

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

**DANIEL SOARES DOS SANTOS ANDRADE**

**ESTIMAÇÃO RÁPIDA DO ÂNGULO DO SALTO DE FASE PARA MELHORAR O  
TEMPO DE CONVERGÊNCIA DO GDSC-PLL**

Recife

2018

**DANIEL SOARES DOS SANTOS ANDRADE**

**ESTIMAÇÃO RÁPIDA DO ÂNGULO DO SALTO DE FASE PARA MELHORAR O  
TEMPO DE CONVERGÊNCIA DO GDSC-PLL**

Dissertação apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Pernambuco, como requisito parcial para a obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica.

Área de Concentração: Processamento de Energia.

Orientador: Prof. Dr. Francisco de Assis dos Santos Neves.

Coorientador: Prof. Dr. Ygo Neto Batista.

Recife

2018

Catálogo na fonte  
Bibliotecária Valdicéa Alves, CRB-4 / 1260

A554e Andrade, Daniel Soares dos Santos.  
Estimação rápida do ângulo do salto de fase para melhorar o Tempo de convergência do GDSC-PLL / Daniel Soares dos Santos Andrade - 2018.  
118folhas, Il.; Tabs.; Abr. e Sigl. e Simb.

Orientador: Prof. Dr. Francisco de Assis dos Santos Neves.  
Coorientador: Prof. Dr. Ygo Neto Batista.

Dissertação (Mestrado) – Universidade Federal de Pernambuco. CTG.  
Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, 2018.  
Inclui Referências.

1. Engenharia Elétrica. 2. Método de sincronização. 3. Salto de fase.  
4. Estimação de amplitude e fase. 5. Generalização do cancelamento por sinal atrasado (GDSC). I. Neves, Francisco de Assis dos Santos (Orientador).  
II. Batista, Ygo Neto (Coorientador). III. Título.

UFPE

621.3 CDD (22. ed.)

BCTG/2019 - 158

**DANIEL SOARES DOS SANTOS ANDRADE**

**ESTIMAÇÃO RÁPIDA DO ÂNGULO DO SALTO DE FASE PARA MELHORAR  
O TEMPO DE CONVERGÊNCIA DO GDSC-PLL**

Dissertação apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Pernambuco, como requisito parcial para a obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica.

Aprovada em: 14/12/2018.

**BANCA EXAMINADORA**

---

Prof<sup>o</sup>. Dr. Francisco de Assis dos Santos Neves (Orientador)  
Universidade Federal de Pernambuco

---

Prof<sup>o</sup>. Dr. Ygo Neto Batista (Examinador Externo)  
Instituto Federal de Pernambuco

---

Prof<sup>o</sup>. Dr. Helber Elias Paz de Souza (Examinador Externo)  
Instituto Federal de Pernambuco

---

Prof<sup>o</sup>. Dr. Alessandro Luiz Batschauer (Examinador Externo)  
Universidade do Estado de Santa Catarina

## **AGRADECIMENTOS**

Agradeço, primeiramente, ao apoio da minha mãe, Maria Andrade, e irmã, Amanda Regina, durante todo o período que cursei o programa de mestrado. Agradeço ao Prof. Dr. Francisco de Assis dos Santos Neves, pelo interesse em me orientar e pela paciência durante o desenvolvimento do tema, sempre demonstrando os fundamentos de maneira clara e motivadora. Ao meu coorientador, Prof. Dr. Ygo Neto Batista, pelo tempo investido, por me trazer ao foco do trabalho e por sua experiência no tratamento dos problemas encontrados. Aos professores e novos amigos que fiz no GEPAE, somamos experiências, expectativas e conhecimentos.

## RESUMO

Foi desenvolvido nesta dissertação um algoritmo para, a partir da medição dos valores instantâneos de cada fase de um sinal trifásico, obter a magnitude e a posição angular do vetor espacial correspondente à componente fundamental de sequência positiva. Como ponto de partida, utilizou-se o A-GDSC-PLL, que utiliza o GDSC como pré-filtro do sistema e acrescentando-se a compensação de salto de fase. Este esquema integra um detector de salto de fase, um estimador de ângulo e um compensador de fase. O detector monitora a diferença de fase entre os vetores espaciais na saída do GDSC atual e um ciclo atrasado. O estimador de ângulo é baseado no comportamento transitório do GDSC. Já o compensador corrige a fase do vetor espacial transitório, na saída do GDSC. O SRF-PLL foi modificado para aumentar o desempenho. Seu controlador PI é chaveado para um controlador P *deadbeat*, quando o ângulo de salto estimado estabiliza. A adaptabilidade em frequência, baseou-se no A-GDSC-PLL e teve a transformada wavelet incorporada para aumentar o desempenho, quando o sinal em processamento não estiver na frequência nominal. Após as simulações de diversas condições operacionais do sistema elétrico, os resultados obtidos mostraram que o A-GDSC-PLL com compensação de salto de fase diminui o tempo de convergência após o salto em cerca de 50%.

