+} + jv_{\beta}^{+} = V_h e^{j(h\omega t + \varphi_h)} \frac{1}{2} \left[ 1 + e^{j(1-h)90^{\circ}} \right], \quad (3.24)$$

por conseguinte,

$$v_{\alpha}^{+} + jv_{\beta}^{+} = [v_{\alpha h} + jv_{\beta h}] \underbrace{\frac{1}{2} \left[ 1 + e^{j(1-h)90^{\circ}} \right]}_{\overrightarrow{GB}_{dq}} \quad (3.25)$$

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

Analogamente a  $A_{dq}$  o ganho complexo da operação  $C_{dq}$  pode se obtido de (3.15):

$$v_{\alpha}^{-} + jv_{\beta}^{-} = [v_{\alpha h} + jv_{\beta h}] \underbrace{\frac{1}{3} \left[ 1 + e^{-j(1+h)120^{\circ}} + e^{-j(1+h)60^{\circ}} \right]}_{\overrightarrow{GC}_{dq}}. \quad (3.26)$$

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

Resultado similar ao  $B_{dq}$  é atingido para a operação  $D_{dq}$ . De (3.16) alcança-se:

$$v_{\alpha}^{-} + jv_{\beta}^{-} = [v_{\alpha h} + jv_{\beta h}] \underbrace{\frac{1}{2} \left[ 1 + e^{-j(1+h)90^{\circ}} \right]}_{\overrightarrow{GD}_{dq}} \quad (3.27)$$

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

Verifica-se que os ganhos supracitados estão condizentes com a Tabela 3.1.

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 3.1 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 3.2. Nessas figuras, a frequência negativa é utilizada para informar que os ganhos são para os sinais de seqüência negativa.

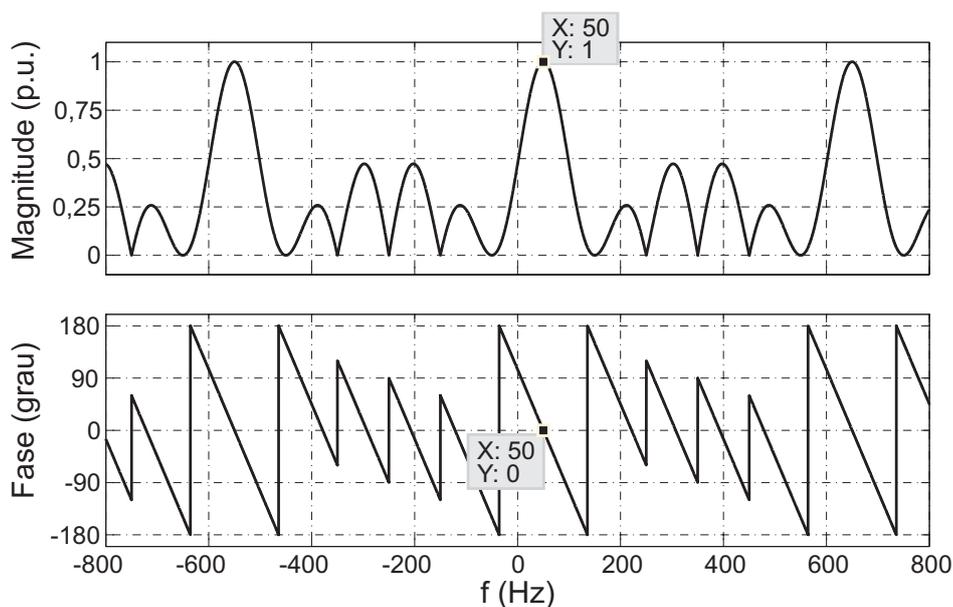


Figura 3.1: Resposta em frequência das transformações  $A_{dq}$  e  $B_{dq}$  em cascata.

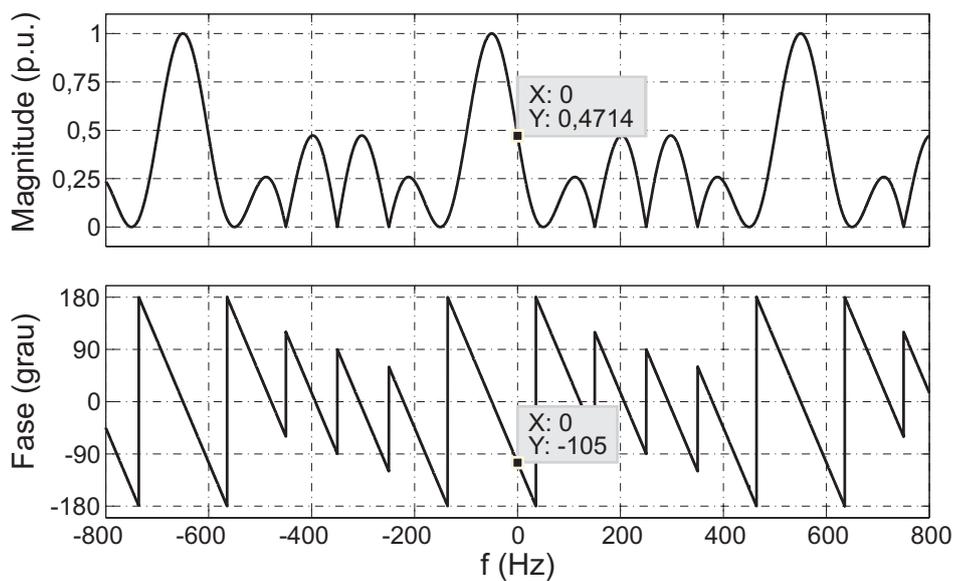


Figura 3.2: Resposta em frequência das transformações  $C_{dq}$  e  $D_{dq}$  em cascata.

### 3.1.3 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 seqüência positiva passa a ser FFPS e qualquer harmônico de seqüência 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 seqüência 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 3.3.

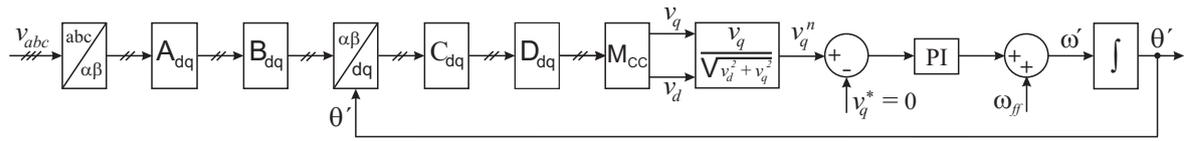


Figura 3.3: Diagrama em blocos do EDSC-PLL.

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 seqüência positiva da fundamental. Nessa situação calcula-se os ganhos impostos por  $C_{dq}$  e  $D_{dq}$  para  $h = 0$ . De 3.26 vem:

$$\overrightarrow{GC}_{dq}(h = 0) = \frac{1}{3} \left[ 1 + e^{-j(1+0)120^\circ} + e^{-j(1+0)60^\circ} \right] = \frac{2}{3} e^{-j60^\circ}. \quad (3.28)$$

De (3.27) encontra-se:

$$\overrightarrow{GD}_{dq}(h = 0) = \frac{1}{2} \left[ 1 + e^{-j(1+0)90^\circ} \right] = \frac{\sqrt{2}}{2} e^{-j45^\circ}. \quad (3.29)$$

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

$$\overrightarrow{GCD}_{dq}(h = 0) = \overrightarrow{GC}_{dq}(h = 0) \cdot \overrightarrow{GD}_{dq}(h = 0) = \frac{2}{3}e^{-j60^\circ} \cdot \frac{\sqrt{2}}{2}e^{-j45^\circ} = \frac{\sqrt{2}}{3}e^{-j105^\circ}. \quad (3.30)$$

$\overrightarrow{GCD}_{dq}(h = 0)$  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  $\overrightarrow{GCD}_{dq}(h = 0)$ .

$$\overrightarrow{GM}_{CC} = [\overrightarrow{GCD}_{dq}(h = 0)]^{-1} = \frac{3\sqrt{2}}{2}e^{j105^\circ}, \quad (3.31)$$

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  $\overrightarrow{GM}_{CC}$  se trata de uma transformação linear que se caracteriza em rotacionar o vetor em torno da origem e multiplicar o módulo por uma constante [42]. A matriz de transformação é dada por:

$$[M_{CC}] = K \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\text{sen}(\theta) \\ \text{sen}(\theta) & \cos(\theta) \end{bmatrix}, \quad (3.32)$$

com  $K = \frac{3\sqrt{2}}{2}$  e  $\theta = 105^\circ$ . Então,

$$[M_{CC}] = \frac{3}{4} \begin{bmatrix} (1 - \sqrt{3}) & (-1 - \sqrt{3}) \\ (1 + \sqrt{3}) & (1 - \sqrt{3}) \end{bmatrix}. \quad (3.33)$$

Observa-se na Figura 3.3 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:

$$v_q^n = \frac{v_q}{|\vec{v}_{dq}|} = \frac{v_q}{\sqrt{v_d^2 + v_q^2}}. \quad (3.34)$$

Na solução proposta, observa-se pela Tabela 3.1 que os harmônicos 11<sup>o</sup> de seqüência negativa e 13<sup>o</sup> de seqüência 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 transladadas 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<sup>o</sup> de seqüência positiva e 12<sup>o</sup> de seqüência negativa não são excluídos pelas operações em cascata  $A_{dq}$  e  $B_{dq}$  e tornam-se respectivamente em 11<sup>o</sup> de seqüência positiva e 13<sup>o</sup> de seqüência negativa quando transladados para  $dq$ . Assim, pode ser visto na Tabela 3.1 que essas componentes não são eliminadas. Em geral, utilizando (3.22), (3.25), (3.26) e (3.27) demonstra-se que os harmônicos de seqüência positiva  $12n$  e  $12n + 1$ , bem como os harmônicos de seqüência 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 freqüência ( $\omega'$ ) e conseqüentemente a posição angular ( $\theta'$ ) não sejam afetados por aqueles harmônicos.

O projeto do controlador PI baseia-se na função de transferência obtida na Seção 2.2 (2.14), 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 3.3) 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 freqüência 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, realizou-se o seguinte: a cada período da fundamental, soma-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.

### 3.1.4 Comportamento do EDSC-PLL

O EDSC-PLL foi simulado em três condições de tensões distintas. 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. O distúrbio sempre ocorre de 40 ms à 160 ms. Como mencionado na seção anterior os valores das constantes do controlador PI foram aperfeiçoados por simulação. Os valores iniciais foram  $K_p = 533$  e  $K_i = 142120$ , advindos de 2.14, até obter-se  $K_p = 100$  e  $K_i = 100$ .

Nas três figuras, o primeiro gráfico (a) mostra as tensões de entrada ( $v_{abc}$ ), o segundo (b) as tensões da rede estimadas ( $v'_{abc}$ ), o terceiro (c) as componentes de tensão estimadas  $v'_d$  e  $v'_q$ , e por último (d) 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 3.4 mostra os resultados de simulação considerando, durante a falta, que as tensões são distorcidas apenas por um harmônico de ordem 11 de seqüência negativa ( $v^{+1} = 1\angle 0^\circ$  p.u. e  $v^{-11} = 0,2\angle 0^\circ$ ). 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.

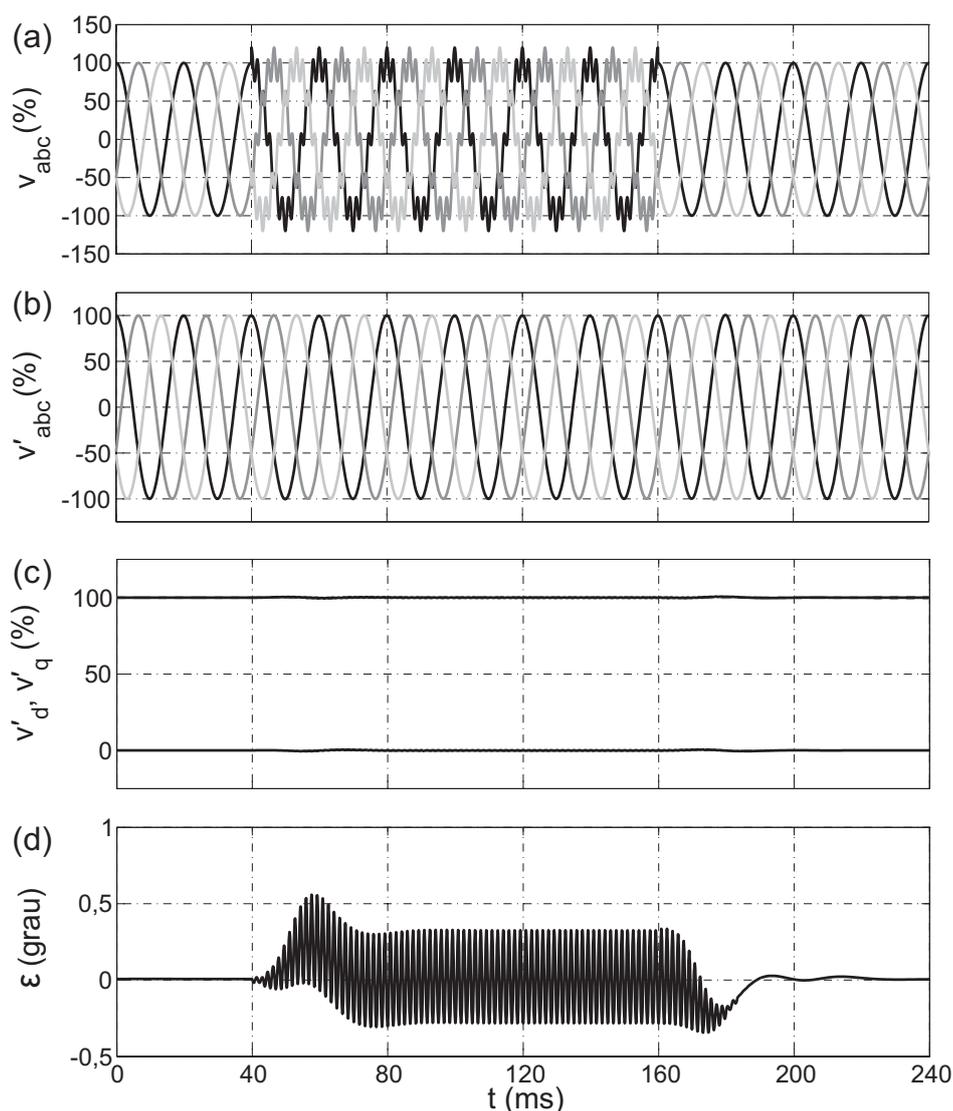


Figura 3.4: Resposta do EDSC-PLL sob distorção harmônica de ordem elevada ( $v^{+1} = 1\angle 0^\circ$  p.u. e  $v^{-11} = 0,2\angle 0^\circ$  p.u.).

Se durante a falta as tensões são distorcidas por harmônicos de baixa ordem, por exemplo, ordem 3 de seqüência positiva ( $v^{+1} = 1\angle 0^\circ$  p.u. e  $v^{+3} = 0,2\angle 0^\circ$ ), 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 3.5.

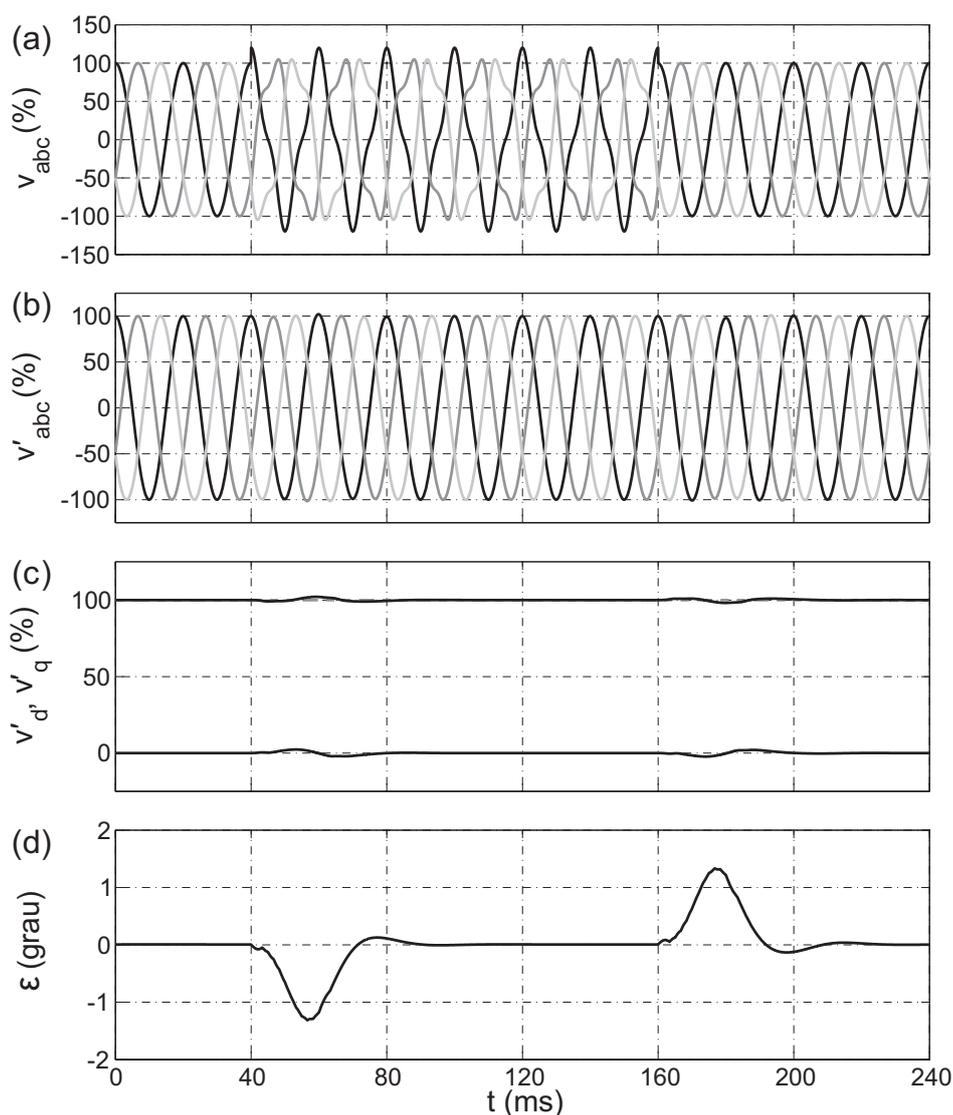


Figura 3.5: Resposta do EDSC-PLL sob distorção harmônica de ordem baixa ( $v^{+1} = 1\angle 0^\circ$  p.u. e  $v^{+3} = 0,2\angle 0^\circ$  p.u.).

Um caso muito comum que ocorre durante uma falta é o desbalanço. Portanto, efetivou-se uma simulação admitindo  $v^{+1} = 1\angle 0^\circ$  p.u. mais uma componente de seqüência negativa  $v^{-1} = 0,3\angle 0^\circ$  p.u. Conclui-se por meio da Figura 3.6 que o EDSC-PLL também respondeu a contento: as saídas do sistema em regime permanente não são afetadas pelo desequilíbrio na rede. Porém, de maneira semelhante a simulação anterior há um transiente na resposta do detector.

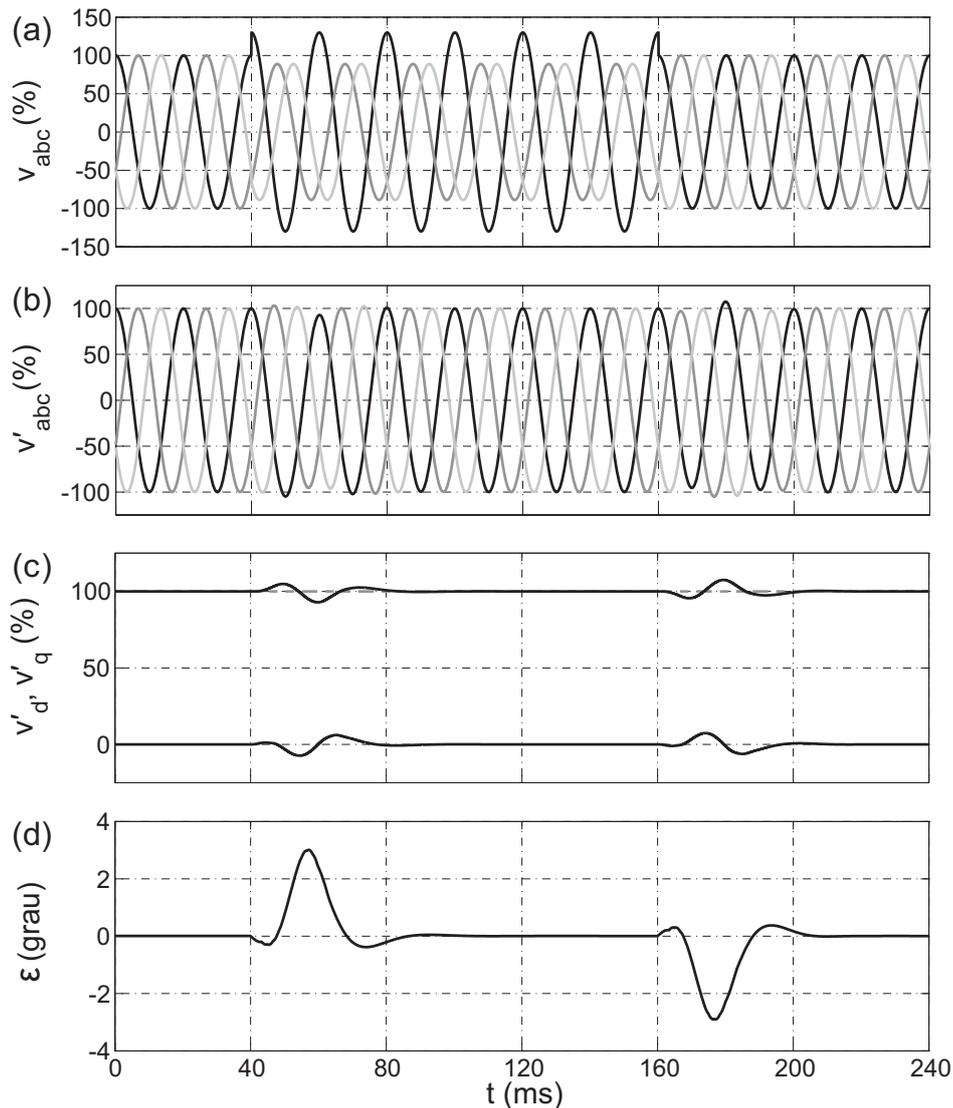


Figura 3.6: Resposta do EDSC-PLL sujeito a desequilíbrios ( $v^{+1} = 1\angle 0^\circ$  p.u. e  $v^{-1} = 0,3\angle 0^\circ$  p.u.).

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:  $v^{+1} = 2,5v^{-1} = 1\angle 0^\circ$  p.u. e  $v^{+h} = v^{-h} = \frac{0,6v^{+1}}{h}$ ,  $h = 2, 3, \dots, 25$ . Observa-se pela Figura 3.7 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  $1,6^\circ$ . Além do mais, o erro em regime é desprezível e oscila entre  $-0,24^\circ$  e  $0,25^\circ$ .

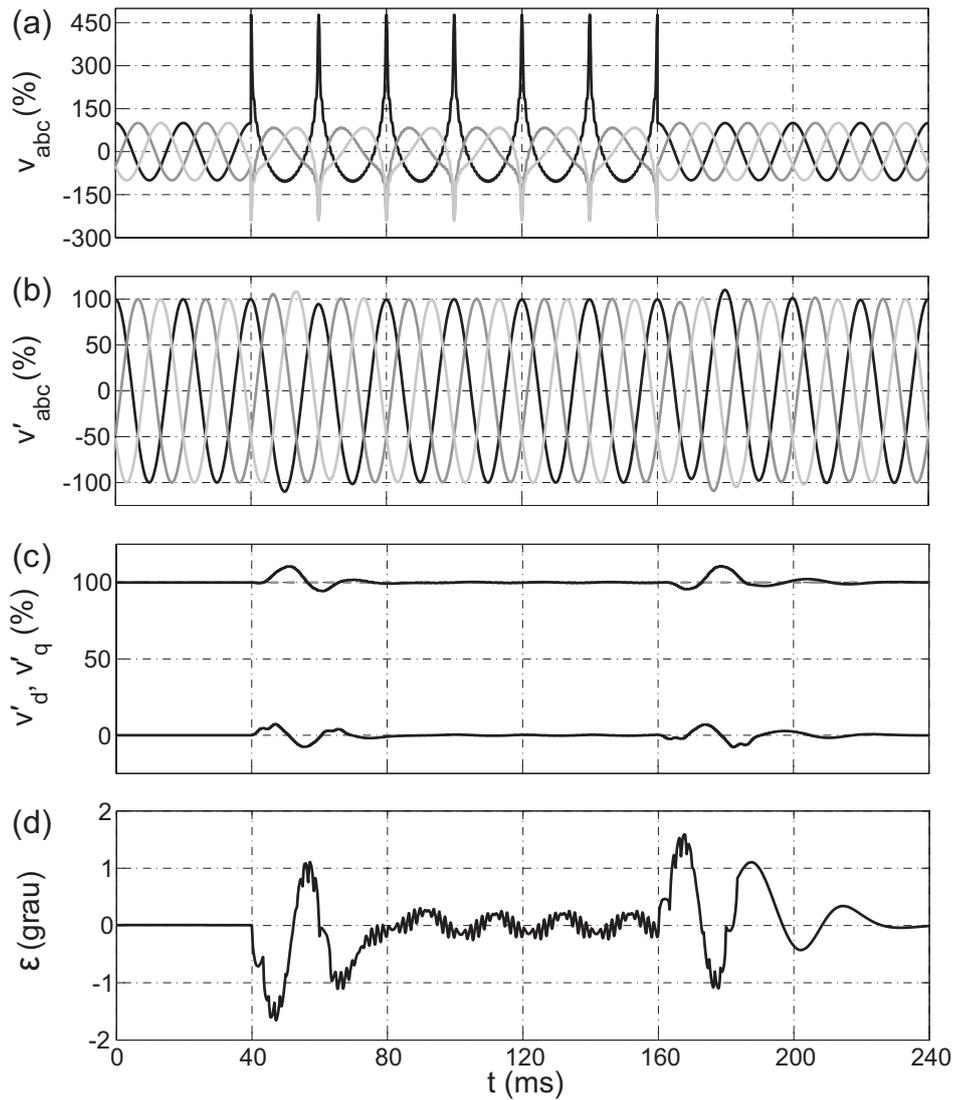


Figura 3.7: Desempenho do EDSC-PLL sujeito a sinais desbalanceados e fortemente distorcidos ( $v^{+1} = 2,5v^{-1} = 1\angle 0^\circ$  p.u. e  $v^{+h} = v^{-h} = \frac{0,6v^{+1}}{h}$ ,  $h = 2, 3, \dots, 25$ ).

### 3.2 GDSC-PLL

A técnica fundamentada na generalização do método de cancelamento por sinal atrasado (GDSC-PLL) possui a propriedade de ser imune a desequilíbrios e harmônicos sejam estes de seqüência positiva ou negativa que eventualmente aparecem na rede elétrica. A mesma é sustentada por transformações que empregam apenas simples cálculos aritméticos: somas, subtrações, multiplicações e apenas uma divisão. Os sinais adquiridos  $[v_a, v_b, v_c]^T$  são transformados para  $\vec{v}_{\alpha\beta} = [v_\alpha, v_\beta]^T$ . Então,  $\vec{v}_{\alpha\beta}$  passa por operações em cascata que cancelam os

harmônicos. Sucintamente, observa-se que essas operações são filtros FIR's. Assim sendo, as tensões na saída dessas operações depois de transformadas para  $dq$ , síncrono com a FFPS, são entregues a um SRF-PLL com o intuito de obter-se a posição angular do vetor tensão de FFPS.

A teoria do método proposto está apresentada na seção seguinte. Na Seção 3.2.2 são exibidos os detalhes da implementação. Finalmente, o desempenho do GDSC-PLL é evidenciado na Seção 3.2.3.

### 3.2.1 Fundamentação Teórica do GDSC

Com o propósito de demonstrar a GDSC, há de se considerar na entrada uma tensão trifásica balanceada de ordem  $h$  igual àquela do EDSC-PLL, repetida aqui por conveniência:

$$\begin{cases} v_{ah} = V_h \cos(h\omega t + \varphi_h) \\ v_{bh} = V_h \cos(h\omega t + \varphi_h - 120^\circ) \\ v_{ch} = V_h \cos(h\omega t + \varphi_h + 120^\circ) \end{cases}, \quad (3.35)$$

logo,

$$\vec{v}_{\alpha\beta h} \equiv v_{\alpha h} + jv_{\beta h} = V_h e^{j(h\omega t + \varphi_h)}. \quad (3.36)$$

Tomando um vetor harmônico  $\vec{v}_{\alpha\beta h}$  atrasado no tempo correspondendo a um ângulo  $\theta$  em relação a frequência fundamental (ou  $h\theta$  com respeito a componente harmônica de ordem  $h$ ), tem-se:

$$\vec{v}_{\alpha\beta h-\theta} = V_h e^{j(h\omega t + \varphi_h - h\theta)} = \vec{v}_{\alpha\beta h} e^{-jh\theta}. \quad (3.37)$$

Uma transformação matemática em que os vetores de tensão original e atrasado são combinados é concebida agora:

$$\vec{v}_{\alpha\beta h}^T = \vec{a}\vec{v}_{\alpha\beta h} + \vec{a}e^{j\theta_1}\vec{v}_{\alpha\beta h-\theta}, \quad (3.38)$$

em que, o ganho complexo  $\vec{a}$  e o ângulo  $\theta_1$  são constantes. Com efeito, nota-se que o vetor tensão transformado  $\vec{v}_{\alpha\beta h}^T$  é igual ao sinal original  $\vec{v}_{\alpha\beta h}$  multiplicado por um ganho complexo:

$$\vec{v}_{\alpha\beta h}^T = \underbrace{\vec{a}(1 + e^{j\theta_1} e^{-jh\theta})}_{\vec{G}_h} V_h e^{j(h\omega t + \varphi_h)} = \vec{G}_h \vec{v}_{\alpha\beta h}. \quad (3.39)$$

A transformação (3.38) permite escolher alguns harmônicos específicos do sinal original para ser eliminado. Contudo, é desejável que o ganho da transformação para o vetor tensão de FFPS (ou qualquer outro harmônico de seqüência positiva ou negativa que se queira detectar) seja igual a um. Desta forma, os parâmetros reais  $\theta$  e  $\theta_1$  são determinados pela seleção das componentes harmônicas de ordem  $h = h_i \pm kn$ ,  $\forall n \in \mathbb{N}$  a serem canceladas, onde  $h_i$  e  $k$  são constantes inteiras escolhidas. Isso é atingido fazendo  $\vec{G}_{(h_i \pm kn)} = 0$ :

$$1 + e^{j\theta_1} e^{-j(h_i \pm kn)\theta} = 0 \quad \Rightarrow \quad \begin{cases} \theta = \frac{360^\circ}{k} \\ \theta_1 = \theta h_i + 180^\circ \end{cases}. \quad (3.40)$$

O parâmetro constante complexo  $\vec{a}$  é estabelecido pela imposição do ganho da transformação desejado para o vetor de frequência específico. Por exemplo, na aplicação almejada precisa-se garantir ganho unitário para o vetor tensão de FFPS. Então,

$$\vec{G}_{(h=1)} = \vec{a}(1 + e^{j\theta_1} e^{-j1\theta}) = 1 \quad \Rightarrow \quad \vec{a} = \frac{1}{1 + e^{j(\theta_1 - \theta)}}. \quad (3.41)$$

### 3.2.2 Implementação do GDSC-PLL

Um detector de vetor tensão de FFPS ideal deve ser hábil para excluir o vetor tensão de seqüência negativa da frequência fundamental assim como os demais harmônicos, mas, o ganho para o vetor tensão de FFPS tem que ser igual a um. Como não é possível cancelar todas essas componentes harmônicas indesejadas com apenas uma transformação descrita em (3.38), várias transformações em cascata podem ser usadas para alcançar esse objetivo.

Como demonstrado em (3.40), todas as componentes harmônicas pares ( $h = 0 \pm 2n$ ) podem ser anuladas pela transformação em que  $\theta = 180^\circ$  e  $\theta_1 = 180^\circ$ .  $\vec{a} = \frac{1}{2}$ , pois,

um ganho unitário foi escolhido para a componente de FFPS. Assim, o ganho  $\overrightarrow{GA}_h$  desta transformação é:

$$\overrightarrow{GA}_h = \frac{1}{2}[1 - e^{-jh180^\circ}]. \quad (3.42)$$

Outras quatro transformações ( $B$ ,  $C$ ,  $D$  e  $E$ ) foram escolhidas, para eliminar as componentes harmônicas de ordem  $h = 3 \pm 6n$ ,  $h = 5 \pm 6n$ ,  $h = 7 \pm 12n$  e  $h = 13 \pm 24n$ , respectivamente. Os parâmetros destas transformações são:  $\theta_B = 60^\circ$ ,  $\theta_{1B} = 0^\circ$  e  $\vec{a}_B = \frac{\sqrt{3}}{3}e^{j30^\circ}$ ;  $\theta_C = 60^\circ$ ,  $\theta_{1C} = 120^\circ$  e  $\vec{a}_C = \frac{\sqrt{3}}{3}e^{-j30^\circ}$ ;  $\theta_D = 30^\circ$ ,  $\theta_{1D} = 30^\circ$  e  $\vec{a}_D = \frac{1}{2}$ ; e,  $\theta_E = 15^\circ$ ,  $\theta_{1E} = 15^\circ$  e  $\vec{a}_E = \frac{1}{2}$ . Os ganhos correspondentes são:

$$\overrightarrow{GB}_h = \frac{\sqrt{3}}{3}e^{j30^\circ}[1 + e^{-jh60^\circ}], \quad (3.43)$$

$$\overrightarrow{GC}_h = \frac{\sqrt{3}}{3}e^{-j30^\circ}[1 + e^{j(2-h)60^\circ}], \quad (3.44)$$

$$\overrightarrow{GD}_h = \frac{1}{2}[1 + e^{j(1-h)30^\circ}], \quad (3.45)$$

$$\overrightarrow{GE}_h = \frac{1}{2}[1 + e^{j(1-h)15^\circ}]. \quad (3.46)$$

A Tabela 3.2 mostra os ganhos (magnitude e fase) de cada transformação  $A$ ,  $B$ ,  $C$ ,  $D$  e  $E$ . Os casos em que a operação elimina a componente harmônica (ganho nulo) na tabela se indica com “-”.

Dois caminhos de operações em cascata são apresentados para exemplificar o método proposto. Na primeira solução sugerida, as transformações  $A$ ,  $B$ ,  $C$  e  $D$  estão em cascata como ilustrado na Figura 3.8.

Tabela 3.2: Ganhos das transformações matemáticas para os harmônicos de seqüência positiva e negativa

Operação	A	B	C	D	E
CC	-	$(2\sqrt{3}/3)\angle 30^\circ$	$(\sqrt{3}/3)\angle 30^\circ$	$(\sqrt{2 + \sqrt{3}}/2)\angle 15^\circ$	$(\sqrt{2 + \sqrt{2 + \sqrt{3}}}/2)\angle 7.5^\circ$
1º seq. +	$1\angle 0^\circ$	$1\angle 0^\circ$	$1\angle 0^\circ$	$1\angle 0^\circ$	$1\angle 0^\circ$
1º seq. -	$1\angle 0^\circ$	$1\angle 60^\circ$	-	$(\sqrt{3}/2)\angle 30^\circ$	$(\sqrt{2 + \sqrt{3}}/2)\angle 15^\circ$
2º seq. +	-	$(\sqrt{3}/3)\angle -30^\circ$	$(2\sqrt{3}/3)\angle -30^\circ$	$(\sqrt{2 + \sqrt{3}}/2)\angle -15^\circ$	$(\sqrt{2 + \sqrt{2 + \sqrt{3}}}/2)\angle -7.5^\circ$
2º seq. -	-	$(\sqrt{3}/3)\angle 90^\circ$	$(\sqrt{3}/3)\angle -90^\circ$	$(\sqrt{2}/2)\angle 45^\circ$	$(\sqrt{2 + \sqrt{2}}/2)\angle 22.5^\circ$
3º seq. +	$1\angle 0^\circ$	-	$1\angle -60^\circ$	$(\sqrt{3}/2)\angle -30^\circ$	$(\sqrt{2 + \sqrt{3}}/2)\angle -15^\circ$
3º seq. -	$1\angle 0^\circ$	-	$1\angle -60^\circ$	$(1/2)\angle 60^\circ$	$(\sqrt{3}/2)\angle 30^\circ$
4º seq. +	-	$(\sqrt{3}/3)\angle 90^\circ$	$(\sqrt{3}/3)\angle -90^\circ$	$(\sqrt{2}/2)\angle -45^\circ$	$(\sqrt{2}/2)\angle -22.5^\circ$
4º seq. -	-	$(\sqrt{3}/3)\angle -30^\circ$	$(2\sqrt{3}/3)\angle -30^\circ$	$(\sqrt{2 - \sqrt{3}}/2)\angle 75^\circ$	$(\sqrt{2 + \sqrt{2 - \sqrt{3}}}/2)\angle 37.5^\circ$
5º seq. +	$1\angle 0^\circ$	$1\angle 60^\circ$	-	$(1/2)\angle -60^\circ$	$(\sqrt{3}/2)\angle -30^\circ$
5º seq. -	$1\angle 0^\circ$	$1\angle 0^\circ$	$1\angle 0^\circ$	-	$(\sqrt{2}/2)\angle 45^\circ$
6º seq. +	-	$(2\sqrt{3}/3)\angle 30^\circ$	$(\sqrt{3}/3)\angle 30^\circ$	$(\sqrt{2 - \sqrt{3}}/2)\angle -75^\circ$	$(\sqrt{2 + \sqrt{2 - \sqrt{3}}}/2)\angle -37.5^\circ$
6º seq. -	-	$(2\sqrt{3}/3)\angle 30^\circ$	$(\sqrt{3}/3)\angle 30^\circ$	$(\sqrt{2 - \sqrt{3}}/2)\angle -75^\circ$	$(\sqrt{2 - \sqrt{2 - \sqrt{3}}}/2)\angle 52.5^\circ$
7º seq. +	$1\angle 0^\circ$	$1\angle 0^\circ$	$1\angle 0^\circ$	-	$(\sqrt{2}/2)\angle -45^\circ$
7º seq. -	$1\angle 0^\circ$	$1\angle 60^\circ$	-	$(1/2)\angle -60^\circ$	$(1/2)\angle 60^\circ$
8º seq. +	-	$(\sqrt{3}/3)\angle -30^\circ$	$(2\sqrt{3}/3)\angle -30^\circ$	$(\sqrt{2 - \sqrt{3}}/2)\angle 75^\circ$	$(\sqrt{2 - \sqrt{2 - \sqrt{3}}}/2)\angle -52.5^\circ$
8º seq. -	-	$(\sqrt{3}/3)\angle 90^\circ$	$(\sqrt{3}/3)\angle -90^\circ$	$(\sqrt{2}/2)\angle -45^\circ$	$(\sqrt{2 - \sqrt{2}}/2)\angle 67.5^\circ$
9º seq. +	$1\angle 0^\circ$	-	$1\angle -60^\circ$	$(1/2)\angle 60^\circ$	$(1/2)\angle -60^\circ$
9º seq. -	$1\angle 0^\circ$	-	$1\angle -60^\circ$	$(\sqrt{3}/2)\angle -30^\circ$	$(\sqrt{2 - \sqrt{3}}/2)\angle 75^\circ$
10º seq. +	-	$(\sqrt{3}/3)\angle 90^\circ$	$(\sqrt{3}/3)\angle -90^\circ$	$(\sqrt{2}/2)\angle 45^\circ$	$(\sqrt{2 - \sqrt{2}}/2)\angle -67.5^\circ$
10º seq. -	-	$(\sqrt{3}/3)\angle -30^\circ$	$(2\sqrt{3}/3)\angle -30^\circ$	$(\sqrt{2 + \sqrt{3}}/2)\angle -15^\circ$	$(\sqrt{2 - \sqrt{2 + \sqrt{3}}}/2)\angle 82.5^\circ$
11º seq. +	$1\angle 0^\circ$	$1\angle 60^\circ$	-	$(\sqrt{3}/2)\angle 30^\circ$	$(\sqrt{2 - \sqrt{3}}/2)\angle -75^\circ$
11º seq. -	$1\angle 0^\circ$	$1\angle 0^\circ$	$1\angle 0^\circ$	$1\angle 0^\circ$	-
12º seq. +	-	$(2\sqrt{3}/3)\angle 30^\circ$	$(\sqrt{3}/3)\angle 30^\circ$	$(\sqrt{2 + \sqrt{3}}/2)\angle 15^\circ$	$(\sqrt{2 - \sqrt{2 + \sqrt{3}}}/2)\angle -82.5^\circ$
12º seq. -	-	$(2\sqrt{3}/3)\angle 30^\circ$	$(\sqrt{3}/3)\angle 30^\circ$	$(\sqrt{2 + \sqrt{3}}/2)\angle 15^\circ$	$(\sqrt{2 - \sqrt{2 + \sqrt{3}}}/2)\angle -82.5^\circ$
13º seq. +	$1\angle 0^\circ$	$1\angle 0^\circ$	$1\angle 0^\circ$	$1\angle 0^\circ$	-
13º seq. -	$1\angle 0^\circ$	$1\angle 60^\circ$	-	$(\sqrt{3}/2)\angle 30^\circ$	$(\sqrt{2 - \sqrt{3}}/2)\angle -75^\circ$
14º seq. +	-	$(\sqrt{3}/3)\angle -30^\circ$	$(2\sqrt{3}/3)\angle -30^\circ$	$(\sqrt{2 + \sqrt{3}}/2)\angle -15^\circ$	$(\sqrt{2 - \sqrt{2 + \sqrt{3}}}/2)\angle 82.5^\circ$
14º seq. -	-	$(\sqrt{3}/3)\angle 90^\circ$	$(\sqrt{3}/3)\angle -90^\circ$	$(\sqrt{2}/2)\angle 45^\circ$	$(\sqrt{2 - \sqrt{2}}/2)\angle -67.5^\circ$
15º seq. +	$1\angle 0^\circ$	-	$1\angle -60^\circ$	$(\sqrt{3}/2)\angle -30^\circ$	$(\sqrt{2 - \sqrt{3}}/2)\angle 75^\circ$
15º seq. -	$1\angle 0^\circ$	-	$1\angle -60^\circ$	$(1/2)\angle 60^\circ$	$(1/2)\angle -60^\circ$

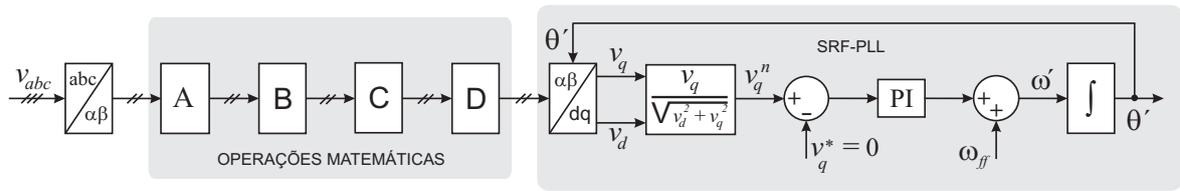


Figura 3.8: Diagrama em blocos do GDSC-PLL.

Como se pode ver na Tabela 3.2, o 11<sup>o</sup> harmônico de seqüência negativa e o 13<sup>o</sup> de seqüência positiva, bem como a componente de FFPS passam intactos pela transformação em cascata  $ABCD$ . Em geral, servindo-se desta primeira solução os harmônicos de ordem  $1 \pm 12n$  ( $\forall n \in \mathbb{N}$ ) não são cancelados pelas operações matemáticas. Esses harmônicos podem ser atenuados pela escolha adequada da largura de banda do SRF-PLL. A decisão sobre qual largura de banda adotar deve levar em conta que a diminuição no tempo de resposta total do esquema de detecção do vetor tensão de FFPS (maior largura de banda) pode conduzir, em certas ocasiões, a resultados imprecisos.