**Palavras-chave:** Método de sincronização. Salto de fase. Estimação de amplitude e fase. Generalização do cancelamento por sinal atrasado (GDSC).

## ABSTRACT

It was developed in this work an algorithm for, from the measurement of the instantaneous values of each phase of a three-phase signal to obtain the magnitude and angular position of the corresponding space vector to the fundamental component of positive sequence. As a starting point, A-GDSC-PLL was used, which uses the GDSC as a pre-filter of the system and adding the phase jump compensation. This scheme integrates a phase jump detector, an angle estimator and a phase compensator. The detector is based in angular difference between the current and one cycle delayed GDSC output signals. The angle estimator uses the transient behavior of the GDSC. The SRF-PLL was modified to increase performance: its PI controller is switched to the P controller deadbeat, when the estimated phase angle jump stabilizes. The adaptability in frequency was based on the A-GDSC-PLL and had the wavelet transform incorporated to increase performance when the signal being processed is not in the nominal frequency. After simulations of various operating conditions of the electrical system, the results obtained showed that the A-GDSC-PLL with phase jump compensation scheme decreases the convergence time after the jump of about 50%.

**Keywords:** Synchronization method. Phase Jump. Amplitude and phase estimation. Generalized Delayed Signal Cancellation (GDSC).

## LISTA DE FIGURAS

Figura 1 – Composição gráfica do vetor espacial no referencial estacionário. . . . .	22
Figura 2 – Diagrama em blocos do SRF-PLL. . . . .	25
Figura 3 – Diagrama em blocos do SRF-PLL linearizado. . . . .	26
Figura 4 – Diagrama em blocos do SRF-PLL normalizado. . . . .	26
Figura 5 – Diagrama em blocos do SRF-PLL normalizado e linearizado. . . . .	27
Figura 6 – Diagrama em blocos do SOGI-QSG. . . . .	31
Figura 7 – Diagrama em blocos do DSOGI-PLL. . . . .	32
Figura 8 – Sistema de desacoplamento entre os sinais dos sistemas $dq^{+1}$ e $dq^{-1}$ . . . . .	37
Figura 9 – Diagrama em blocos do DDSRF-PLL. . . . .	37
Figura 10 – Diagrama em blocos do DDSRF-PLL linearizado. . . . .	38
Figura 11 – Otimização da Margem de Fase. . . . .	38
Figura 12 – Resposta em frequência das operações $A - E$ em cascata. . . . .	44
Figura 13 – Diagrama em blocos do GDSC-PLL. . . . .	44
Figura 14 – Diagrama em blocos do A-GDSC-PLL. . . . .	45
Figura 15 – Resposta do A-GDSC-PLL sob distorção harmônica de $v^{-11} = 0,2\angle 0^\circ$ p.u. . . . .	46
Figura 16 – Resposta do A-GDSC-PLL sob distorção harmônica de $v^{+3} = 0,2\angle 0^\circ$ p.u.. . . . .	47
Figura 17 – Resposta do A-GDSC-PLL sob distorção harmônica de $v^{-1} = 0,3\angle 0^\circ$ p.u.. . . . .	47
Figura 18 – Resposta do A-GDSC-PLL sob sinais distorcidos de ( $v^{+1} = 1,0\angle 0^\circ$ p.u., $v^{-1} = 0,4\angle 0^\circ$ p.u., $v^{+h} = \frac{0,7}{h}\angle 0^\circ$ p.u., $v^{-h} = \frac{0,6}{h}\angle 0^\circ$ , $2, 3, \dots, 25$ ). . . . .	48
Figura 19 – Resposta do A-GDSC-PLL a um salto de fase de $40^\circ$ . . . . .	48
Figura 20 – Visão geral do método aplicado ao GDSC. . . . .	50
Figura 21 – Diferença de fase ( $\Delta\theta(k)$ ) após saltos de fase para ângulos positivos e negativos. . . . .	52
Figura 22 – Dinâmica de $\Delta\theta(k)$ durante o transitório do GDSC. . . . .	52
Figura 23 – Dinâmica de $\Delta\theta(k)$ após o transitório do GDSC ( $\varphi$ é o ângulo de salto de fase). . . . .	53
Figura 24 – Diferença entre $ \Delta\theta(k) $ e $ \Delta\theta(k - N/32) $ . . . . .	53
Figura 25 – Diferença entre $ \Delta\theta(k) $ e $ \Delta\theta(k - N/128) $ . . . . .	54
Figura 26 – Cálculo de $ \Delta\theta(k)  -  \Delta\theta(k - N/32) $ após a inserção de desbalanço severo. . . . .	55
Figura 27 – Variável $\gamma(k)$ durante o transitório do GDSC. . . . .	59
Figura 28 – Dinâmica do vetor espacial na saída do GDSC durante o transitório devido ao salto de fase, em referencial orientado pelo vetor $\vec{v}_{1(a)}$ . . . . .	59
Figura 29 – Dinâmica do vetor espacial na saída do GDSC durante o transitório do salto de fase. . . . .	60
Figura 30 – Diagrama com vetores espaciais do GDSC. . . . .	60
Figura 31 – Diagrama em blocos do detector de salto de fase e estimador de ângulo. . . . .	66
Figura 32 – Vetores espaciais durante a compensação do ângulo de fase. . . . .	67
Figura 33 – Compensação da fase na entrada do SRF-PLL. . . . .	68
Figura 34 – SRF-PLL de alto desempenho para o GDSC com compensação de salto de fase. . . . .	70
Figura 35 – Aplicação da wavelet à frequência fornecida pelo GDSC-PLL primário. . . . .	72