Na segunda solução sugerida, a transformação  $E$  também é utilizada em cascata com  $ABCD$  a fim de garantir que o 11<sup>o</sup> harmônico de seqüência negativa e o 13<sup>o</sup> de seqüência positiva não influenciem as saídas. Não obstante esta nova transformação ( $E$ ) requerer um certo tempo para determinar o retardo das quantidades necessárias, é permitido aumentar a largura de banda do SRF-PLL, visto que apenas os vetores de tensão de ordem  $1 \pm 24n$  não são eliminados. Conseqüentemente, o tempo de resposta total é menor que o da primeira solução.

Com o objetivo de se 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 (2.14), com a ressalva da normalização (3.34), cujo propósito é fazer a dinâmica do controlador a mesma para quaisquer valores de tensão na entrada. Convém ressaltar que o desacoplamento do SRF-PLL das operações é uma vantagem que predomina sobre o método de detecção EDSC-PLL, pois, é possível com a realização de uma aproximação linear otimizar os ganhos  $K_p$  e  $K_i$ . Por conseguinte,

reproduz-se a função de transferência no domínio de *Laplace*:

$$\frac{\Theta'(s)}{\Psi(s)} = \frac{2\xi\omega_c s + \omega_c^2}{s^2 + 2\xi\omega_c s + \omega_c^2}, \quad (3.47)$$

onde,

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

$\omega_c$  é a largura de banda e  $\xi$  é o fator de amortecimento do sistema.

Entretanto, como a implementação da técnica de detecção GDSC-PLL inerentemente é digital, uma análise no domínio de  $z$  (tempo discreto) também é feita. A função de transferência do controlador neste caso é:

$$K_d(z) = K_p \frac{z - \alpha}{z - 1}, \quad (3.48)$$

em que, os parâmetros  $K_p$  e  $\alpha$  são determinados pelas especificações de  $\xi$  e  $\omega_c$  [43]:

$$K_p = \frac{2}{T_s} \left[ 1 - e^{-\xi\omega_c T_s \cos(\omega_c T_s \sqrt{1-\xi^2})} \right], \quad (3.49)$$

$$\alpha = \frac{1 - e^{-\xi\omega_c T_s}}{2 \left[ 1 - e^{-\xi\omega_c T_s \cos(\omega_c T_s \sqrt{1-\xi^2})} \right]}. \quad (3.50)$$

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

Para viabilizar a implementação na prática, as transformações  $A$ ,  $B$ ,  $C$ ,  $D$  e  $E$  convêm ser convertidas para o modelo matricial. Por isso, muda-se (3.38) para o formato matricial:

$$v_{\alpha h}^T + jv_{\beta h}^T = (a_1 + ja_2)(v_{\alpha h} + jv_{\beta h}) + (b_1 + jb_2)(v_{\alpha h-\theta} + jv_{\beta h-\theta}). \quad (3.51)$$

Igualando as partes reais e imaginárias de per si, encontra-se:

$$\begin{bmatrix} v_{\alpha h}^T \\ v_{\beta h}^T \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a_1 & -a_2 \\ a_2 & a_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{\alpha h} \\ v_{\beta h} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} b_1 & -b_2 \\ b_2 & b_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{\alpha h-\theta} \\ v_{\beta h-\theta} \end{bmatrix}, \quad (3.52)$$

onde,  $a_1 = \text{real}(\vec{a})$ ,  $a_2 = \text{imag}(\vec{a})$ ,  $b_1 = \text{real}(\vec{a}e^{j\theta_1})$  e  $b_2 = \text{imag}(\vec{a}e^{j\theta_1})$ .

Conseqüentemente, as transformações  $A$ ,  $B$ ,  $C$ ,  $D$  e  $E$  são implementadas através das operações matriciais a seguir, as quais requerem baixo esforço computacional:

$$\begin{bmatrix} v_{\alpha h}^{TA} \\ v_{\beta h}^{TA} \end{bmatrix} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} v_{\alpha h} - v_{\alpha h-180} \\ v_{\beta h} - v_{\beta h-180} \end{bmatrix}, \quad (3.53)$$

$$\begin{bmatrix} v_{\alpha h}^{TB} \\ v_{\beta h}^{TB} \end{bmatrix} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{\sqrt{3}}{3} \\ \frac{\sqrt{3}}{3} & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{\alpha h}^{TA} + v_{\alpha h-60}^{TA} \\ v_{\beta h}^{TA} + v_{\beta h-60}^{TA} \end{bmatrix}, \quad (3.54)$$

$$\begin{bmatrix} v_{\alpha h}^{TC} \\ v_{\beta h}^{TC} \end{bmatrix} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 1 & \frac{\sqrt{3}}{3} \\ -\frac{\sqrt{3}}{3} & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{\alpha h}^{TB} \\ v_{\beta h}^{TB} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\frac{\sqrt{3}}{3} \\ \frac{\sqrt{3}}{3} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{\alpha h-60}^{TB} \\ v_{\beta h-60}^{TB} \end{bmatrix}, \quad (3.55)$$

$$\begin{bmatrix} v_{\alpha h}^{TD} \\ v_{\beta h}^{TD} \end{bmatrix} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} v_{\alpha h}^{TC} \\ v_{\beta h}^{TC} \end{bmatrix} + \frac{1}{4} \begin{bmatrix} \sqrt{3} & -1 \\ 1 & \sqrt{3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{\alpha h-30}^{TC} \\ v_{\beta h-30}^{TC} \end{bmatrix}, \quad (3.56)$$

$$\begin{bmatrix} v_{\alpha h}^{TE} \\ v_{\beta h}^{TE} \end{bmatrix} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} v_{\alpha h}^{TD} \\ v_{\beta h}^{TD} \end{bmatrix} + \frac{1}{2} \begin{bmatrix} \frac{\sqrt{2+\sqrt{3}}}{2} & -\frac{\sqrt{2-\sqrt{3}}}{2} \\ \frac{\sqrt{2-\sqrt{3}}}{2} & \frac{\sqrt{2+\sqrt{3}}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{\alpha h-15}^{TD} \\ v_{\beta h-15}^{TD} \end{bmatrix}. \quad (3.57)$$

Semelhantemente as operações estudadas na Seção 3.1, as transformações  $A$ ,  $B$ ,  $C$ ,  $D$  e  $E$  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. 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 3.9 mostram-se as magnitude e fase da resposta em frequência de  $A$ ,  $B$ ,  $C$  e  $D$  quando postas em cascata. As magnitude e fase da resposta em frequência de  $A$ ,  $B$ ,  $C$ ,  $D$  e  $E$  em cascata aparecem na Figura 3.10. Nessas figuras, a frequência negativa é utilizada para informar que os ganhos são para os sinais de seqüência negativa.

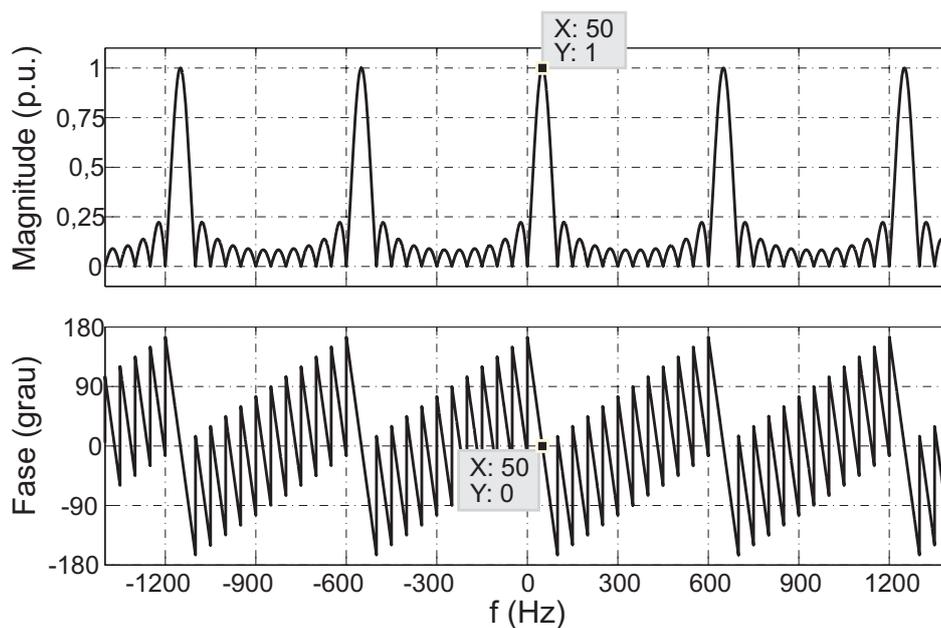


Figura 3.9: Resposta em frequência das transformações  $A$ ,  $B$ ,  $C$  e  $D$  em cascata.

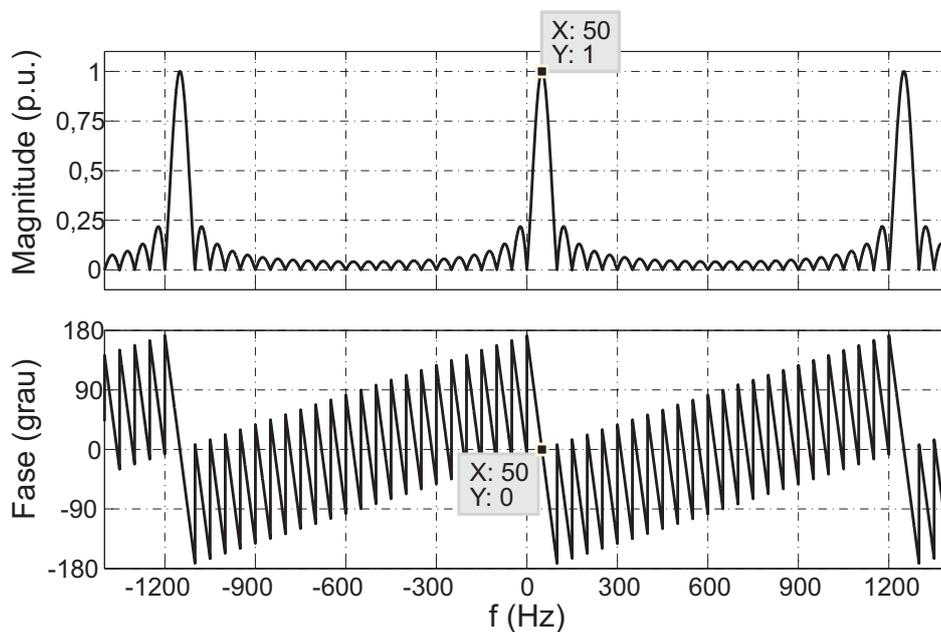


Figura 3.10: Resposta em frequência das transformações  $A$ ,  $B$ ,  $C$ ,  $D$  e  $E$  em cascata.

### 3.2.3 Comportamento do GDSC-PLL

Ambas as soluções sugeridas, a primeira com quatro transformações e a segunda com cinco, possuem resultados semelhantes. Então, para evitar uma tarefa tediosa de mostrar

gráficos idênticos, apenas os resultados da segunda solução são apresentados.

O GDSC-PLL foi simulado em três condições de tensões distintas. 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. Como o primeiro harmônico possível de aparecer nos sinais em  $dq$  é de ordem 24 ( $h = 1 + 24 \cdot 1 = 25^\circ$  de seqüência positiva e  $h = 1 - 24 \cdot 1 = 23^\circ$  de seqüência negativa, ambos em  $\alpha\beta$ : quando trasladados para o referencial síncrono com a FFPS tornam-se  $24^\circ$  harmônico), é conveniente optar por uma largura de banda para a malha de controle de uma década abaixo desse harmônico ( $\omega_c = 2\pi 120 = 753,98$  rad/s). O fator de amortecimento adotado é de  $\xi = 1/\sqrt{2}$ . Disto resultam  $K_p = 1066$  e  $K_i = 568489$ .

Nas três figuras, o primeiro gráfico (a) mostra as tensões de entrada ( $v_{abc}$ ), o segundo (b) as tensões da rede estimadas ( $v'_{abc}$ ), o terceiro (c) as componentes de tensão estimadas  $v'_d$  e  $v'_q$ , e por último (d) 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 3.11 mostra os resultados de simulação considerando, durante a falta, que as tensões são distorcidas apenas por um harmônico de ordem 11 de seqüência negativa ( $v^{+1} = 1\angle 0^\circ$  p.u. e  $v^{-11} = 0,2\angle 0^\circ$ ). 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.

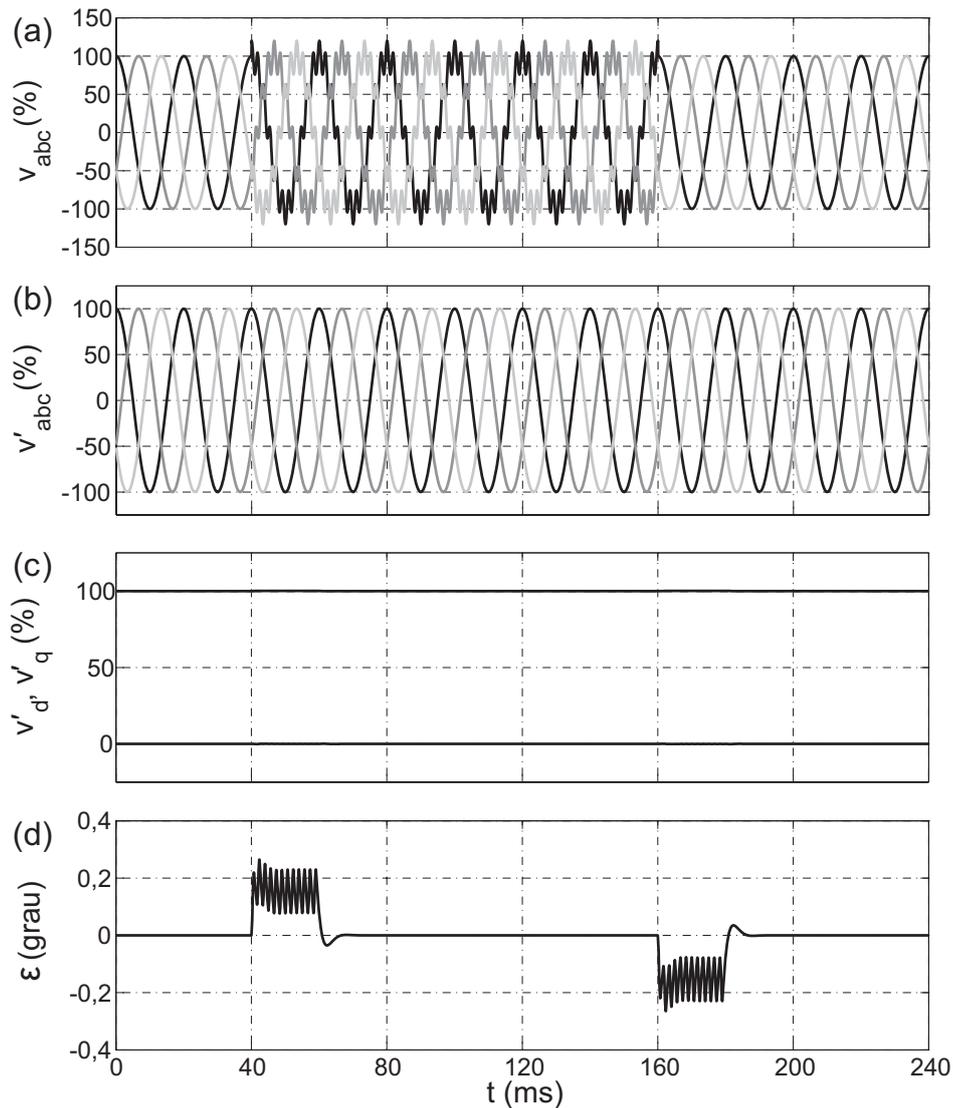


Figura 3.11: Resposta do GDSC-PLL sob distorção harmônica de ordem elevada ( $v^{+1} = 1\angle 0^\circ$  p.u. e  $v^{-11} = 0,2\angle 0^\circ$  p.u.).

Se durante a falta as tensões são distorcidas por harmônicos de baixa ordem, por exemplo, ordem 3 de seqüência positiva ( $v^{+1} = 1\angle 0^\circ$  p.u. e  $v^{+3} = 0,2\angle 0^\circ$ ), ainda assim os resultados não são afetados pelos harmônicos, pois, as operações são capazes de eliminá-los. Semelhante ao caso anterior (Figura 3.11), percebe-se que há um transiente na resposta do detector. Isso é devido as 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 3.12.

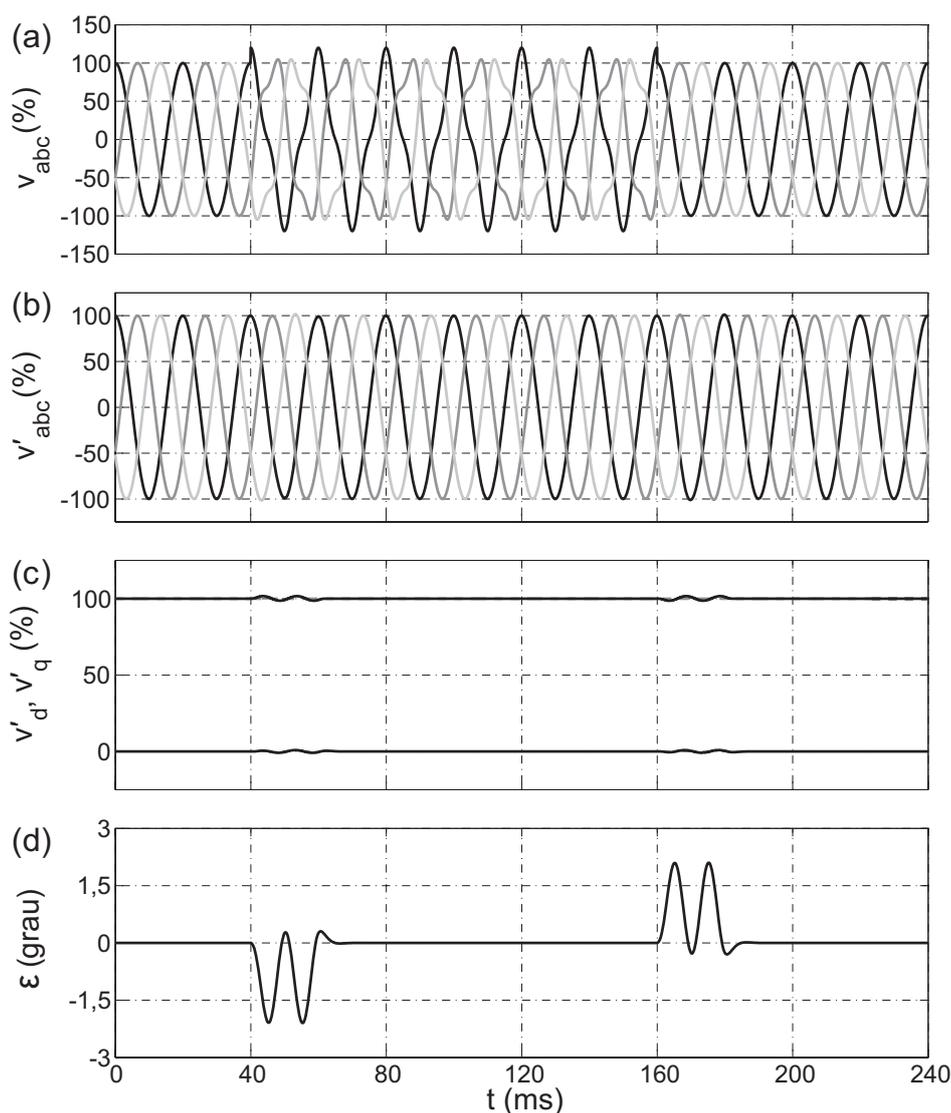


Figura 3.12: Resposta do GDSC-PLL sob distorção harmônica de ordem baixa ( $v^{+1} = 1\angle 0^\circ$  p.u. e  $v^{+3} = 0,2\angle 0^\circ$  p.u.).

Efetivou-se também uma simulação admitindo  $v^{+1} = 1\angle 0^\circ$  p.u. mais uma componente de seqüência negativa  $v^{-1} = 0,3\angle 0^\circ$  p.u. Conclui-se por meio da Figura 3.13 que o GDSC-PLL atendeu a contento: as saídas do sistema em regime permanente não são afetadas pelo desequilíbrio na rede. Ademais, adverte-se que de maneira semelhante a simulação anterior há um transiente na resposta do detector.

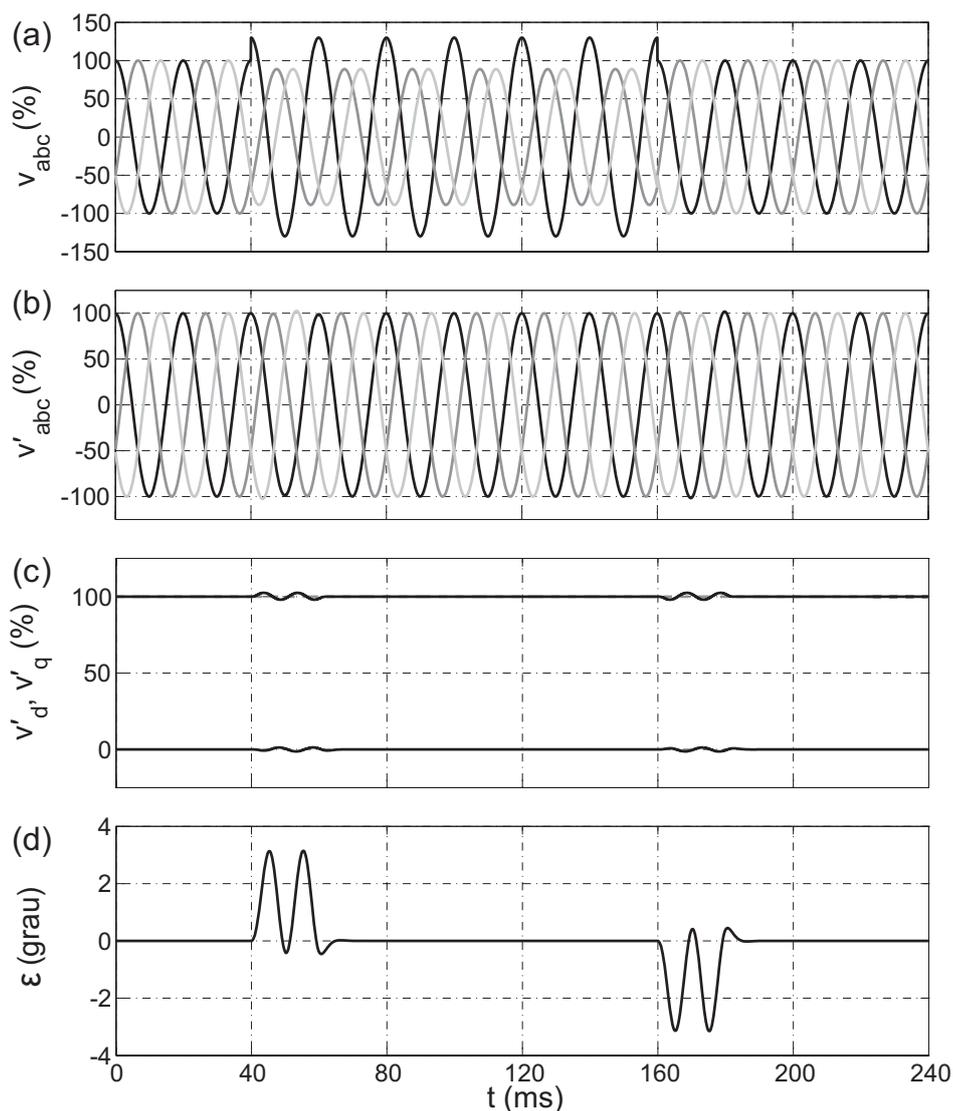


Figura 3.13: Resposta do GDSC-PLL sujeito a desequilíbrios ( $v^{+1} = 1\angle 0^\circ$  p.u. e  $v^{-1} = 0,3\angle 0^\circ$  p.u.).

Com o intuito de ilustrar a funcionalidade do GDSC-PLL frente a forte distorção harmônica, foi realizada uma simulação cuja tensão na entrada é constituída hipoteticamente pelas seguintes componentes:  $v^{+1} = 2,5v^{-1} = 1\angle 0^\circ$  p.u. e  $v^{+h} = v^{-h} = \frac{0,6v^{+1}}{h}$ ,  $h = 2, 3, \dots, 25$ . Observa-se pela Figura 3.14 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  $4,9^\circ$ . Ademais, o erro em regime permanente é nulo.

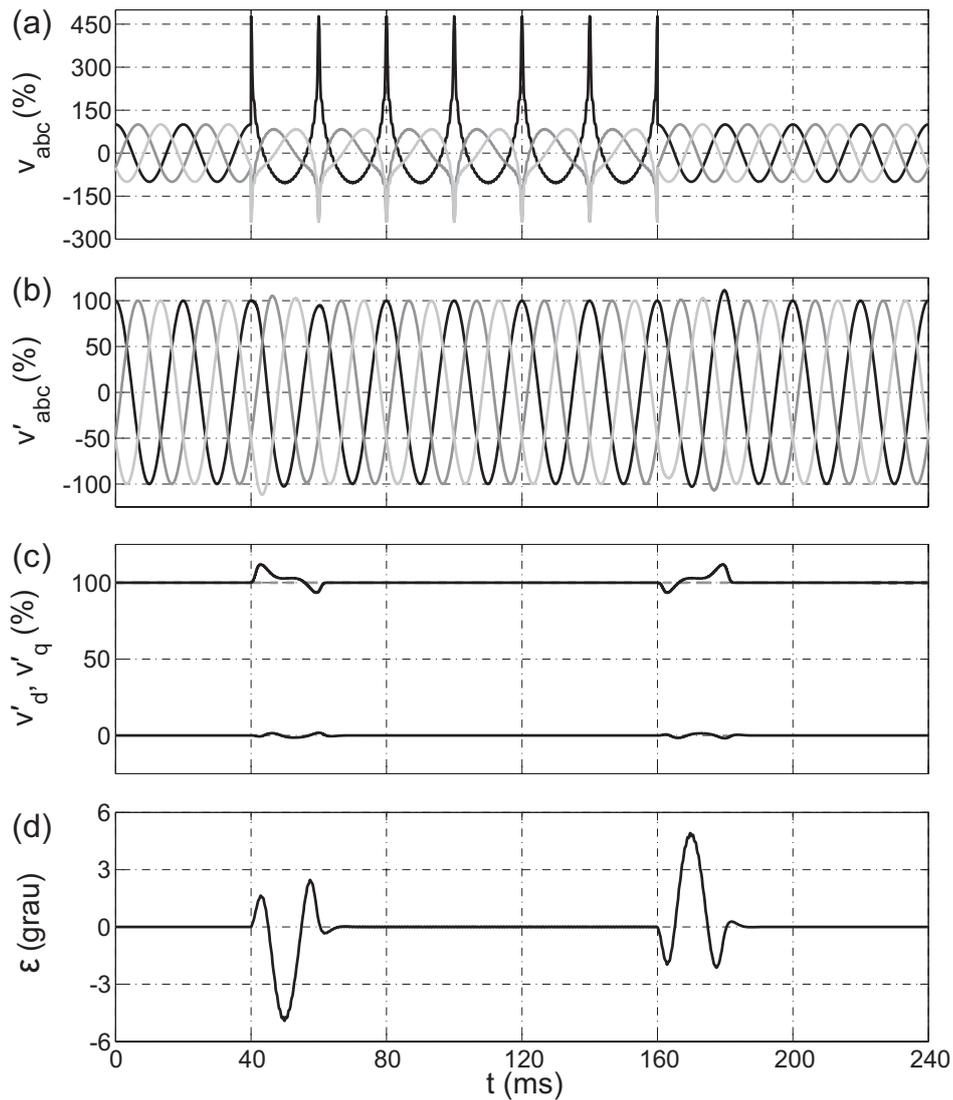


Figura 3.14: Desempenho do GDSC-PLL sujeito a sinais desbalanceados e fortemente distorcidos ( $v^{+1} = 2,5v^{-1} = 1\angle 0^\circ$  p.u. e  $v^{+h} = v^{-h} = \frac{0,6v^{+1}}{h}$ ,  $h = 2, 3, \dots, 25$ ).

### 3.3 Resultados Experimentais

O diagrama em blocos da montagem para efetuar os experimentos está mostrado na Figura 3.15. Para gerar as tensões de entrada utiliza-se uma fonte programável por computador OMICRON-CMC256 [44]. Esta fonte é capaz de emular o comportamento de uma rede elétrica trifásica que possua desbalanços e harmônicos intermitentes. Desta forma, é possível gerar os mesmos sinais de entrada usados nas simulações. Estes 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 (*Digital Signal Processor - DSP*). Então, os sinais são processados pelo DSP de ponto fixo TMS320F2812 da Texas Instruments.

O DSP é programado por meio de um computador e a sua frequência de *clock* é 150 MHz. Os algoritmos de extração do vetor tensão de FFPS expostos neste capítulo são discretizados e implementados no DSP. Igualmente às simulações, tanto a frequência de amostragem como a frequência de execução do algoritmo é de 18 kHz.

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.

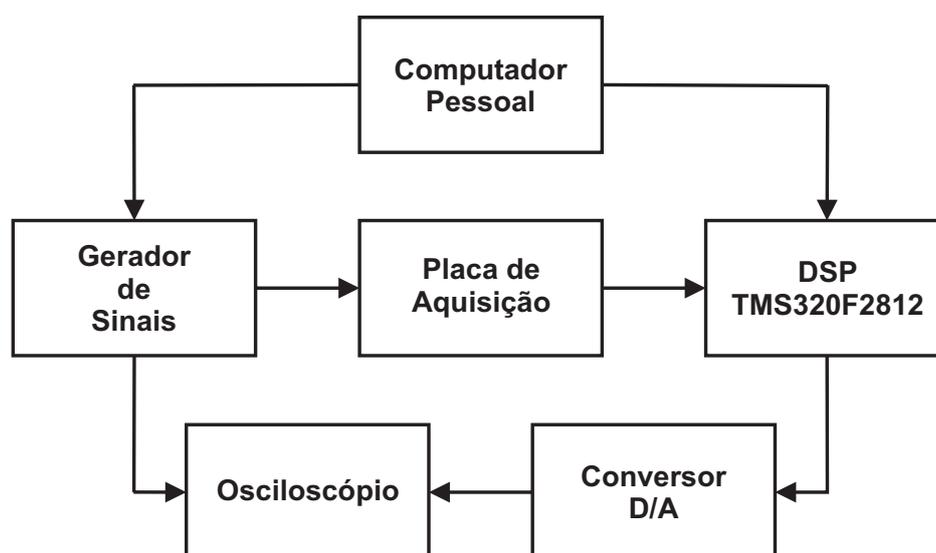


Figura 3.15: Diagrama em blocos da montagem.

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 à 160 ms. A frequência fundamental nas saídas do gerador é de 50 Hz. Nas figuras que seguem (Figuras 3.16 à 3.21), o primeiro gráfico (a) mostra as tensões de entrada ( $v_{abc}$ ), o segundo (b) as tensões estimadas na saída ( $v'_{abc}$ ), o terceiro (c) as componentes de tensão  $v'_d$  e  $v'_q$  estimadas em coordenadas síncronas, e por último (d), como não é factível determinar na prática o valor exato da posição angular real ( $\theta$ ), mostra-se apenas o valor estimado da posição angular ( $\theta'$ ).

### 3.3.1 Experimentos do EDSC-PLL

Avaliou-se o tempo de processamento do código fonte implementado no DSP e obteve-se  $9,40\mu\text{s}$  o qual corresponde a  $16,92\%$  do período de amostragem ( $T_s$ ).

A Figura 3.16 mostra os resultados experimentais considerando, durante o distúrbio, que as tensões sofrem um afundamento repentino do tipo D, que caracteriza-se em ter a componente de seqüência positiva  $v^{+1} = 0,747\angle -14^\circ$  p.u. e a de seqüência negativa  $v^{-1} = 0,163\angle -171,37^\circ$  p.u. O sistema leva dois ciclos para estabilizar-se. O resultado de simulação correspondente está mostrado na Figura 4.4.

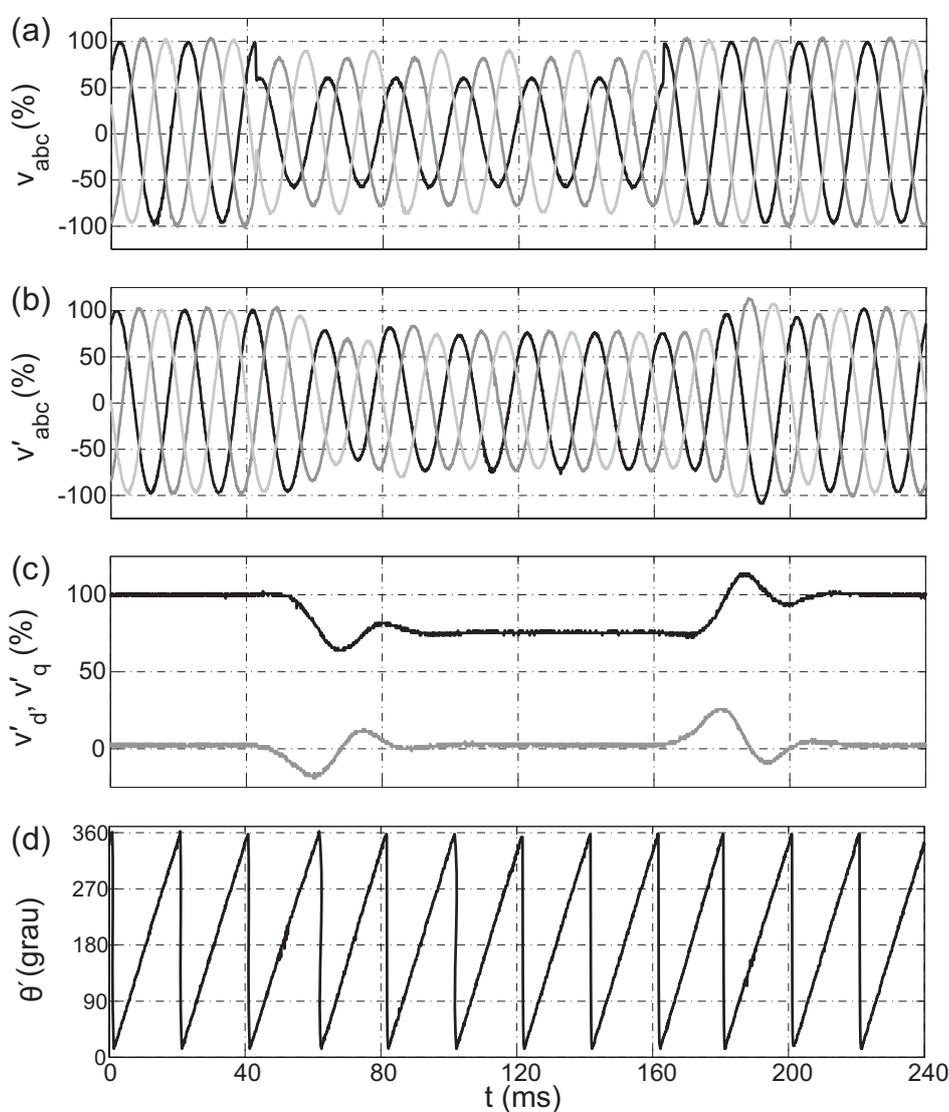


Figura 3.16: Resultado experimental do EDSC-PLL para sinais desequilibrados ( $v^{+1} = 0,747\angle -14^\circ$  p.u. e  $v^{-1} = 0,163\angle -171,37^\circ$  p.u.).

Para o caso em que alguns harmônicos foram adicionados ao afundamento tipo D do primeiro teste, as saídas fornecidas pelo EDSC-PLL são idênticas àsquelas da Figura 3.16. Os resultados experimentais estão apresentados na Figura 3.17. A tensão na entrada possui a seguinte característica:  $v^{+1} = 0,747\angle -14^\circ$  p.u.,  $v^{-1} = 0,163\angle -171,37^\circ$  p.u.,  $v^{-5} = 0,07\angle -60^\circ$  p.u. e  $v^{+7} = 0,05\angle 30^\circ$  p.u. O resultado de simulação correspondente aparece na Figura 4.9.

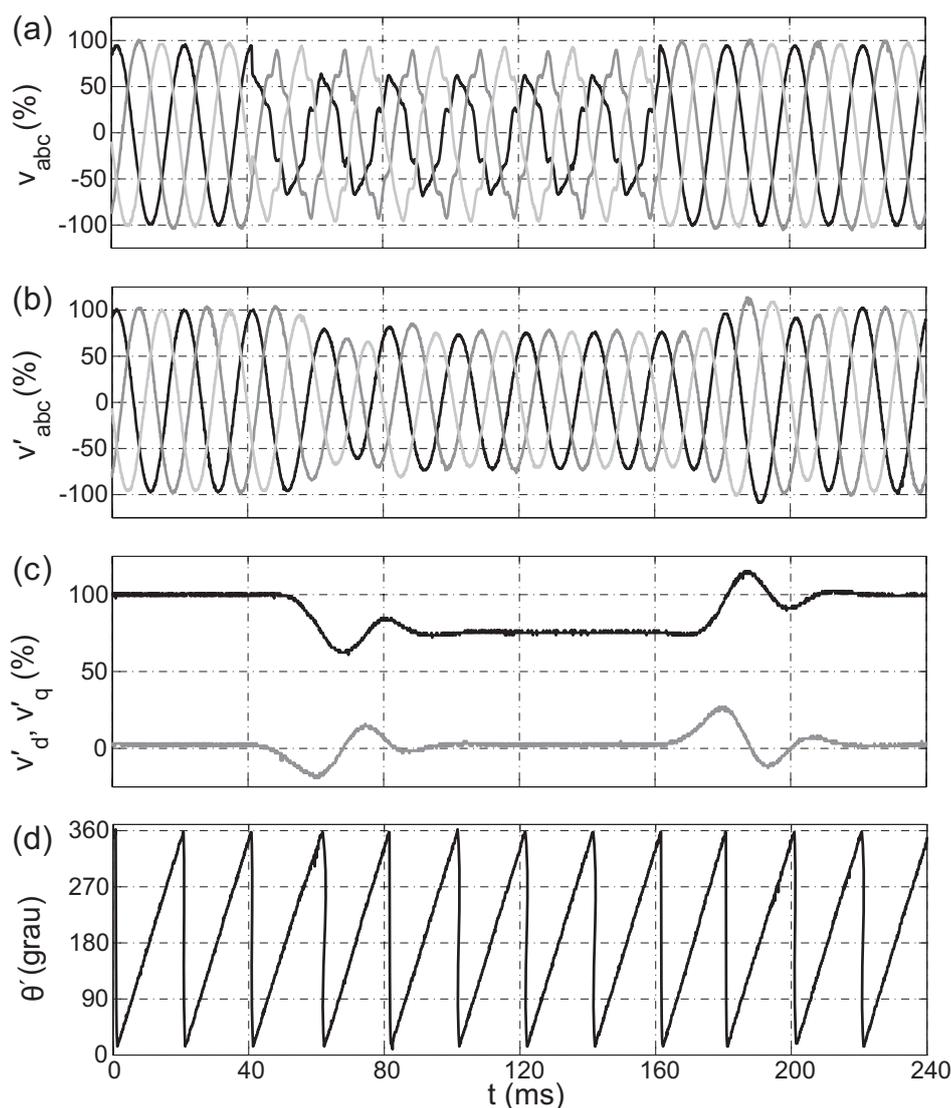


Figura 3.17: Resultado experimental do EDSC-PLL para sinais desequilibrados e com harmônicos ( $v^{+1} = 0,747\angle -14^\circ$  p.u.,  $v^{-1} = 0,163\angle -171,37^\circ$  p.u.,  $v^{-5} = 0,07\angle -60^\circ$  p.u. e  $v^{+7} = 0,05\angle 30^\circ$  p.u.).

Objetivando evidenciar a funcionalidade do EDSC-PLL frente a forte distorção harmônica também na prática, foi realizado um experimento cuja tensão na entrada é consti-

tuída pelas seguintes componentes:  $v^{+1} = 2,5v^{-1} = 1\angle 0^\circ$  p.u. e  $v^{+h} = v^{-h} = \frac{0,6v^{+1}}{h}$ ,  $h = 2, 3, \dots, 25$ . Observa-se pela Figura 3.18 que, apesar dos sinais na entrada estarem extremamente distorcidos, a resposta deste método é satisfatória. Após três ciclos o sistema estabiliza-se. O resultado de simulação correspondente está mostrado na Figura 3.7.

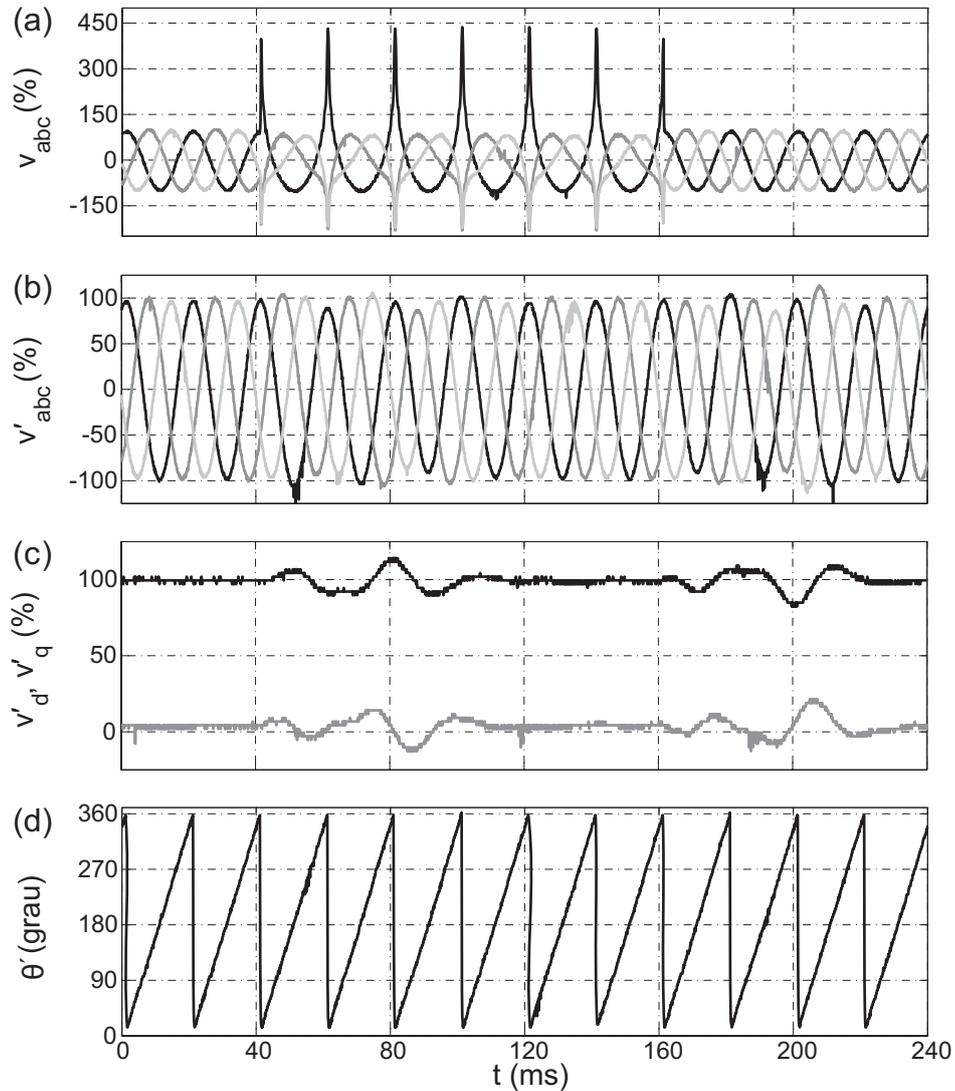


Figura 3.18: Resultado experimental do EDSC-PLL sujeito a sinais desbalanceados e fortemente distorcidos ( $v^{+1} = 2,5v^{-1} = 1\angle 0^\circ$  p.u. e  $v^{+h} = v^{-h} = \frac{0,6v^{+1}}{h}$ ,  $h = 2, 3, \dots, 25$ ).