Figura 36 – Aplicação da wavelet à frequência fornecida pelo GDSC-PLL primário para um caso de perturbações simultâneas a um salto de fase de $-60^\circ$ . . . . .	73
Figura 37 – Número estimado de amostras por ciclo utilizando o A-GDSC-PLL proposto por Neves et al. (2012) e o A-GDSC-PLL sugerido. . . . .	73
Figura 38 – Comparação do desempenho da estimação do número de amostras em um ciclo utilizando o A-GDSC-PLL proposto por Neves et al. (2012) e o A-GDSC-PLL sugerido na ocorrência do salto de fase de $90^\circ$ ( $f_1 = 50$ Hz, $N_{nom} = 256$ ). . . . .	74
Figura 39 – Diagrama do GDSC-PLL com estimador do salto de fase, adaptativo em frequência. . . . .	75
Figura 40 – Respostas dos métodos de sincronização selecionados para o Caso 1. . . . .	80
Figura 41 – Respostas dos métodos de sincronização selecionados para o Caso 2. . . . .	80
Figura 42 – Respostas dos métodos de sincronização selecionados para o Caso 3. . . . .	81
Figura 43 – Respostas dos métodos de sincronização selecionados para o Caso 4. . . . .	81
Figura 44 – Respostas dos métodos de sincronização selecionados para o Caso 5. . . . .	83
Figura 45 – Respostas dos métodos de sincronização selecionados para o Caso 6. . . . .	83
Figura 46 – Respostas dos métodos de sincronização selecionados para o Caso 7. . . . .	85
Figura 47 – Respostas dos métodos de sincronização selecionados para o Caso 8. . . . .	87
Figura 48 – Respostas dos métodos de sincronização selecionados para o Caso 9. . . . .	87
Figura 49 – Respostas dos métodos de sincronização selecionados para o Caso 10. . . . .	88
Figura 50 – Respostas dos métodos de sincronização selecionados para o Caso 11. . . . .	90
Figura 51 – Respostas dos métodos de sincronização selecionados para o Caso 12. . . . .	91
Figura 52 – Respostas dos métodos de sincronização selecionados para o Caso 13. . . . .	91
Figura 53 – Respostas dos métodos de sincronização selecionados para o Caso 14. . . . .	93
Figura 54 – Respostas dos métodos de sincronização selecionados para o Caso 15. . . . .	93
Figura 55 – Respostas dos métodos de sincronização selecionados para o Caso 16. . . . .	94
Figura 56 – Respostas dos métodos de sincronização selecionados para o Caso 17. . . . .	96
Figura 57 – Respostas dos métodos de sincronização selecionados para o Caso 18. . . . .	96
Figura 58 – Respostas dos métodos de sincronização selecionados para o Caso 19. . . . .	97
Figura 59 – Respostas dos métodos de sincronização selecionados para o Caso 20. . . . .	98
Figura 60 – Respostas dos métodos de sincronização selecionados para o Caso 21. . . . .	99
Figura 61 – Respostas dos métodos de sincronização selecionados para o Caso 22. . . . .	99
Figura 62 – Erros de fase para o teste C20 para saltos de fase negativos. . . . .	101
Figura 63 – Erros de fase para o teste C20 para saltos de fase positivos. . . . .	101
Figura 64 – Convergência na estimação do salto de fase de $-60^\circ$ para o teste C20. . . . .	102
Figura 65 – Convergência na estimação do salto de fase de $+60^\circ$ para o teste C20. . . . .	102
Figura 66 – Erros de fase para o teste C21 para saltos de fase negativos. . . . .	103
Figura 67 – Erros de fase para o teste C21 para saltos de fase positivos. . . . .	103
Figura 68 – Convergência na estimação do salto de fase de $-60^\circ$ para o teste C21. . . . .	104
Figura 69 – Convergência na estimação do salto de fase de $+60^\circ$ para o teste C21. . . . .	104
Figura 70 – Erros de fase para o teste C22 para saltos de fase negativos. . . . .	105

Figura 71 – Erros de fase para o teste C22 para saltos de fase positivos. . . . .	105
Figura 72 – Convergência na estimação do salto de fase de $-60^\circ$ para o teste C22. . . . .	106
Figura 73 – Convergência na estimação do salto de fase de $+60^\circ$ para o teste C22. . . . .	106
Figura 74 – Amplitude e fase da componente FFPS no Caso 20 para um salto de fase de $-60^\circ$ . .	107
Figura 75 – Amplitude e fase da componente FFPS no Caso 21 para um salto de fase de $+40^\circ$ . .	108
Figura 76 – Amplitude e fase da componente FFPS no Caso 22 para um salto de fase de $+50^\circ$ . .	108

## LISTA DE TABELAS

Tabela 1 – Parâmetros do DSOGI-PLL . . . . .	34
Tabela 2 – Resultados comparativos do DSOGI-PLL com filtro PI (RODRIGUEZ et al., 2006a) e com filtro PID (GOLESTAN et al., 2014) na malha do SRF-PLL. . . . .	34
Tabela 3 – Parâmetros do DDSRF-PLL. . . . .	40
Tabela 4 – Resultados do DDSRF-PLL com parâmetros ajustados por Golestan, Monfared e Freijedo (2013). . . . .	40
Tabela 5 – Parâmetros do GDSC para $h_d = 1$ (FFPS). . . . .	43
Tabela 6 – Tempos de assentamento do A-GDSC-PLL, DSOGI-PLL e DDSRF-PLL para um salto de fase de $+40^\circ$ . . . . .	49
Tabela 7 – Parametrização do GDSC com $h_d = 1$ . . . . .	56
Tabela 8 – Parâmetros do GDSC auxiliar. . . . .	64
Tabela 9 – Desempenho dos métodos de sincronização para os Casos de teste (C01-C04). . . . .	82
Tabela 10 – Desempenho dos métodos de sincronização para os Casos de teste (C05-C06). . . . .	84
Tabela 11 – Componentes harmônicas dos Casos de teste (C07-C10). . . . .	86
Tabela 12 – Desempenho dos métodos de sincronização para os Casos de teste (C07-C10). . . . .	88
Tabela 13 – Desempenho dos métodos de sincronização para os Casos de teste (C11-C13). . . . .	92
Tabela 14 – Desempenho dos métodos de sincronização para os Casos de teste (C14-C16). . . . .	94
Tabela 15 – Desempenho dos métodos de sincronização para o Casos de teste (C17-C19). . . . .	97
Tabela 16 – Desempenho dos métodos de sincronização para os Casos de teste (C20-C22). . . . .	100

## LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

ANEEL	Agência Nacional de Energia Elétrica
A-GDSC-PLL	GDSC Adaptável em Frequência ( <i>Adaptive Generalized Delayed Signal Cancellation Phased-Locked Loop</i> )
c.a.	Corrente Alternada
c.c.	Corrente Contínua
DHT	Distorção Harmônica Total ( <i>Total Harmonic Distortion</i> )
DHTV	Distorção Harmônica Total Vetorial
DDSRF-PLL	PLL em um referencial síncrono duplo desacoplado ( <i>Decoupled Double Synchronous Reference Frame</i> )
DSOGI-PLL	PLL baseado em duplo integrador de segunda ordem generalizado ( <i>Dual Second Order Generalized Integrator PLL</i> )
EPE	Empresa de Pesquisa Energética
FFPS	Sequência Positiva na Frequência Fundamental ( <i>Fundamental-Frequency Positive Sequence</i> )
FFNS	Sequência Negativa na Frequência Fundamental ( <i>Fundamental-Frequency Negative Sequence</i> )
FIR	Resposta ao Impulso Finita ( <i>Finite Impulse Response</i> )
GDSC	Método Generalizado de Cancelamento por Sinal Atrasado ( <i>Generalized Delayed Signal Cancellation</i> )
ISC	Componentes Simétricas Instantâneas ( <i>Instantaneous Symmetrical Components</i> )
LPF	Filtro Passa-Baixa ( <i>Low Pass Filter</i> )
ONS	Operador Nacional do Sistema Elétrico
PCC	Ponto de Acoplamento Comum ( <i>Point of Common Coupling</i> )
PI	Proporcional-Integral
PLL	Malha travada em fase ( <i>Phase Locked Loop</i> )
PSC	Calculador de Sequência Positiva ( <i>Positive Sequence Calculator</i> )
QSC	Gerador de Sinais em Quadratura ( <i>Quadrature Signals Generation</i> )
SOGI	Integrador Generalizado de Segunda Ordem ( <i>Second Order Generalized Integrator</i> )
SRF-PLL	PLL sob Referencial Síncrono ( <i>Synchronous Reference Frame - PLL</i> )

## LISTA DE SÍMBOLOS

$[T_{+-0}]$	Matriz de <i>Fortescue</i>
$[T_{\alpha\beta 0}]$	Matriz de <i>Clarke</i>
$h$	$h$ -ésima componente harmônica
$i$	$i$ -ésima fase de um sistema polifásico
$\alpha$	Rotação espacial de 120° em sentido anti-horário
$\alpha^2$	Rotação espacial de 120° em sentido horário
$\omega$	Frequência angular da componente fundamental
$\omega_c$	Largura de banda de uma malha de controle
$\omega_f$	Frequência de corte do filtro passa-baixa
$\omega_{ff}$	Compensação <i>feed forward</i> igual a velocidade angular nominal
$\Psi(s)$	Transformada de <i>Laplace</i> de $\omega t$
$\Theta(s)$	Transformada de <i>Laplace</i> da posição angular estimada
$E(s)$	Transformada de <i>Laplace</i> do erro na estimação da posição angular
$\varepsilon$	Erro na estimação da posição angular
$\theta_d$	Valor de um retardo angular
$\theta_r$	Valor constante de ângulo
$\vec{a}$	Ganho complexo constante
$\vec{f}_{gdsc}$	Valor complexo na saída de uma transformada do tipo GDSC
$\vec{s}_{\alpha\beta}$	Vetor espacial em referencial estacionário $\alpha\beta$ ou de <i>Clarke</i>
$\vec{s}_{\alpha\beta}[kT_s]$	Vetor espacial em referencial estacionário $\alpha\beta$ ou de <i>Clarke</i> de um sinal discretizado com $T_s$
$k$	Amostra atual de um sinal discretizado
$k_d$	Quantidade de amostras referente a um atraso no tempo que fornece um ângulo de retardo $\theta_d$ radianos
$K_p, K_i$	Ganhos proporcional e integral de um controlador PI
$\xi$	Fator de amortecimento de uma malha de controle
$N$	Número de amostras por ciclo de fundamental

$s_0$	Componente instantânea de sequência zero
$s_a, s_b, s_c$	Valores instantâneos de um sistema trifásico generalizado
$s_\alpha, s_\beta$	Componentes ortogonais $\alpha$ e $\beta$ do vetor espacial em referencial estacionário $\alpha\beta$ ou de <i>Clarke</i>
$T_s$	Período de amostragem considerado em uma discretização
$F_s$	Frequência de amostragem dos sinais na entrada do sistema
$T_1$	Período fundamental do sinal
$\vec{v}_{1(a)}$	Vetor espacial no referencial estacionário FFPS antes do salto de fase
$\vec{v}_{1(d)}$	Vetor espacial no referencial estacionário FFPS depois do salto de fase
$\vec{v}_R$	Vetor espacial auxiliar que relaciona o vetor espacial atual na saída das transformações GDSC e o vetor espacial um ciclo atrasado