### 3.3.2 Experimentos do GDSC-PLL

Mensurou-se o tempo de execução do código fonte implementado do DSP o qual foi de  $6,30\mu s$ . Este tempo equivale a 11,34% do período de amostragem ( $T_s$ ). Isto significa um esforço computacional relativamente baixo, porque ainda restam 88,66% de  $T_s$  a ser

utilizado, em certas ocasiões, nos cálculos do algoritmo de um controle.

A Figura 3.19 mostra os resultados experimentais considerando, durante o distúrbio, que as tensões sofrem um afundamento repentino do tipo D, que caracteriza-se em ter a componente de seqüência positiva  $v^{+1} = 0,747\angle -14^\circ$  p.u. e a de seqüência negativa  $v^{-1} = 0,163\angle -171,37^\circ$  p.u. A resposta do detector estabiliza-se em apenas um ciclo. O resultado de simulação correspondente está mostrado na Figura 4.5.

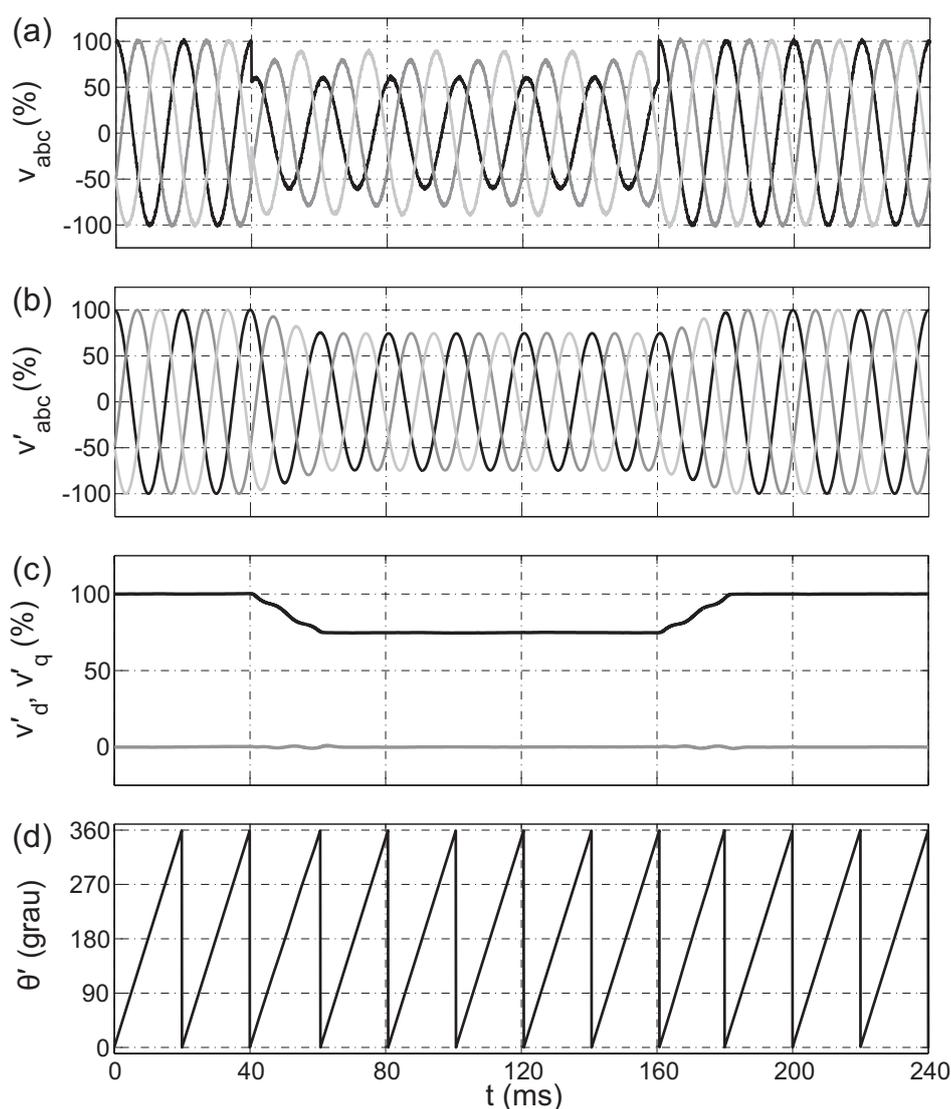


Figura 3.19: Resultado experimental do GDSC-PLL para sinais desequilibrados ( $v^{+1} = 0,747\angle -14^\circ$  p.u. e  $v^{-1} = 0,163\angle -171,37^\circ$  p.u.).

Para o caso em que alguns harmônicos foram adicionados ao afundamento tipo D do primeiro teste, as saídas fornecidas pelo GDSC-PLL são idênticas àsquelas da Figura 3.19.

Os resultados experimentais estão apresentados na Figura 3.20. A tensão na entrada possui a seguinte característica:  $v^{+1} = 0,747\angle -14^\circ$  p.u.,  $v^{-1} = 0,163\angle -171,37^\circ$  p.u.,  $v^{-5} = 0,07\angle -60^\circ$  p.u. e  $v^{+7} = 0,05\angle 30^\circ$  p.u. O resultado de simulação correspondente aparece na Figura 4.10.

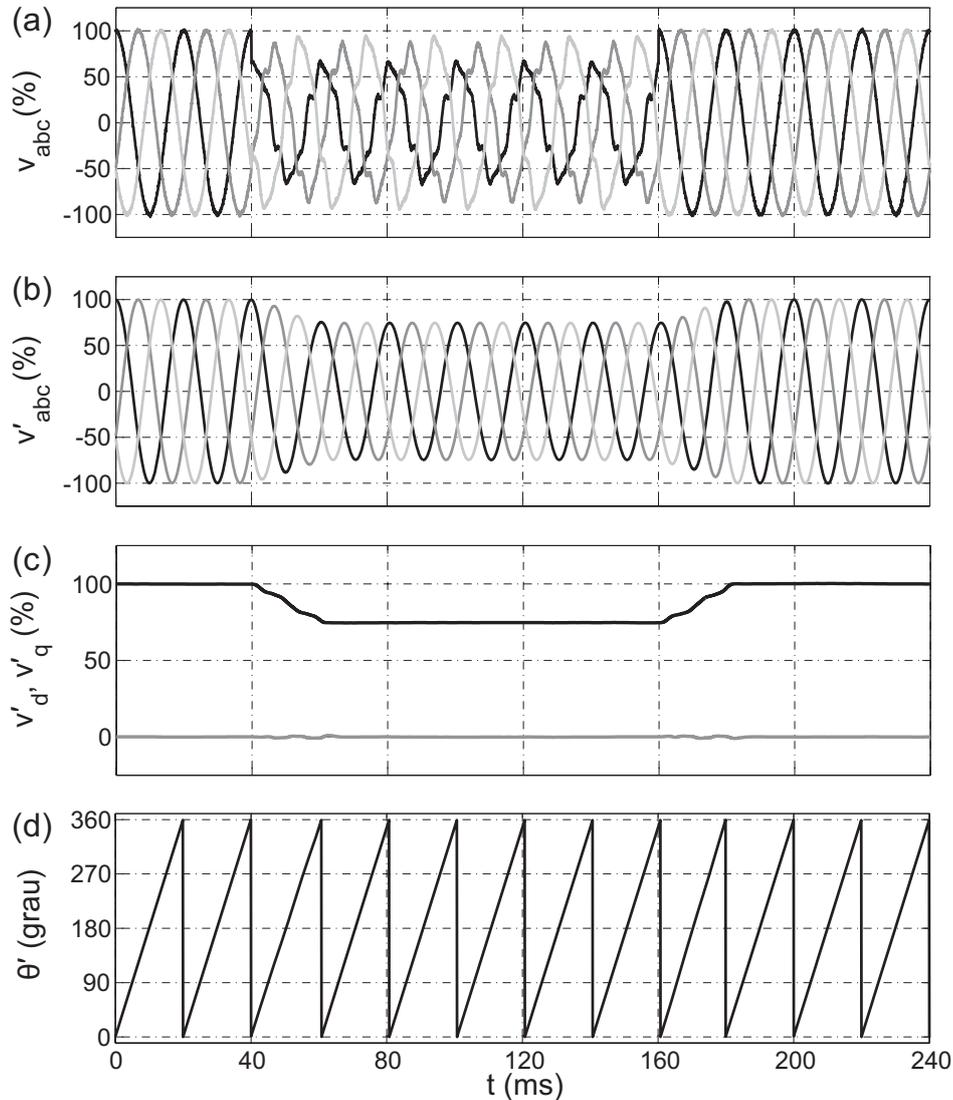


Figura 3.20: Resultado experimental do GDSC-PLL para sinais desequilibrados e com harmônicos ( $v^{+1} = 0,747\angle -14^\circ$  p.u.,  $v^{-1} = 0,163\angle -171,37^\circ$  p.u.,  $v^{-5} = 0,07\angle -60^\circ$  p.u. e  $v^{+7} = 0,05\angle 30^\circ$  p.u.).

Com a intenção de tornar claro a funcionalidade do GDSC-PLL frente a forte distorção harmônica também na prática, foi realizado um experimento cuja tensão na entrada é constituída pelas seguintes componentes:  $v^{+1} = 2,5v^{-1} = 1\angle 0^\circ$  p.u. e  $v^{+h} = v^{-h} = \frac{0,6v^{+1}}{h}$ ,  $h = 2, 3, \dots, 25$ . Nota-se pela Figura 3.21 que, apesar dos sinais na entrada estarem ex-

tremamente distorcidos, a resposta deste método é satisfatória. Em apenas um ciclo a resposta está estabilizada. O resultado de simulação correspondente está mostrado na Figura 3.14.

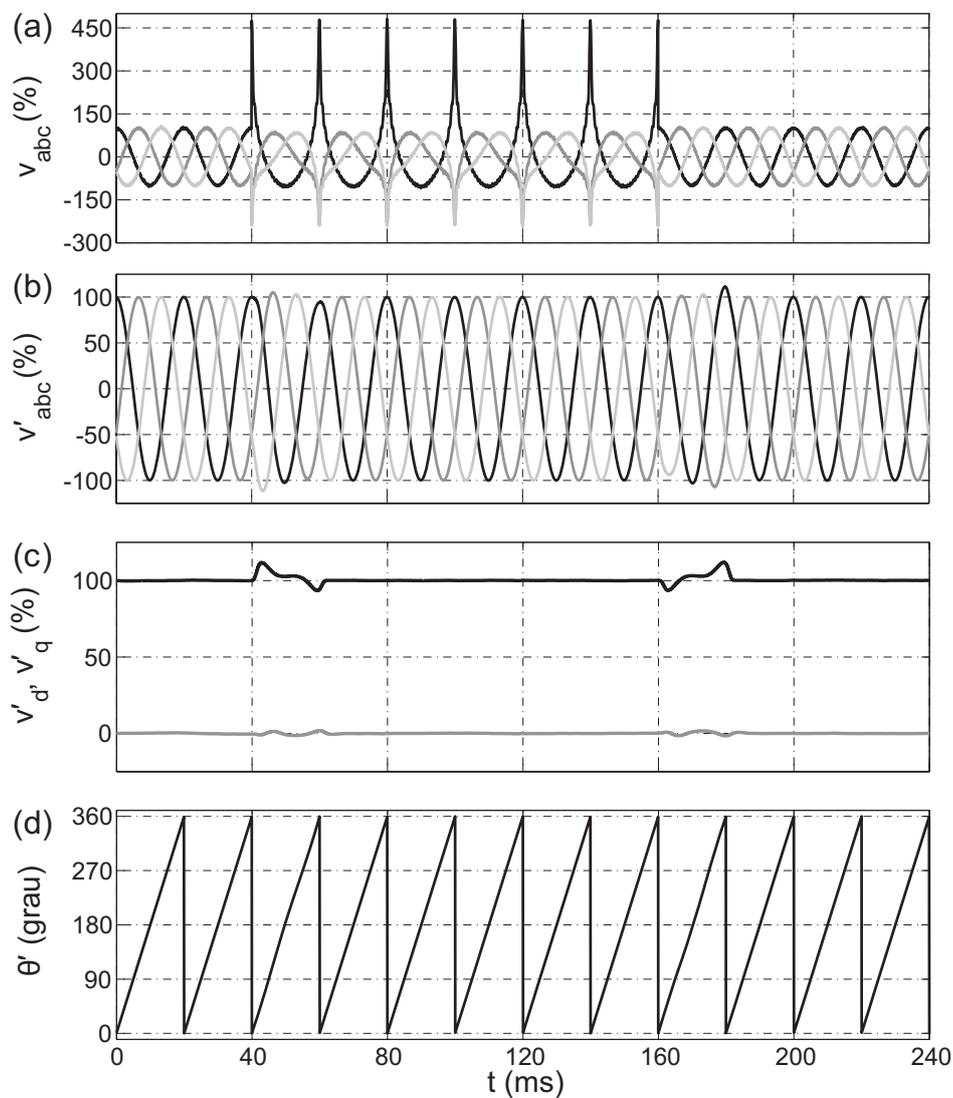


Figura 3.21: Resultado experimental do GDSC-PLL sujeito a sinais desbalanceados e fortemente distorcidos ( $v^{+1} = 2, 5v^{-1} = 1\angle 0^\circ$  p.u. e  $v^{+h} = v^{-h} = \frac{0,6v^{+1}}{h}$ ,  $h = 2, 3, \dots, 25$ ).

# 4

## DESEMPENHOS DOS MÉTODOS DE SINCRONIZAÇÃO

Este capítulo avalia o desempenho dos métodos de sincronização descritos nos capítulos anteriores: SRF-PLL, DSRF-PLL, DSOGI-PLL, EDSC-PLL e GDSC-PLL. Nesta situação, investigam-se tolerância a desbalanços, insensibilidade a distorções e adaptabilidade em frequência de cada método. Ademais, várias comparações dos desempenhos das técnicas de sincronização supracitadas, as quais foram implementadas em MATLAB<sup>®</sup> são realizadas na Seção 4.4.

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 à 160 ms. 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. Ademais, nas figuras que seguem (Figuras 4.1 à 4.15), o primeiro gráfico (a) mostra as tensões de entrada ( $v_{abc}$ ), o segundo (b) as tensões estimadas na saída ( $v'_{abc}$ ), o terceiro (c) as componentes de tensão  $v'_d$  e  $v'_q$  estimadas em coordenadas síncronas, e por último (d) o erro na estimação da posição angular: posição angular real subtraída da estimada ( $\varepsilon = \theta - \theta'$ ).

No que tange ao GDSC-PLL, apenas os resultados da segunda solução, aquela que possui cinco operações, são apresentados.

## 4.1 Primeiro Teste

O primeiro teste realizado considera, durante a falta, um afundamento repentino de tensão do tipo D [45], que caracteriza-se em ter a componente de seqüência positiva  $v^{+1} = 0,747 \angle -14^\circ$  p.u. e a de seqüência negativa  $v^{-1} = 0,163 \angle -171,37^\circ$  p.u.

Os parâmetros do SRF-PLL estão determinados da mesma maneira que na Seção 2.2.1: a banda de passagem escolhida  $\omega_c = \omega/2 = 157,08$  rad/s e o fator de amortecimento  $\xi = 1/\sqrt{2}$ , dos quais resultam  $K_p = 2,22$  e  $K_i = 246,74$ . A Figura 4.1 mostra os resultados de simulação. Nota-se que mesmo depois do transiente há uma oscilação com frequência dupla nas saídas do SRF-PLL. O erro em regime permanente na estimação da posição angular oscila entre  $-3,0^\circ$  e  $3,8^\circ$ .

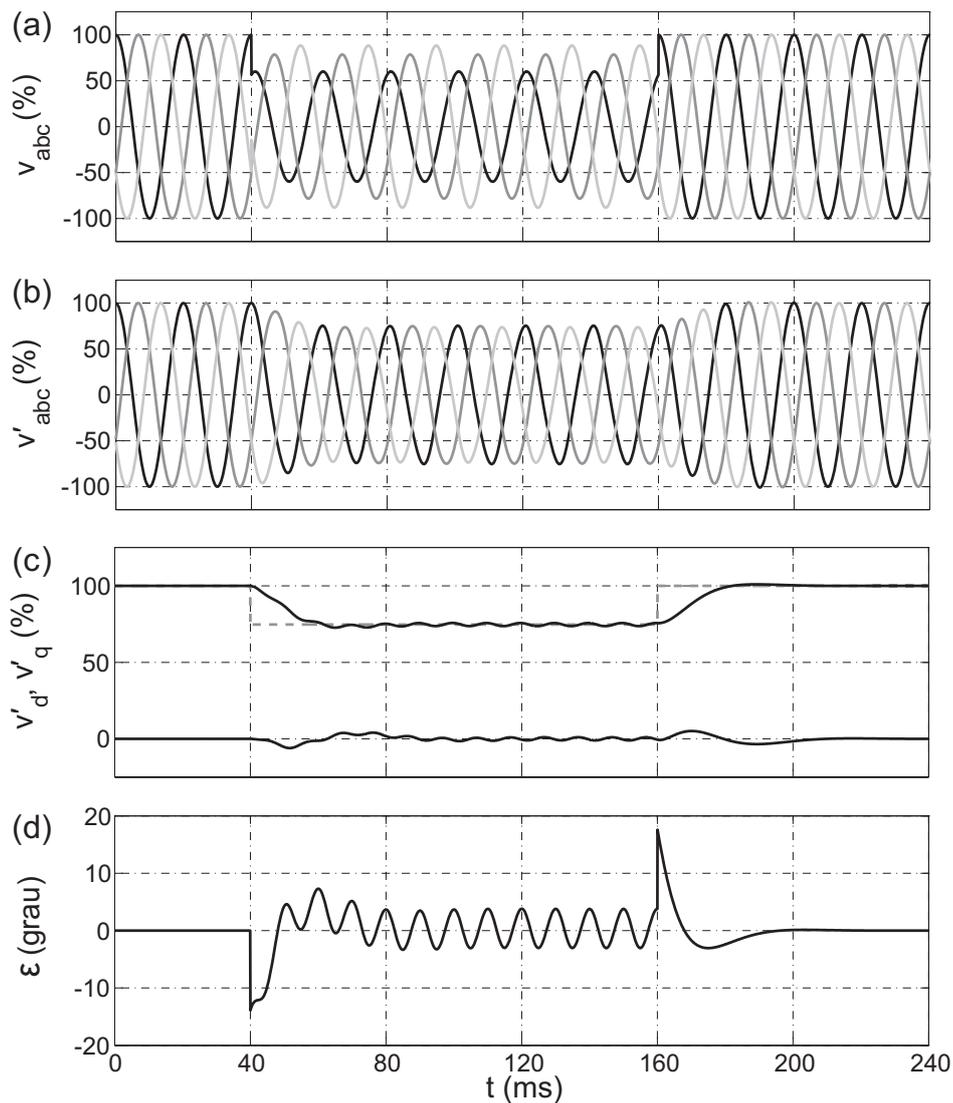


Figura 4.1: Desempenho do SRF-PLL para sinais desequilibrados ( $v^{+1} = 0,747 \angle -14^\circ$  p.u. e  $v^{-1} = 0,163 \angle -171,37^\circ$  p.u.).

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  $K_p = 2,22$  e  $K_i = 246,74$ . A frequência de corte dos filtros passa-baixa de primeira ordem é de  $\omega_f = \omega/\sqrt{2} = 222,14$  rad/s. Como pode ser visto na Figura 4.2, o DSRF-PLL responde a contento quando submetido a eventuais desequilíbrios na rede elétrica. Com um pouco mais de três ciclos o sistema se recupera e, por conseguinte, o erro em regime permanente na estimação da posição angular é nulo.

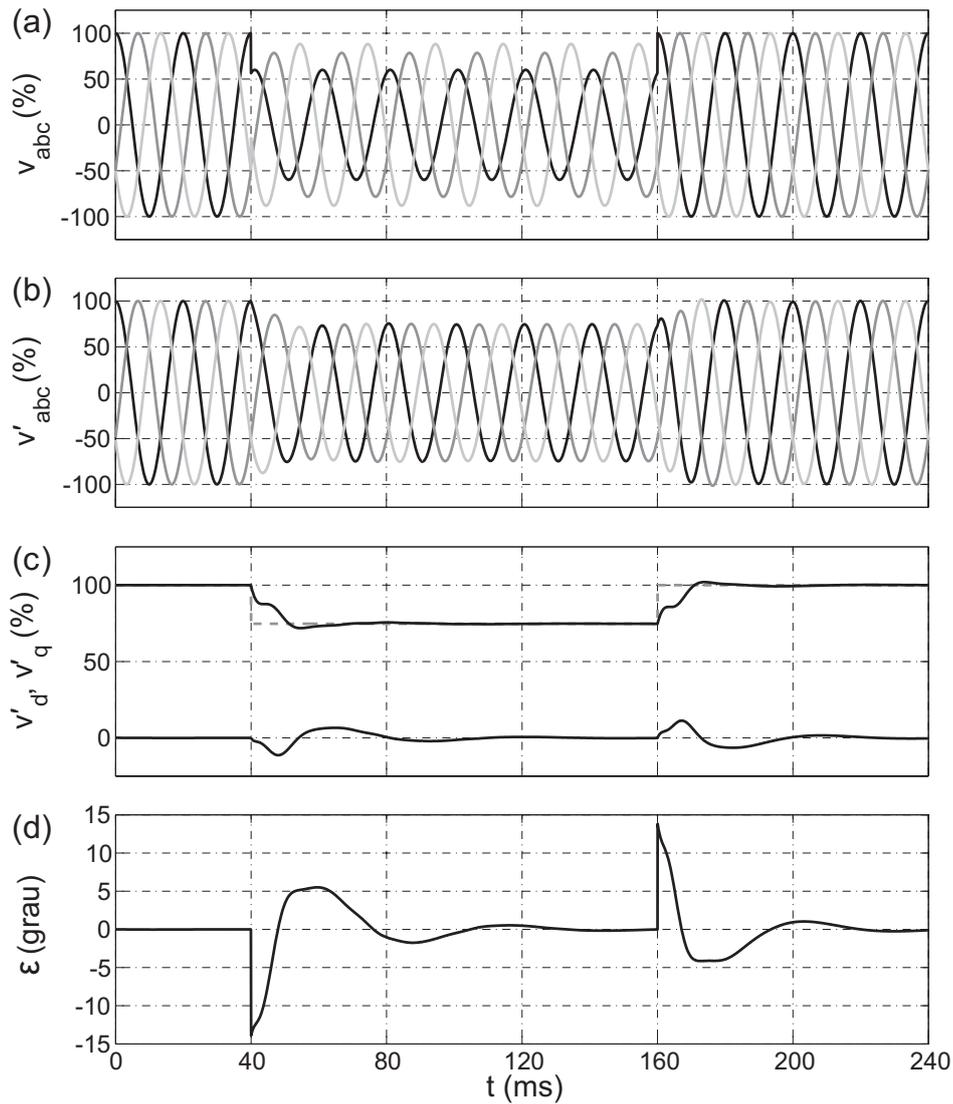


Figura 4.2: Desempenho do DSRF-PLL para sinais desequilibrados ( $v^{+1} = 0,747\angle -14^\circ$  p.u. e  $v^{-1} = 0,163\angle -171,37^\circ$  p.u.).

Para o DSOGI-PLL, adotou-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  $K_p = 2,22$  e  $K_i = 61,69$ . No DSOGI-QSG,  $k = \sqrt{2}$  ( $k/2$  é o fator de amortecimento do SOGI-QSG). A Figura 4.3 mostra os resultados de simulação. As saídas no DSOGI-PLL estabilizam-se em aproximadamente dois ciclos e o erro em regime permanente na estimação da posição angular vale  $-1,25^\circ$ .

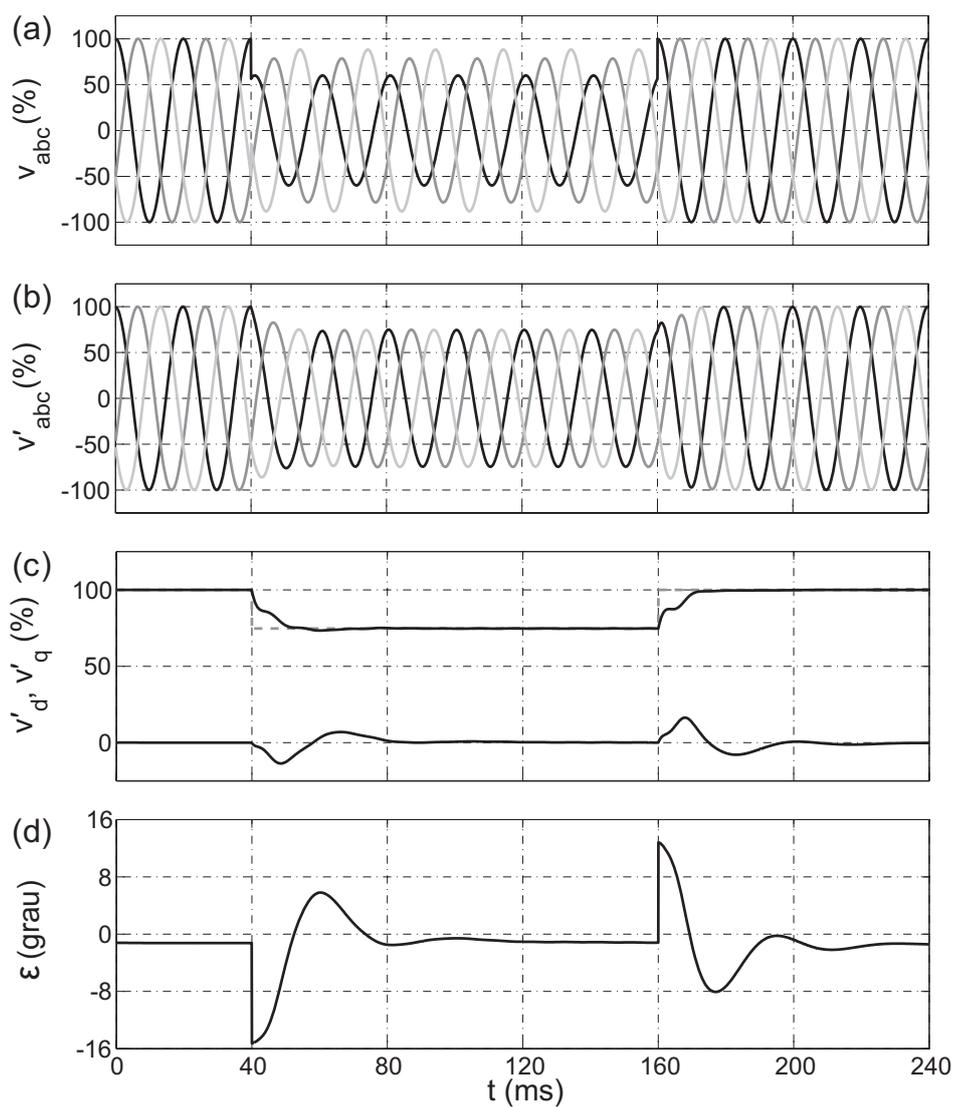


Figura 4.3: Desempenho do DSOGI-PLL para sinais desequilibrados ( $v^{+1} = 0,747 \angle -14^\circ$  p.u. e  $v^{-1} = 0,163 \angle -171,37^\circ$  p.u.).

Como mencionado na Seção 3.1.3, os valores das constantes do controlador PI para o método EDSC-PLL foram ajustados por simulação, obtendo-se  $K_p = 100$  e  $K_i = 100$ . Observa-se pela Figura 4.4 que após um transiente que dura menos de dois ciclos o EDSC-PLL responde livre de erros.

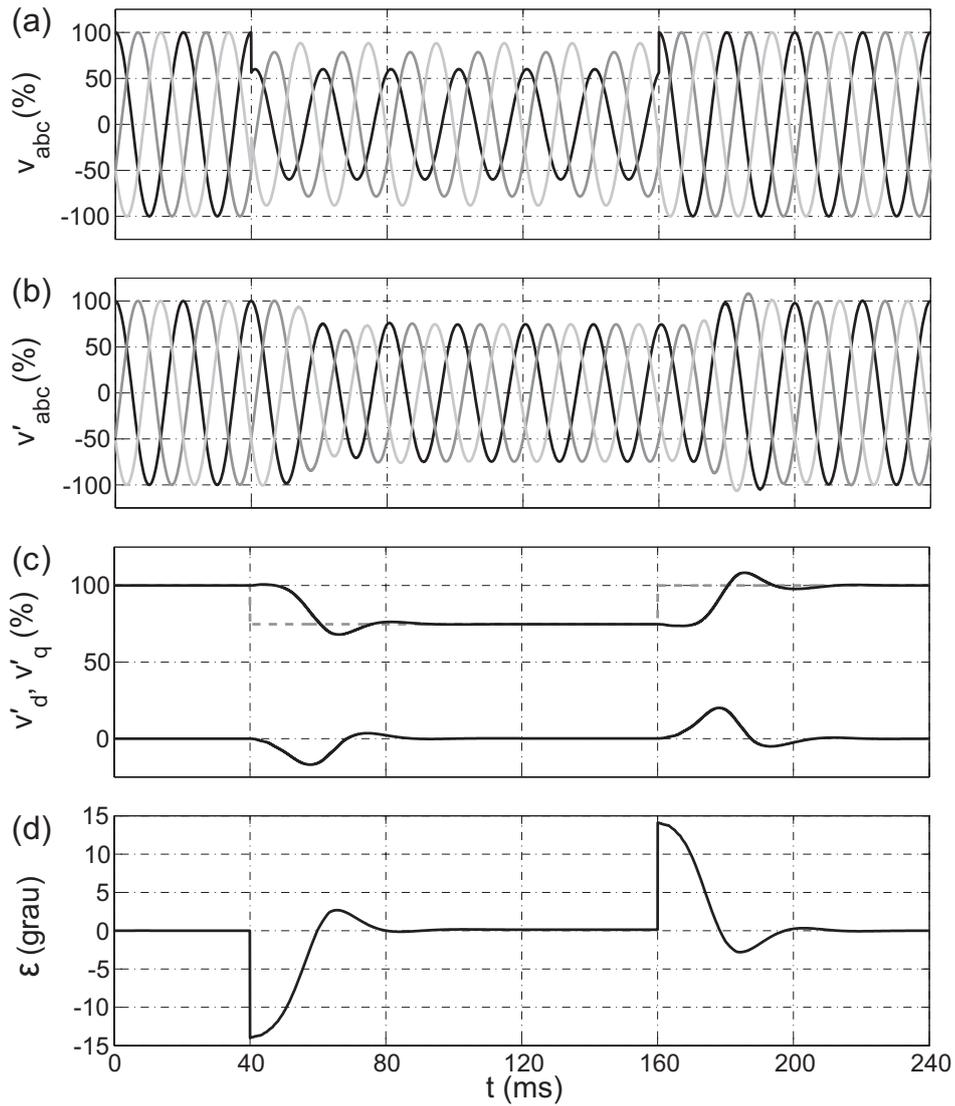


Figura 4.4: Desempenho do EDSC-PLL para sinais desequilibrados ( $v^{+1} = 0,747\angle -14^\circ$  p.u. e  $v^{-1} = 0,163\angle -171,37^\circ$  p.u.).

Para o GDSC-PLL, a largura de banda para a malha de controle escolhida foi  $\omega_c = 2\pi 120 = 753,98$  rad/s. O fator de amortecimento adotado é de  $\xi = 1/\sqrt{2}$ . Disto resultam  $K_p = 1066$  e  $K_i = 568489$ . A Figura 4.5 apresenta os resultados da simulação. Depois de um ciclo as saídas no GDSC-PLL são as estimações corretas desejadas.

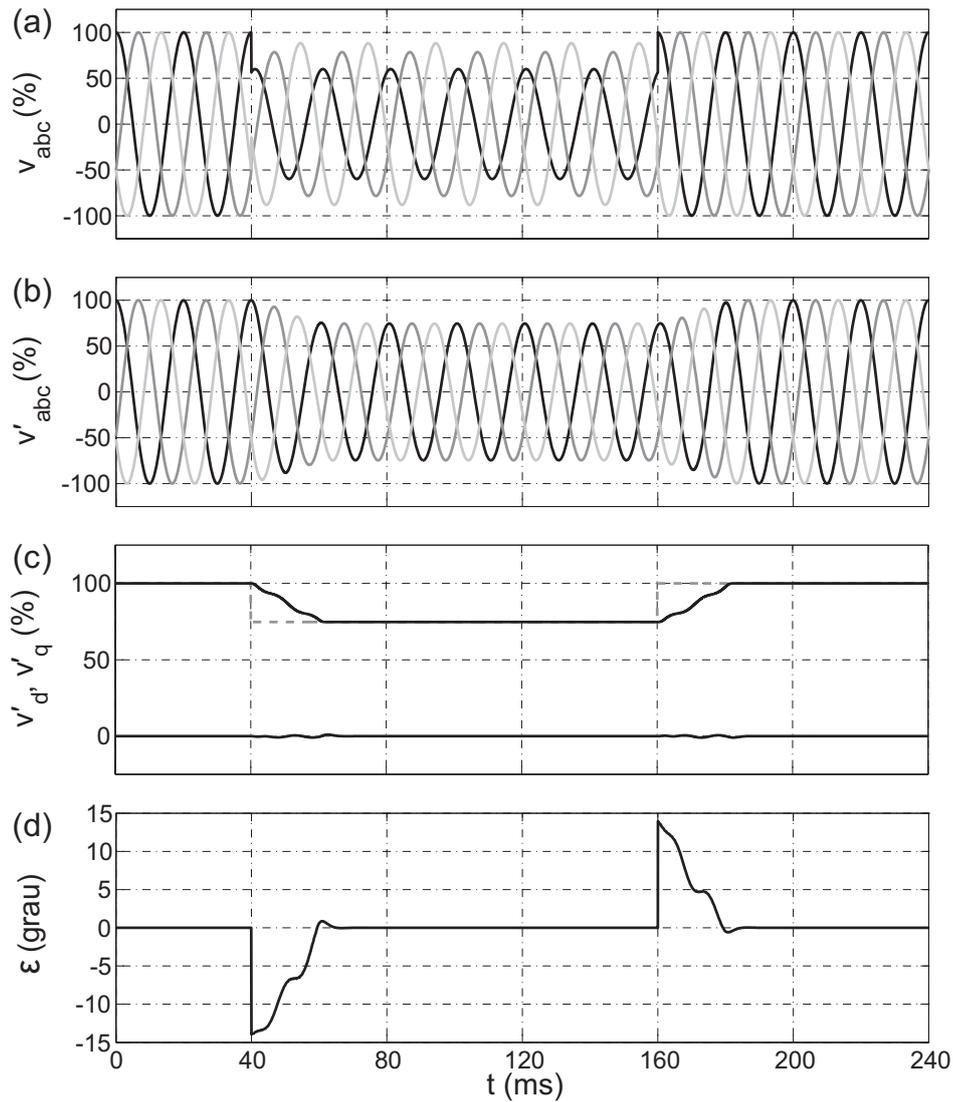


Figura 4.5: Desempenho do GDSC-PLL para sinais desequilibrados ( $v^{+1} = 0,747\angle -14^\circ$  p.u. e  $v^{-1} = 0,163\angle -171,37^\circ$  p.u.).

## 4.2 Segundo Teste

No segundo teste, algumas componentes harmônicas foram adicionadas ao afundamento tipo D do primeiro caso:  $v^{+1} = 0,747\angle -14^\circ$  p.u.,  $v^{-1} = 0,163\angle -171,37^\circ$  p.u.,  $v^{-5} = 0,07\angle -60^\circ$  p.u. e  $v^{+7} = 0,05\angle 30^\circ$  p.u.

Os resultados entregues pelo SRF-PLL estão exibidos na Figura 4.6. O erro em regime na estimação da posição angular oscila entre  $-3,5^\circ$  e  $4,2^\circ$ .

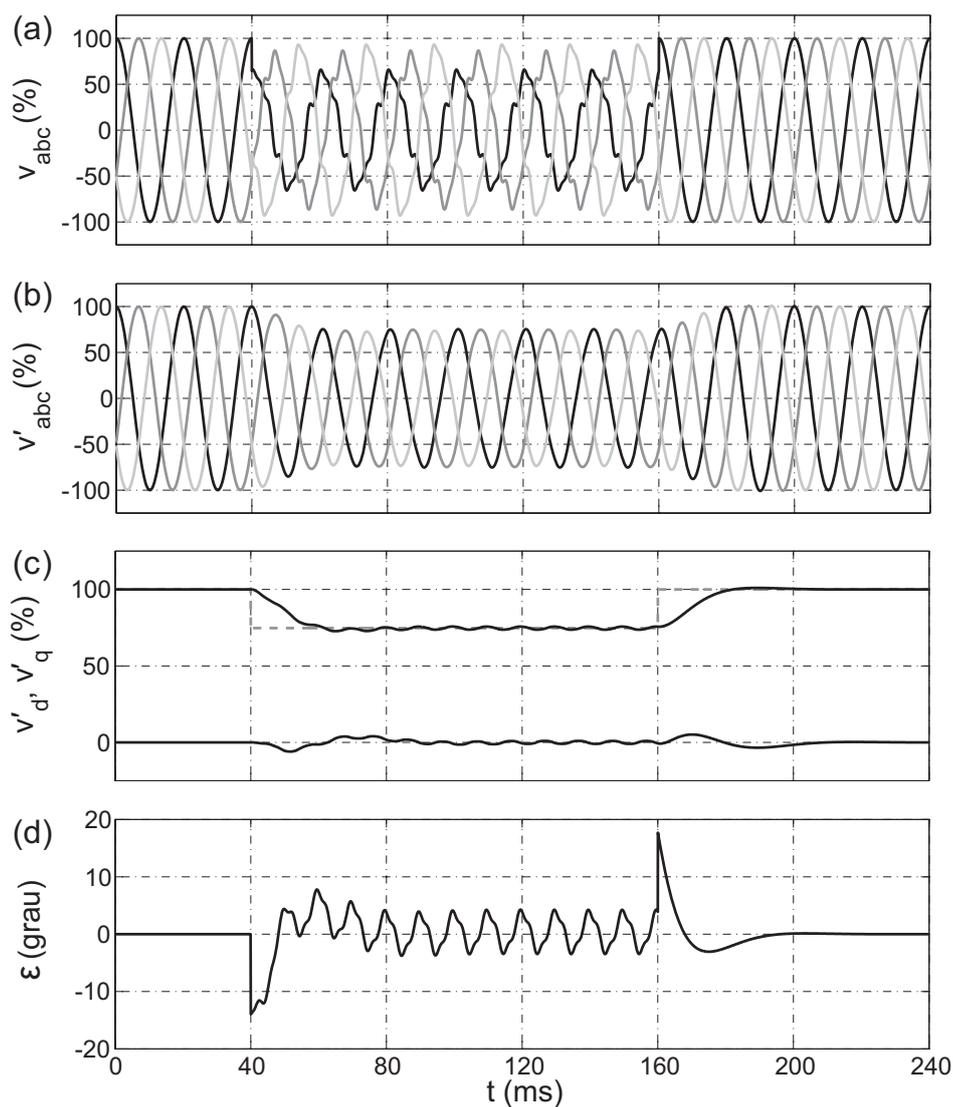


Figura 4.6: Desempenho do SRF-PLL para sinais desequilibrados e com harmônicos ( $v^{+1} = 0,747 \angle -14^\circ$  p.u.,  $v^{-1} = 0,163 \angle -171,37^\circ$  p.u.,  $v^{-5} = 0,07 \angle -60^\circ$  p.u. e  $v^{+7} = 0,05 \angle 30^\circ$  p.u.).

Como se pode ver na Figura 4.7 as saídas no DSRF-PLL assemelham-se às da Figura 4.2, com a ressalva de um pequeno erro oscilatório em regime na estimação da posição angular. A amplitude deste erro é de  $0,66^\circ$ .

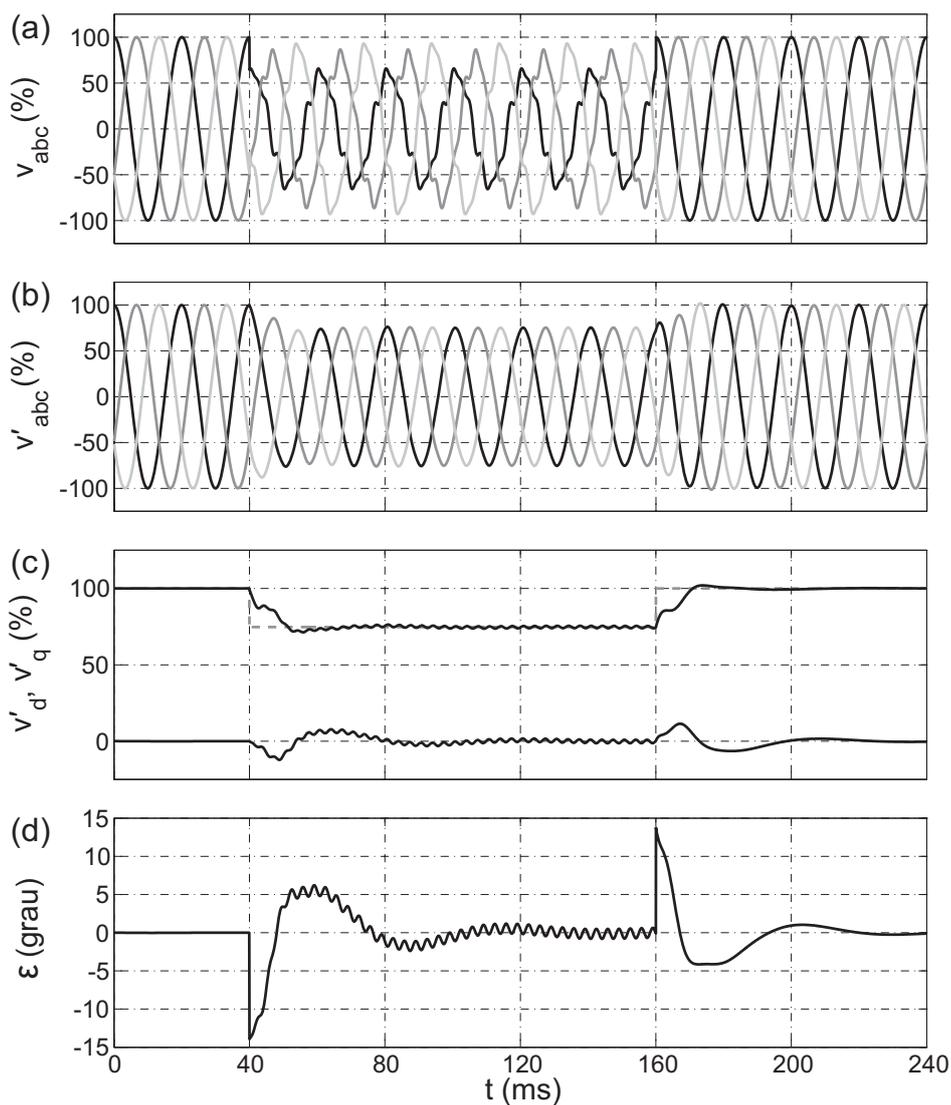


Figura 4.7: Desempenho do DSRF-PLL para sinais desequilibrados e com harmônicos ( $v^{+1} = 0,747 \angle -14^\circ$  p.u.,  $v^{-1} = 0,163 \angle -171,37^\circ$  p.u.,  $v^{-5} = 0,07 \angle -60^\circ$  p.u. e  $v^{+7} = 0,05 \angle 30^\circ$  p.u.).