## SUMÁRIO

<b>1</b>	<b>INTRODUÇÃO</b>	<b>16</b>
1.1	CONTEXTO ATUAL	16
1.2	MÉTODOS DE SINCRONIZAÇÃO	16
1.3	ORGANIZAÇÃO TEXTUAL	18
<b>2</b>	<b>MÉTODOS DE SINCRONIZAÇÃO</b>	<b>20</b>
2.1	FERRAMENTAS MATEMÁTICAS	20
2.1.1	Transformada de Fortescue	20
2.1.2	Transformada de Clarke	21
2.1.3	Transformada de Park	22
2.2	MALHA TRAVADA EM FASE: PLL	24
2.2.1	PLL sob Referencial Síncrono: SRF-PLL	25
2.2.2	Filtragem para SRF-PLL	28
2.3	DSOGI-PLL	30
2.3.1	Calculador de Sequência Positiva no Referencial $\alpha\beta$	30
2.3.2	Integrador Generalizado de Segunda Ordem	31
2.3.3	Estrutura do DSOGI-PLL	32
2.3.4	Aperfeiçoamento do DSOGI-PLL	33
2.4	DDSRF-PLL	35
2.4.1	Aperfeiçoamento do DDSRF-PLL	37
2.5	GDSC-PLL	40
2.5.1	Visão Geral do GDSC	40
2.5.2	Resposta em Frequência do GDSC	43
2.5.3	A-GDSC-PLL	44
2.5.4	Simulações do A-GDSC-PLL	45
2.6	RESUMO DO CAPÍTULO	49
<b>3</b>	<b>A-GDSC-PLL COM COMPENSAÇÃO DE SALTO DE FASE</b>	<b>50</b>
3.1	VISÃO GERAL	50
3.2	DETECTOR DE SALTO DE FASE	51
3.3	ESTIMADOR DE ÂNGULO	56
3.3.1	Resposta Transitória do GDSC Após o Salto de Fase	56
3.3.2	O Método de Estimação	61
3.3.2.1	Utilização da Resposta Transitória	61
3.3.2.2	Análise com Harmônicas e Componentes Não periódicas	62
3.3.2.3	Filtragem do Ângulo Após o GDSC	65
3.4	COMPENSADOR DE FASE	66
3.5	SRF-PLL MODIFICADO	68
3.6	ADAPTABILIDADE EM FREQUÊNCIA	70
3.7	RESUMO DO CAPÍTULO	75
<b>4</b>	<b>RESULTADOS</b>	<b>76</b>
4.1	CONJUNTO DE SINAIS PARA TESTE	76

4.2	<i>FIGURAS DE MÉRITO</i> . . . . .	77
4.3	<i>CASOS DE TESTE</i> . . . . .	78
<b>4.3.1</b>	<b>Amplitude da Componente Fundamental de Sequência Positiva</b> . . . . .	<b>78</b>
<b>4.3.2</b>	<b>Amplitude da Componente Fundamental de Sequência Negativa</b> . . . . .	<b>82</b>
<b>4.3.3</b>	<b>Presença de Componentes Harmônicas</b> . . . . .	<b>84</b>
<b>4.3.4</b>	<b>Presença de Componentes Inter-harmônicas, c.c. e Decaimento Exponencial</b> . . . . .	<b>89</b>
<b>4.3.5</b>	<b>Variação de Frequência em Rampa</b> . . . . .	<b>92</b>
<b>4.3.6</b>	<b>Variação de Fase em Degrau (Salto de Fase)</b> . . . . .	<b>95</b>
<b>4.3.7</b>	<b>Combinações de Perturbações</b> . . . . .	<b>98</b>
4.4	<i>SIMULAÇÕES E RESULTADOS COMPLEMENTARES</i> . . . . .	100
4.5	<i>RESULTADOS EXPERIMENTAIS</i> . . . . .	106
4.6	<i>RESUMO DO CAPÍTULO</i> . . . . .	109
<b>5</b>	<b>CONCLUSÕES E TRABALHOS FUTUROS</b> . . . . .	<b>111</b>
5.1	<i>SUGESTÕES PARA TRABALHOS FUTUROS</i> . . . . .	113
	<b>REFERÊNCIAS</b> . . . . .	<b>115</b>

# 1 INTRODUÇÃO

O capítulo tem o propósito de apresentar ao leitor a atualidade da pesquisa desenvolvida e o contexto da aplicabilidade da solução produzida dentro da área dos métodos de sincronização com a rede. No fim do capítulo, mostra-se a organização textual da dissertação.

## 1.1 CONTEXTO ATUAL

O aumento da participação das fontes de energia renováveis dentro da matriz elétrica brasileira, aumentou a quantidade de conversores eletrônicos conectados à rede. Devido à forma de atuação desses dispositivos, a energia consegue ser injetada no sistema elétrico, com tensões ou correntes controladas. Para fazer isso, os conversores demandam informação sobre as grandezas fundamentais da rede. A fim de evitar que distúrbios de tensão no ponto de acoplamento comum (*Point of Common Coupling*: PCC) afetem o desempenho do controle, tornou-se bastante comum realizar o controle com base no vetor espacial de frequência fundamental de sequência positiva (*Fundamental-Frequency Positive-Sequence*: FFPS). Esse vetor é fornecido em tempo real por um método de sincronização com a rede, ou seja, um algoritmo de rastreamento do vetor FFPS. Por questão de simplicidade será feita referência ao vetor tensão, porém deve-se ter em mente que outras grandezas do sistema trifásico podem ser de interesse.

A estimação do vetor tensão FFPS é útil para o controle de vários dispositivos como filtros ativos de potência, FACTS (*Flexible AC Transmission Systems*), restauradores dinâmicos de tensão e condicionadores unificados de qualidade de energia. Outras áreas do controle do sistema elétrico são beneficiadas pelos métodos de sincronização, por exemplo: monitoramento da rede, detecção de ilhamento de microrredes e detecção de faltas (GOLESTAN; MONFARED; FREIJEDO, 2013; BATISTA et al., 2015).

Constata-se, portanto, que os métodos de sincronização com a rede são hoje uma necessidade nas aplicações que envolvem dispositivos conectados ao sistema elétrico através de conversores. Dentre eles, os métodos que utilizam a malha travada em fase (*Phase Locked-Loop*: PLL) são os mais utilizados nos sistemas de geração de energia elétrica (GOLESTAN; GUERRERO; VASQUEZ, 2017).

## 1.2 MÉTODOS DE SINCRONIZAÇÃO

O método de sincronização mais amplamente utilizado é o PLL sob referencial síncrono (*Synchronous Reference Frame*: SRF-PLL) que utiliza a transformação de Clarke seguida da transformação de Park para associar o conjunto das tensões instantâneas trifásicas da rede a um vetor espacial no referencial girante  $\vec{v}_{dq}$  (KAURA; BLASKO, 1997; CHUNG, 2000). Suas componentes estão associadas a um eixo direto (parte real) e a um eixo em quadratura (parte

imaginária). O SRF-PLL normalmente utiliza o controlador PI (Proporcional-Integral), que força a parte imaginária (erro de fase) a ser zero em regime permanente, e assim sincronizar o vetor estimado com o sinal de entrada.

A malha apresenta boa resposta dinâmica quando a rede está balanceada e livre de harmônicos. No entanto, tanto a presença de cargas não-lineares, como retificadores controlados, retificadores não-controlados e até mesmo contingências ao sistema elétrico, como curto-circuitos, que causam desbalanços, harmônicos e componentes c.c. de decaimento exponencial e afetam as tensões no ponto de acoplamento comum. Essas perturbações, além de diminuir a qualidade de energia oferecida aos usuários, causam oscilações de regime permanente nas grandezas estimadas pelo SRF-PLL.

Uma maneira de fazer com que o algoritmo de sincronização acompanhe apenas o vetor espacial FFPS é rejeitar as perturbações diminuindo a largura de banda no projeto do controlador do SRF-PLL, porém, ao custo de aumentar o tempo de estabelecimento do sistema após perturbações. Pesquisas realizadas visando melhorar a resposta do SRF-PLL diante de perturbações concentram-se em adicionar filtragem, seja antes da malha de controle, seja dentro da malha de controle. As técnicas que incluem filtros dentro da malha de controle apresentam o inconveniente de não serem seletivas em sequência e aumentam a carga computacional, quando comparadas com as técnicas que adicionam filtragem antes da malha de controle (GOLESTAN; GUERRERO; VASQUEZ, 2017).

O PLL fundamentado em dois integradores generalizados de segunda ordem (*Dual Second Order Generalized Integrator*: DSOGI-PLL) (RODRIGUEZ et al., 2006a) é um método que utiliza as componentes do vetor espacial no referencial estacionário e suas versões em quadratura obtidas após cada componente passar por um SOGI-QSG cujos resultados são as entradas de um calculador de sequência positiva (*Positive Sequence Calculator*: PSC). O PSC aplica a teoria das componentes simétricas instantâneas (método ISC) para produzir um vetor espacial de sequência positiva e assim fornecer o vetor espacial ao SRF-PLL. Um ponto importante é que cada SOGI deve receber a informação da frequência do vetor tensão FFPS estimado da rede, que pode ser conseguida no próprio PLL utilizado. O desempenho do DSOGI-PLL foi melhorado por Golestan et al. (2014) que aplicou um controlador PID.