Apesar do erro na estimação da posição angular possuir uma ínfima perturbação oscilatória em regime permanente o desempenho do DOSGI-PLL é análogo ao do teste anterior. A Figura 4.8 expõe os gráficos da tensão de entrada e das saídas.

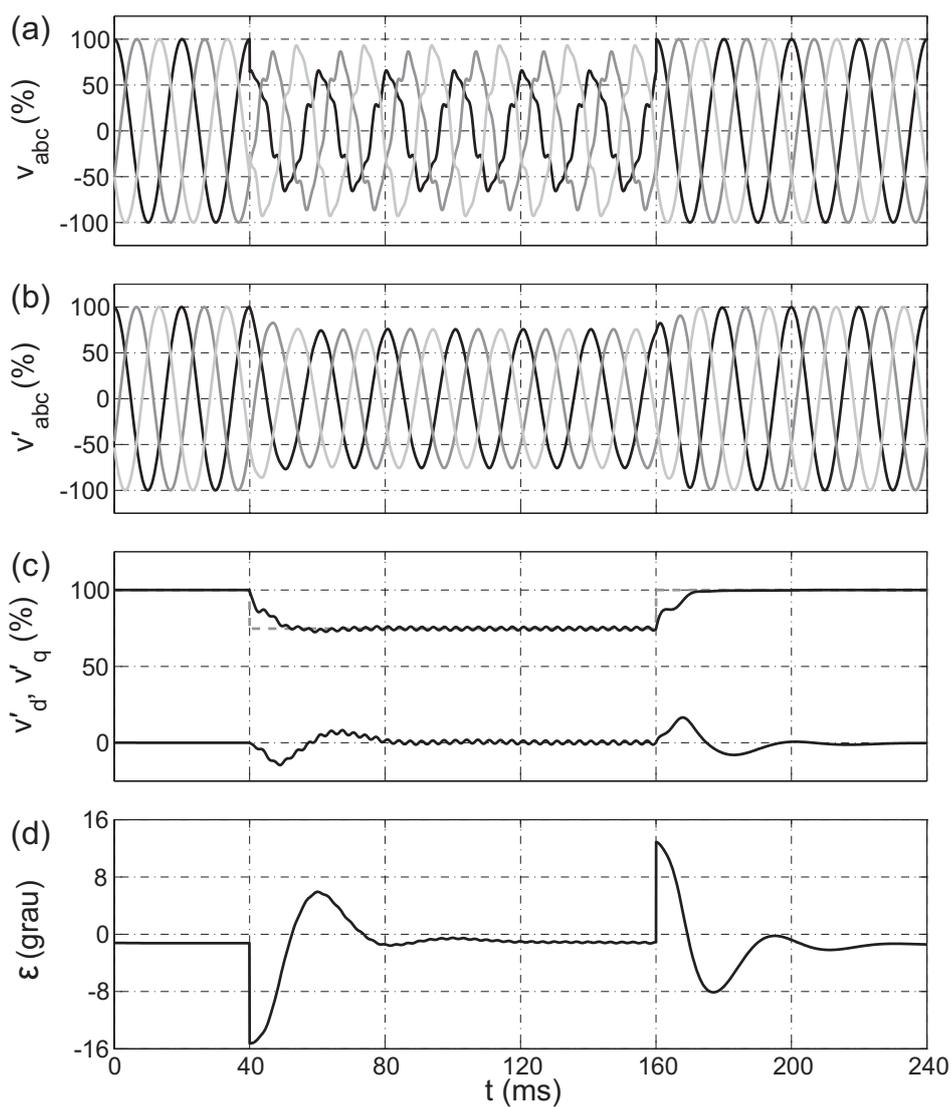


Figura 4.8: Desempenho do DSOGI-PLL para sinais desequilibrados e com harmônicos ( $v^{+1} = 0,747 \angle -14^\circ$  p.u.,  $v^{-1} = 0,163 \angle -171,37^\circ$  p.u.,  $v^{-5} = 0,07 \angle -60^\circ$  p.u. e  $v^{+7} = 0,05 \angle 30^\circ$  p.u.).

Como as operações matemáticas excluem totalmente os efeitos dos harmônicos as saídas não são afetadas pela inclusão de tais harmônicos. O erro em regime permanente na estimação da posição angular é zero. Os resultados da simulação estão apresentados na Figura 4.9.

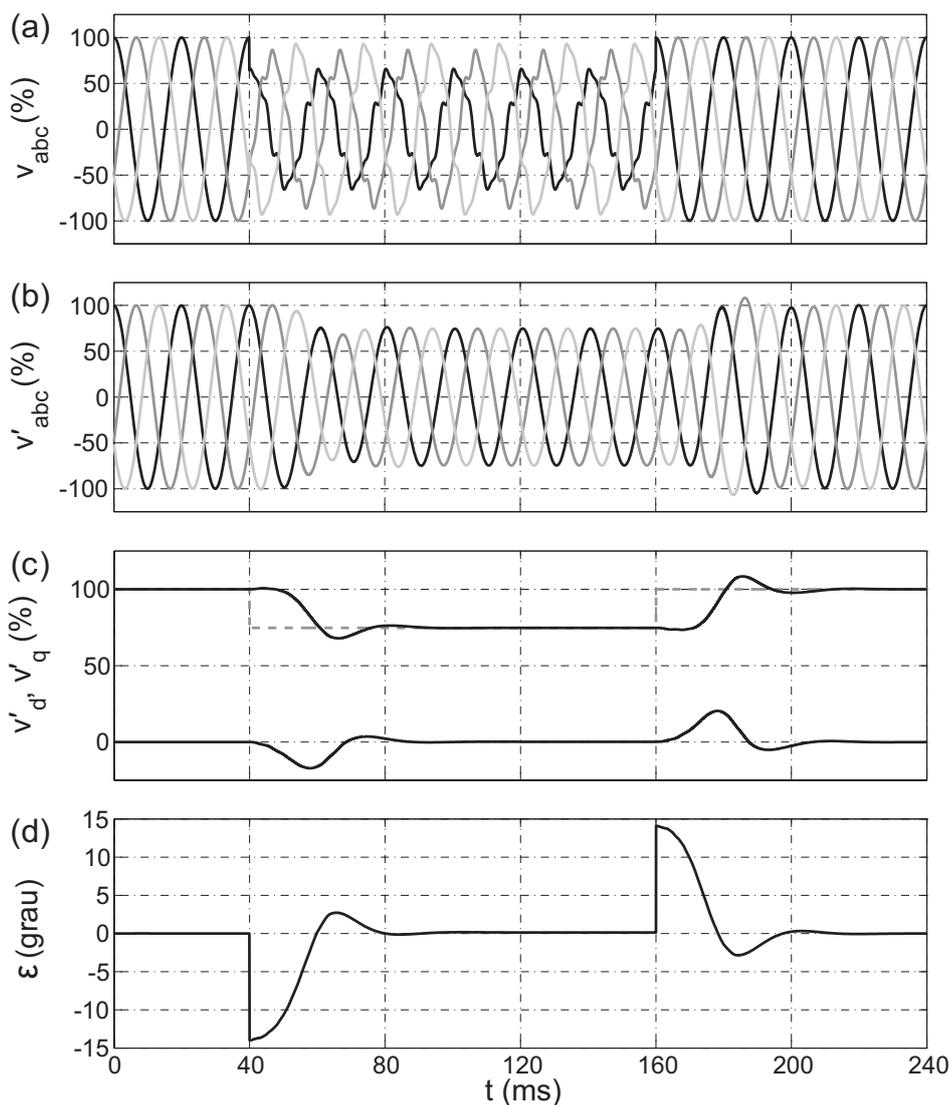


Figura 4.9: Desempenho do EDSC-PLL para sinais desequilibrados e com harmônicos ( $v^{+1} = 0,747 \angle -14^\circ$  p.u.,  $v^{-1} = 0,163 \angle -171,37^\circ$  p.u.,  $v^{-5} = 0,07 \angle -60^\circ$  p.u. e  $v^{+7} = 0,05 \angle 30^\circ$  p.u.).

Outrossim, as saídas no GDSC-PLL são similares àsquelas do primeiro teste, pois, as operações matemáticas eliminam completamente as componentes harmônicas. O erro em regime permanente na estimação da posição angular é zero. Os resultados da simulação são exibidos na Figura 4.10.

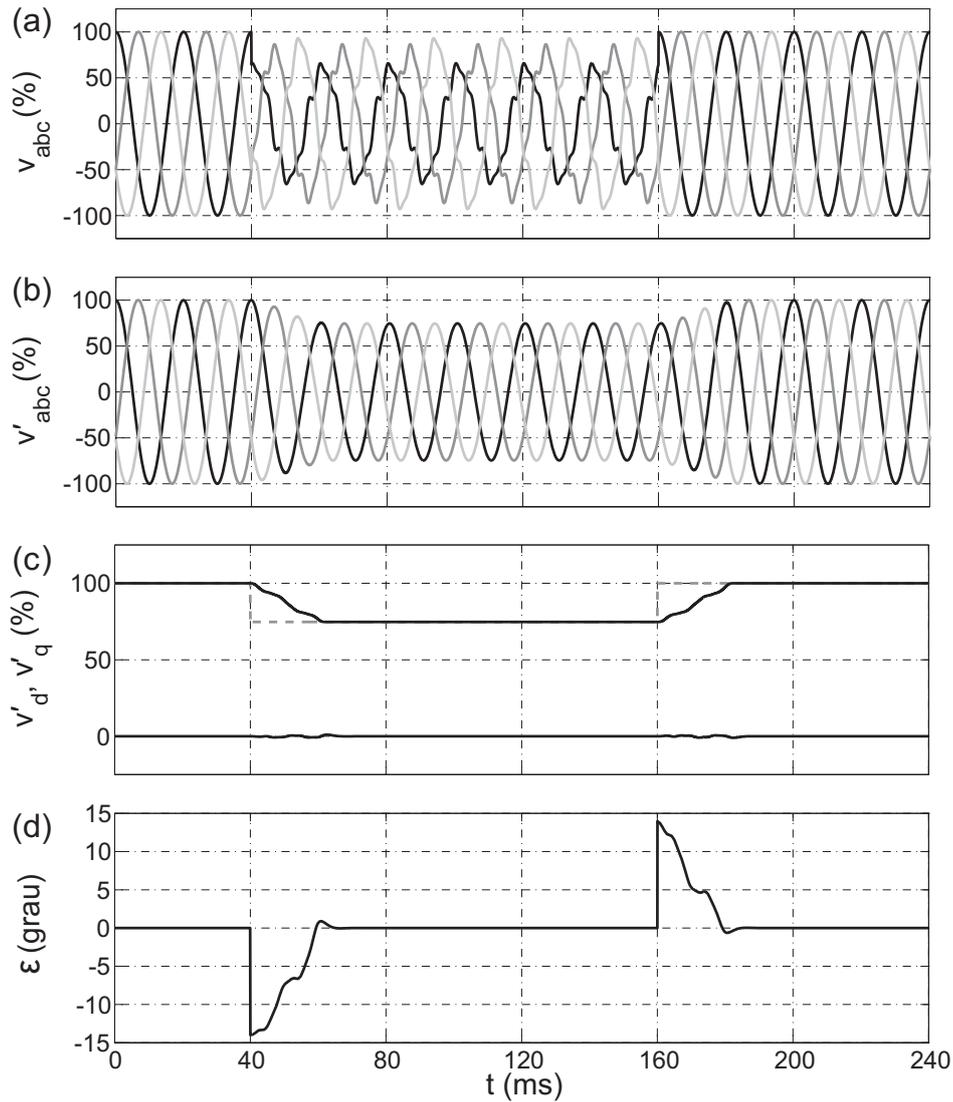


Figura 4.10: Desempenho do GDSC-PLL para sinais desequilibrados e com harmônicos ( $v^{+1} = 0,747\angle -14^\circ$  p.u.,  $v^{-1} = 0,163\angle -171,37^\circ$  p.u.,  $v^{-5} = 0,07\angle -60^\circ$  p.u. e  $v^{+7} = 0,05\angle 30^\circ$  p.u.).

### 4.3 Terceiro Teste

O terceiro teste foi efetuado com uma variação de  $-2\%$  na frequência, isto é, a frequência fundamental da rede foi mudada abruptamente para 49 Hz durante a falta.

Como pode ser observado na Figura 4.11, o SRF-PLL responde satisfatoriamente a eventuais desvios na frequência da rede elétrica. Após aproximadamente um ciclo o sistema se restabelece. Conseqüentemente, o erro em regime na estimação da posição angular é nulo.

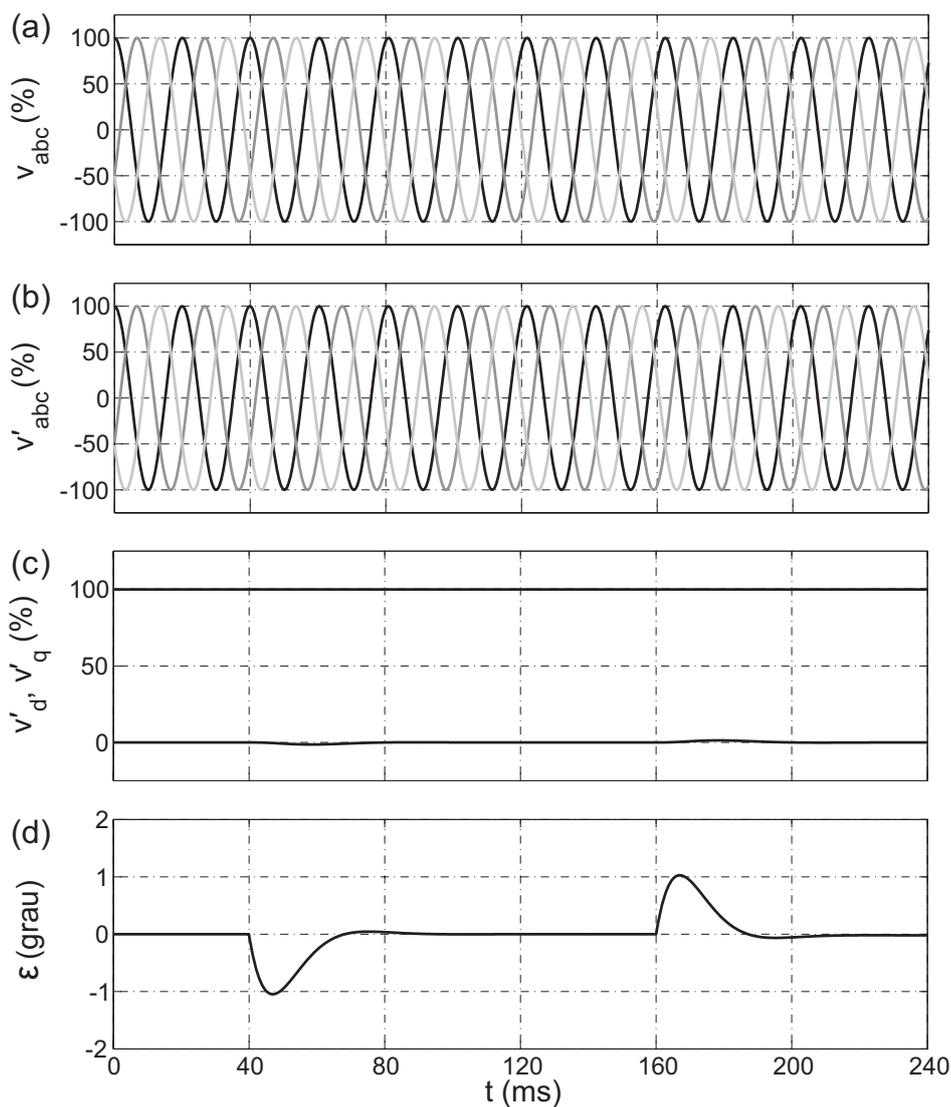


Figura 4.11: Desempenho do SRF-PLL ante variação na frequência de  $-2\%$ .

Conclui-se pela Figura 4.12 que o DSRF-PLL responde aceitavelmente a casuais desvios na frequência da rede elétrica. Após dois ciclos e meio o sistema se restabelece. Logo, o erro em regime na estimação da posição angular é nulo.

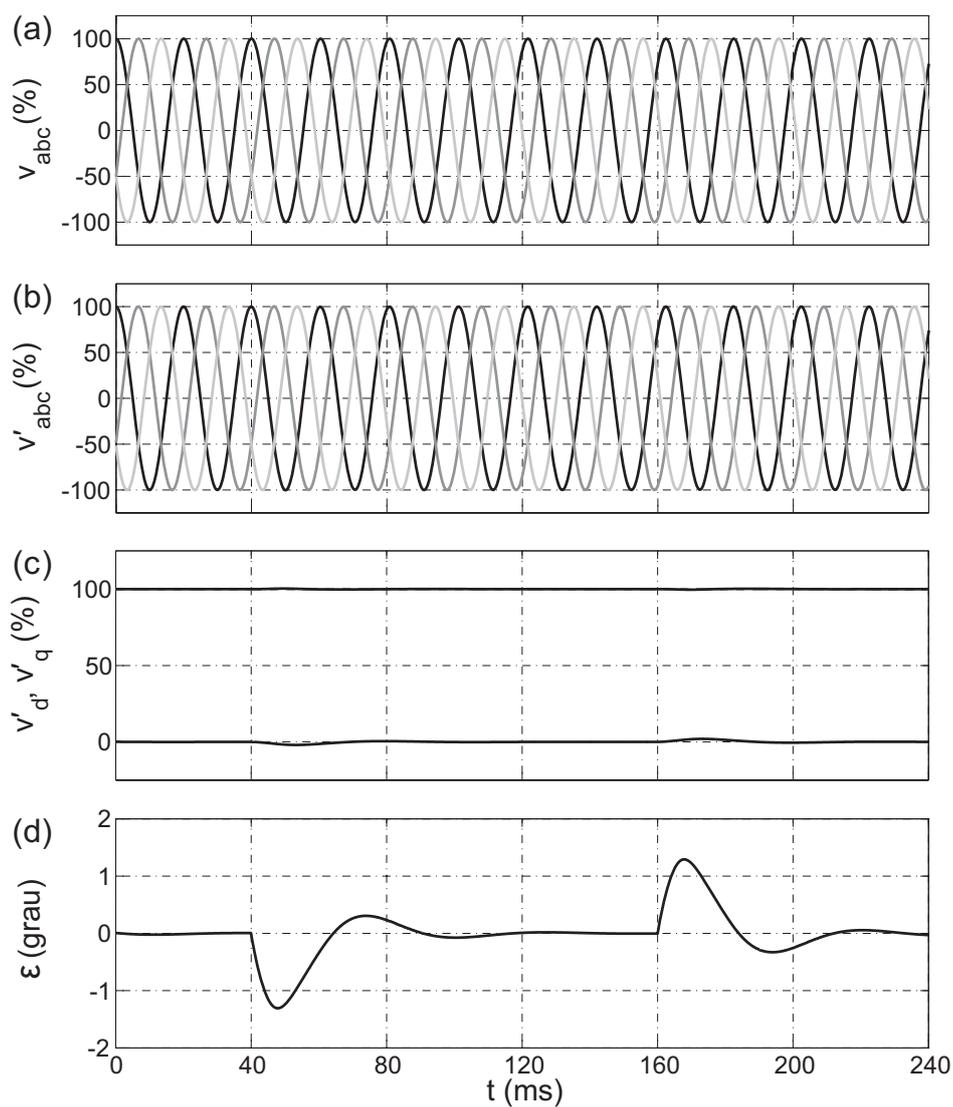


Figura 4.12: Desempenho do DSRF-PLL ante variação na frequência de  $-2\%$ .

Percebe-se pela Figura 4.13 que o DSOGI-PLL responde razoavelmente a eventuais desvios na frequência da rede elétrica, pois, apesar do sistema possuir um transiente prolongado, depois de três ciclos o mesmo se recupera com um erro em regime permanente na estimação da posição angular de  $-1,25^\circ$ .

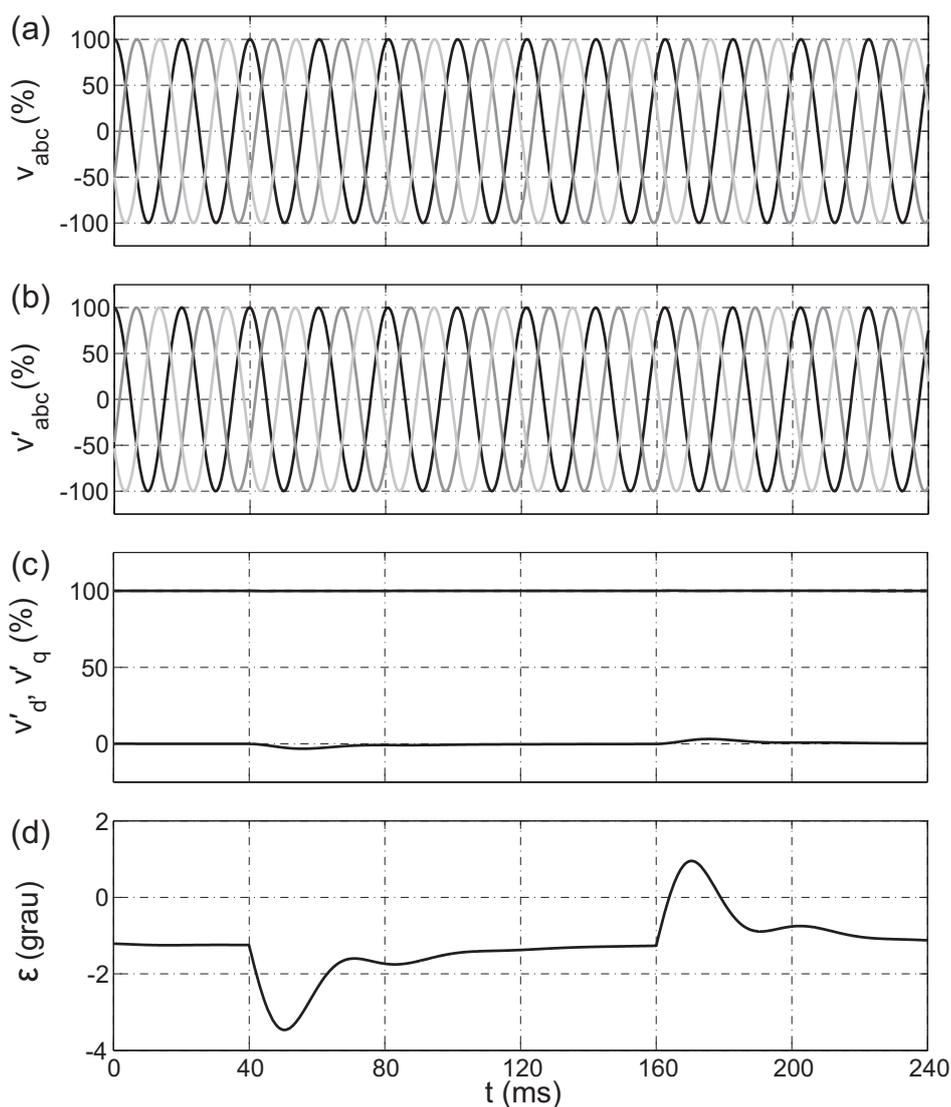


Figura 4.13: Desempenho do DSOGI-PLL ante variação na frequência de  $-2\%$ .

Por outro lado, nota-se pela Figura 4.14 que o EDSC-PLL não responde convenientemente a eventuais desvios na frequência da rede elétrica, devido ao fato dos comprimentos dos vetores de armazenamento serem constantes e determinados pelo valor da frequência nominal. Para desvios na frequência de curta duração, o erro na estimação da posição angular do vetor tensão de FFPS oscila entre  $-5,9^\circ$  e  $-4,9^\circ$ . No entanto, para um tempo prolongado ( $t > 3$  s), o erro em regime ficou confinado entre  $-2,6^\circ$  e  $-1,6^\circ$ . Sendo assim, conclui-se que há uma dinâmica lenta no EDSC-PLL a qual não foi possível ser modelada por causa das fortes não-linearidades existentes na malha de controle decorrentes das operações  $C_{dq}$  e  $D_{dq}$ .

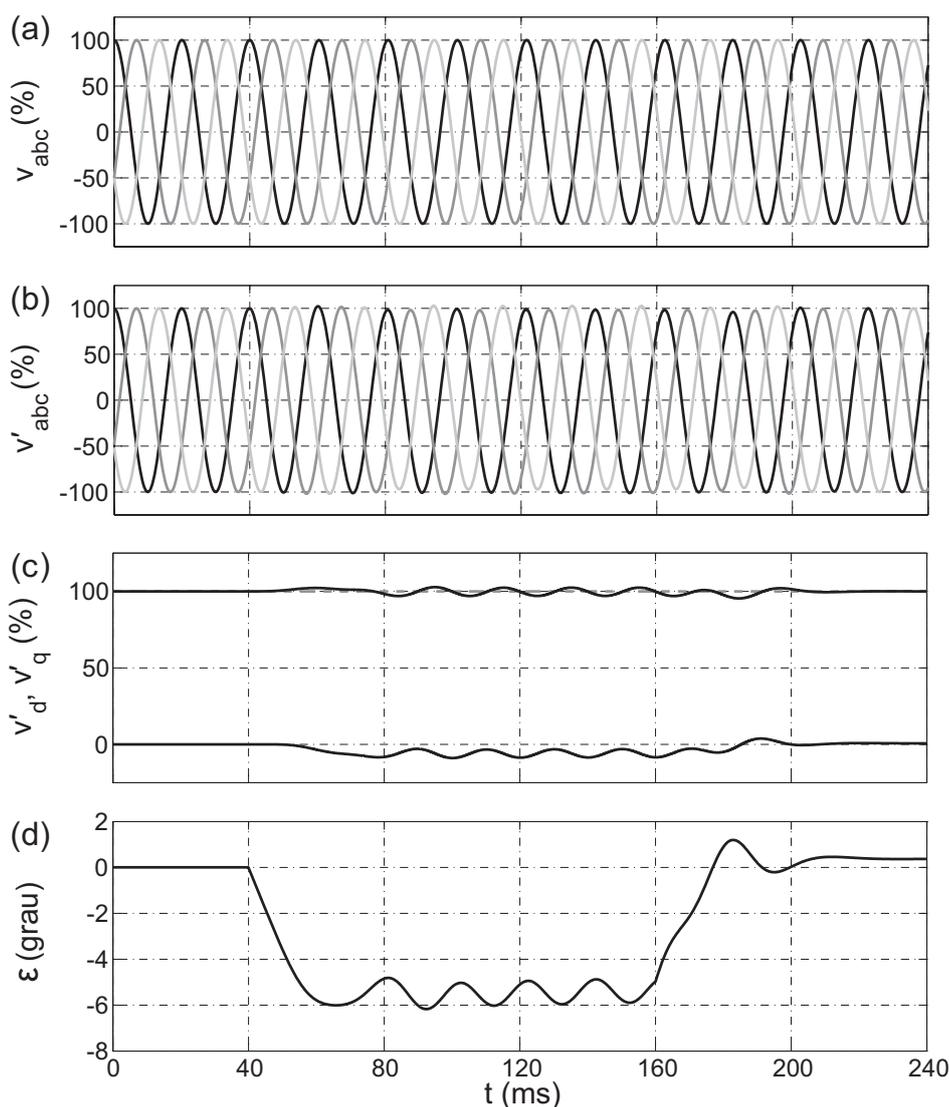


Figura 4.14: Desempenho do EDSC-PLL ante variação na frequência de  $-2\%$ .

Também, observa-se pela Figura 4.15 que o GDSC-PLL não é adaptativo em frequência, devido ao fato dos comprimentos dos vetores de armazenamento serem constantes e determinados pelo valor da frequência nominal. Então, não obstante o SRF-PLL (Figura 3.8) se adaptar a variações na frequência, as transformações matemáticas  $ABCDE$  em cascata impõem um erro na amplitude e na fase da fundamental de seqüência positiva (Figura 3.10). Para pequenos desvios na frequência ( $< 8\%$ ) o máximo erro na amplitude é de 1%. Todavia, o erro que aparece na estimação da posição angular do vetor tensão de FFPS, decorrente do erro na fase determinado pelas transformações, é significativo. Como pode ser visto na Figura 4.15, na qual ocorreu uma mudança abrupta na frequência fundamental da rede elétrica

de  $-2\%$ , o erro em regime permanente na estimação da posição angular é de  $-3,45^\circ$ .

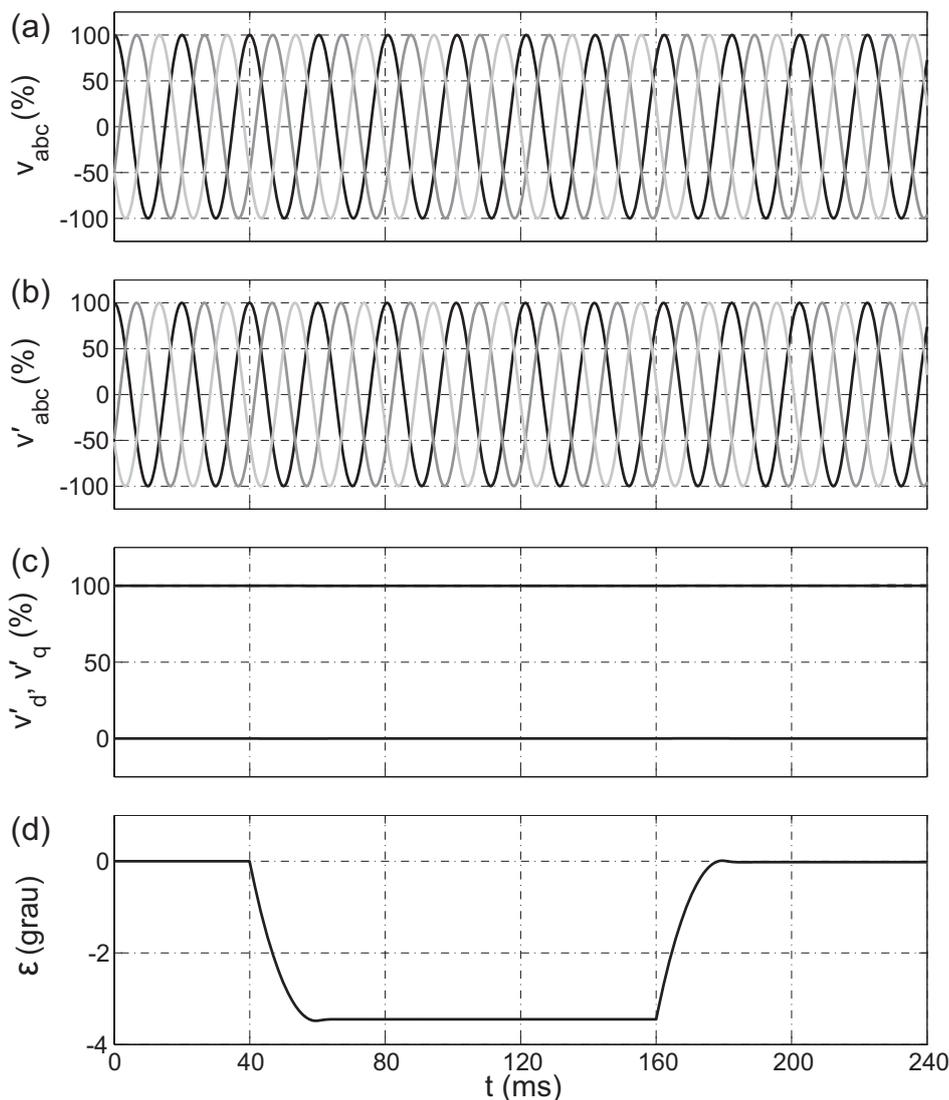


Figura 4.15: Desempenho do GDSC-PLL ante variação na frequência de  $-2\%$ .

#### 4.4 Comparações

Esta seção provê uma comparação quantitativa entre os métodos de sincronização estudados neste trabalho, a saber: SRF-PLL, DSRF-PLL, DSOGI-PLL, EDSC-PLL, GDSC-PLL-1 e GDSC-PLL-2. GDSC-PLL-1 é aquele que utiliza apenas quatro transformações matemáticas ( $ABCD$ ), enquanto GDSC-PLL-2 faz uso de cinco transformações matemáticas ( $ABCDE$ ), conforme apresentado na Seção 3.2.2. As comparações baseiam-se na distorção harmônica total (*Total Harmonic Distortion* - THD) e no tempo de resposta.

Na Tabela 4.1, (1) significa que na simulação, durante o distúrbio, as tensões sofrem um afundamento repentino de tensão do tipo D, que caracteriza-se em ter a componente de seqüência positiva  $v^{+1} = 0,747\angle -14^\circ$  p.u. e a de seqüência negativa  $v^{-1} = 0,163\angle -171,37^\circ$  p.u. (2) significa um teste no qual alguns harmônicos foram adicionados ao afundamento tipo D do caso (1). Desta forma,  $v^{+1} = 0,747\angle -14^\circ$  p.u.,  $v^{-1} = 0,163\angle -171,37^\circ$  p.u.,  $v^{-5} = 0,07\angle -60^\circ$  p.u. e  $v^{+7} = 0,05\angle 30^\circ$  p.u. (3) denota o caso no qual há apenas variação na freqüência de  $+0,5\%$ . (4) indica o caso cuja variação na freqüência é de  $+5\%$ . (5) designa a simulação considerando na entrada, durante a falta, uma tensão trifásica irreal. Aplica-se esta tensão hipotética subitamente e a mesma é constituída pelas seguintes componentes:  $v^{+1} = 2,5v^{-1} = 1\angle 0^\circ$  p.u. e  $v^{+h} = v^{-h} = \frac{0,6v^{+1}}{h}$ ,  $h = 2, 3, \dots, 25$ .

O THD apresentado na tabela comparativa é o maior calculado entre as três fases. Na prática, a maior componente harmônica do THD que pode ser levada em conta é igual a metade da freqüência de amostragem dos sinais na entrada. Em todas as simulações a freqüência de amostragem é de 18 kHz. Desta forma, todos os resultados de THD consideram harmônicos até 9 kHz. O THD é mensurado durante o sexto ciclo depois do início da falta (de 140 à 160 ms), porque as saídas dos métodos de detecção já se estabilizaram. O THD é calculado como segue:

$$THD = \sqrt{\frac{\sum_{h=2}^{\infty} [V'_{rms}(h)]^2}{[V'_{rms}(1)]^2}} 100\%, \quad (4.1)$$

onde  $V'_{rms}$  é o valor *rms* das saídas  $v'_a$ ,  $v'_b$  ou  $v'_c$  e  $h$  é cada componente de freqüência. Observa-se que (4.1) não distingue a componente de seqüência positiva da seqüência negativa. Portanto, os THD's calculados dos sinais na entrada para os testes (1), (2), (3), (4) e (5) são iguais a 0,00%, 14,34%, 0,00%, 0,00% e 66,71%, respectivamente.

O tempo de resposta que aparece na Tabela 4.1 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 “-”. Em (3), o erro na detecção da posição angular não sai da faixa de tolerância, por isso é indicado por 0,00 ms.

Mostra-se na Tabela 4.1 se o método é capaz de corrigir os sinais com *offset*. Ademais, para cada transformação,  $A_{dq} - D_{dq}$  ou  $A - E$ , os valores de sua entrada (cada entrada é um vetor com duas componentes) devem ser armazenados para obter-se os respectivos atrasos. Assim, a quantidade total de variáveis reais que são armazenadas é igual ao dobro do número total de amostras necessárias para realizar os retardos nas transformações em cascata. Este número, para o EDSC-PLL e os GDSC-PLL's estão apresentados na tabela.

Tabela 4.1: Comparações dos métodos de sincronização

	<b>SRF</b>	<b>DSRF</b>	<b>DSOGI</b>	<b>EDSC</b>	<b>GDSC-1</b>	<b>GDSC-2</b>
<b>THD (1)</b>	2,97%	0,10%	0,07%	0,00%	0,00%	0,00%
<b>Tempo de resposta (1)</b>	-	32,17 ms	42,61 ms	31,83 ms	18,61 ms	18,44 ms
<b>THD (2)</b>	3,11%	1,11%	1,07%	0,00%	0,00%	0,00%
<b>Tempo de resposta (2)</b>	-	34,72 ms	42,50 ms	31,94 ms	18,61 ms	18,50 ms
<b>THD (3)</b>	0,00%	0,00%	0,00%	0,19%	0,00%	0,00%
<b>Tempo de resposta (3)</b>	0,00 ms	0,00 ms	0,00 ms	0,00 ms	0,00 ms	0,00 ms
<b>THD (4)</b>	0,00%	0,00%	0,00%	1,58%	0,00%	0,00%
<b>Tempo de resposta (4)</b>	15,06 ms	17,44 ms	19,89 ms	-	-	-
<b>THD (5)</b>	16,19%	22,74%	19,29%	0,24%	0,11%	0,04%
<b>Tempo de resposta (5)</b>	-	-	-	7,78 ms	19,78 ms	19,00 ms
<b>Compensação de offset</b>	NÃO	NÃO	NÃO	SIM	SIM	SIM
<b>Número de amostras</b>	-	-	-	840	660	690

# 5 CONCLUSÕES E TRABALHOS FUTUROS

Esta dissertação apresenta os principais métodos de detecção do vetor tensão de sequência positiva na frequência fundamental. Realiza-se uma discussão da robustez de cada método, principalmente no que tange a capacidade de tolerar 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 do mestrado.

Os métodos que não necessitam de armazenar os valores passados de tensão são estudados no Capítulo 2. Esses métodos requerem baixo esforço computacional e pouca quantidade de memória. Entretanto, observa-se que os mesmos não respondem satisfatoriamente ante harmônicos da rede elétrica.

No Capítulo 3 é analisado um método robusto a desbalanços e harmônicos (EDSC-PLL), mas precisa dos valores passados de tensão e um esforço computacional maior do que aqueles vistos no Capítulo 2. Também, um novo método que baseia-se na teoria de cancelamento por sinal atrasado é desenvolvido neste capítulo (GDSC-PLL). A vantagem deste em relação àquele é o desacoplamento das transformações matemáticas da malha de controle, o qual possibilita a obtenção mais precisa dos ganhos desta malha. O esforço computacional e memória exigidos pelo método proposto são menores que os do EDSC-PLL. Portanto, o

GDSC-PLL é uma versão melhorada do EDSC-PLL.

Comparações são feitas no Capítulo 4. Nota-se que em algumas aplicações cuja tensão da rede está livre de harmônicos, os métodos citados no Capítulo 2 podem ser empregados. Todavia, o tempo de resposta desses métodos frente a desbalanços é maior que o do GDSC-PLL. Ainda que não funciona adequadamente em grandes variações na frequência da rede, o método proposto pode ser utilizado na maioria das aplicações, pois, variações em níveis prejudiciais ao método raramente ocorrem na rede. Em geral, o GDSC-PLL mostra-se o mais adequado a diversas situações que a rede elétrica pode se encontrar, tanto pela sua insensibilidade a harmônicos quanto pela tolerância a desbalanços.

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

A seguir são mencionadas algumas sugestões para trabalhos futuros:

- Tornar o método GDSC-PLL adaptativo em frequência;
- Explorar a teoria da GDSC para detectar qualquer harmônico desejado;
- Avaliar os desempenhos dos diversos métodos em aplicações reais, tais como, sistemas de geração de energia distribuída, sistemas de energia ininterrupta e filtros ativos;
- Realizar comparações frente a ruídos e investigar o esforço computacional requerido de cada método.

## REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] 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.
- [2] 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.
- [3] 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.
- [4] ———, “Digital Filtering for Robust 50/60 Hz Zero-Crossing Detectors,” *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 45, no. 2, pp. 426–430, 1996.
- [5] ———, “Multistage Adaptive Filters for In-Phase Processing of Line-Frequency Signals,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 44, no. 2, pp. 258–264, 1997.
- [6] S. Väliiviita, “Zero-Crossing Detection of Distorted Line Voltages Using 1-b Measurements,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 46, no. 5, pp. 917–922, 1999.
- [7] 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.
- [8] 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.
- [9] 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.
- [10] 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.
- [11] 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.
- [12] 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.
- [13] 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, 2001.
- [14] 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.
- [15] 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.
- [16] 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.
- [17] P. Rodríguez, R. Teodorescu, J. I. Candela, A. Timbus, M. Liserre, and F. Blaabjerg, “New Positive-Sequence Voltage Detector for Grid Synchronization of Power Converters Under Faulty Grid Conditions,” *Proceedings of IEEE Power Electronics Specialists Conference - PESC’06*, pp. 1–7, June 2006.

- [18] R. E. Kalman, "A New Approach to Linear Filtering and Prediction Problems," *Transaction of the ASME - Journal of Basic Engineering*, pp. 35–45, 1960.
- [19] 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.
- [20] D. Simon, "Kalman Filtering," *Embedded Systems Programming Magazine*, pp. 72–79, June 2001.
- [21] 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.
- [22] 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.
- [23] 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.
- [24] 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.
- [25] H. E. P. Souza, F. Bradaschia, F. A. S. Neves, M. C. Cavalcanti, G. M. S. Azevedo, and J. P. Arruda, "A Method for Extracting the Fundamental-Frequency Positive-Sequence Voltage Vector Based on Simple Mathematical Transformations," *accepted for publication in IEEE Transactions on Industrial Electronics*.
- [26] R. Cutri and L. M. Jr., "A Fast Instantaneous Method for Sequence Extraction," *Pro-*

- ceedings of Brazilian Power Electronics Conference - COBEP'07*, pp. 1–6, October 2007.
- [27] J. P. de Arruda, “Métodos de Sincronização de Conversor em Sistemas de Geração Distribuída,” Master’s thesis, Universidade Federal de Pernambuco, September 2008.
- [28] F. A. S. Neves, M. C. Cavalcanti, H. E. P. Souza, E. Bueno, and F. Bradaschia, “Fundamental-Frequency Positive-Sequence Grid Voltage Extraction Using Only Mathematical Transformations in the Stationary Reference Frame,” *submitted for publication in IEEE Transactions on Power Electronics*.
- [29] P. Rodríguez, “Aportaciones a Los Acondicionadores Activos de Corriente en Derivación para Redes Trifásicas de Cuatro Hilos,” Ph.D. dissertation, Universidad Politécnica de Catalunya, 2005.
- [30] C. L. Fortescue, “Method of Symmetrical Co-ordinates Applied to the Solution of Polyphase Networks,” *34th Annual Convention of the American Institute of Electrical Engineers. Atlantic City, N.J.*, June 1918.
- [31] W. D. Stevenson, *Elementos de Análise de Sistemas de Potência*. Editora McGraw-Hill do Brasil, LTDA, 1975.
- [32] ———, *Elements of Power System Analysis*, 4 ed. Editora McGraw-Hill Series in Electrical Engineering, 1995.
- [33] 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.
- [34] P. C. Krause, *Analysis of Electric Machinery*. Mc. Graw-Hill Book Company, 1986.
- [35] 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.

- [36] 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.
- [37] 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.
- [38] 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.
- [39] 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 Exp. - APEC'04*, vol. 1, pp. 580–586, 2004.
- [40] 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.
- [41] L. N. Trefethen and D. Bau, *Numerical Linear Algebra*. SIAM, 1997.
- [42] E. L. Lima, *Álgebra Linear*, 5 ed. Instituto de Matemática Pura e Aplicada - IMPA, 2001.
- [43] E. J. Bueno, F. J. Rodriguez, F. Espinosa, and S. Cobrecas, "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.
- [44] "Omicron CMC256 - 4 Phase Voltage/6 Phase Current Test Set," *Catalogue*.

- [45] M. H. J. Bollen, *Understanding Power Quality Problems: Voltage Sags and Interruptions*. IEEE Press Series on Power Engineering, 2000.