De forma sucinta, o PLL em um referencial síncrono duplo desacoplado (*Decoupled Double Synchronous Reference Frame PLL*: DDSRF-PLL) (RODRIGUEZ et al., 2007) pode ser entendido como um SRF-PLL com um esquema que desacopla o sinal da rede em um sinal de sequência positiva e outro de sequência negativa, utilizando a posição angular indicada por um PLL. Utiliza para isso dois sistemas de referência girantes em sentidos opostos. Desta forma, foca em redes com desbalanços, visto que pode ser entendido como a soma de componentes de sequência positiva e negativa. O desempenho do DDSRF-PLL foi melhorado por Golestan, Monfared e Freijedo (2013) que obteve parâmetros otimizados para o controlador PI.

A técnica generalizada do cancelamento por sinal atrasado (*Generalized Delayed Signal Cancellation: GDSC*) (NEVES et al., 2010) é aplicada aos vetores espaciais no referencial estacionário, é seletiva em sequência e capaz de cancelar famílias de componentes harmônicas do sinal. Sua utilização é feita com outras operações em cascata de modo a ser aplicado como filtro do sistema formando o GDSC-PLL. O GDSC oferece melhores resultados diante de muitas perturbações presentes no sistema elétrico e sua adaptabilidade em frequência foi alcançada (A-GDSC-PLL) em Neves et al. (2012), e melhorada em Batista, Souza e Neves (2015).

Um problema enfrentado também pelos métodos de sincronização é o salto de fase. O salto de fase é um fenômeno que pode ocorrer no sistema elétrico de potência após uma falta e, via de regra, é acompanhado de uma componente c.c. de decaimento exponencial (componente assimétrica de curto-circuito). Um curto-circuito solicita aos métodos de sincronização um tempo de convergência no qual a referência de fase do vetor espacial FFPS não estará correta e poderá causar falhas, por exemplo, ao controle de conversores ligados aos sistemas de geração distribuída, podendo admitir quantidades incorretas de potência (BLAABJERG et al., 2006; BOYRA; THOMAS, 2011). Além disso, em outras aplicações, como em algoritmos de proteção do sistema elétrico, os saltos de fase podem ser elevados após uma falta devido à mudança de direção do fluxo de potência e defasagem dos transformadores, podendo causar operação indevida por erro de direcionalidade da falta ou de distância estimada até o local da falta, por exemplo.

O tempo de convergência ao salto de fase limita, por exemplo, que sistemas de geração distribuída conectados à rede possam oferecer rápido tempo de recomposição do sistema elétrico após uma falta e algoritmos de proteção atuem com rapidez em condições operacionais anormais do sistema elétrico. Considerando o exposto, o objetivo geral desta dissertação é a melhoria do desempenho do A-GDSC-PLL quando submetido ao salto de fase, tanto para aplicação no controle de conversores conectados à rede, quanto para torná-lo uma boa alternativa também para aplicação na proteção e monitoramento do sistema elétrico.

### 1.3 ORGANIZAÇÃO TEXTUAL

A dissertação está organizada da seguinte forma:

- O Capítulo 2 fornece os fundamentos matemáticos para o entendimento da dissertação, uma revisão dos principais métodos de sincronização baseados em SRF-PLL com pré-filtros: DSOGI-PLL, DDSRF-PLL e GDSC-PLL. São apresentadas simulações do A-GDSC-PLL sob diversas condições. O GDSC-PLL é enfatizado, pois é a base deste trabalho.
- O Capítulo 3 explica o método proposto para melhorar o desempenho do A-GDSC-PLL submetido ao salto de fase. Os fundamentos matemáticos necessários ao desenvolvimento dos procedimentos de detecção de salto de fase e estimação do ângulo de salto diante de

outras perturbações, assim como a compensação do ângulo de fase durante o transitório do GDSC são detalhados. Também são mostrados os aperfeiçoamentos do SRF-PLL e a adaptabilidade em frequência tendo como base o A-GDSC-PLL.

- No Capítulo 4 são apresentados e comparados os desempenhos dos métodos de sincronização DSOGI-PLL, DDSRF-PLL, ambos aperfeiçoados, o A-GDSC-PLL e A-GDSC-PLL com compensação de salto de fase, submetidos a testes simulando diversas condições operacionais encontradas no sistema elétrico.
- No Capítulo 5 são apresentadas as conclusões e sugestões de trabalhos futuros.

## 2 MÉTODOS DE SINCRONIZAÇÃO

Este capítulo traz uma revisão dos conceitos que fundamentam esta dissertação. Primeiro são abordadas as transformações de Fortescue, Clarke e Park, em seguida, apresenta-se o conceito de malha travada em fase (*Phase Locked Loop*: PLL) como meio para compreender o PLL sob referencial síncrono (SRF-PLL). São abordados métodos de sincronização mais usualmente citados na literatura: PLL fundamentado em dois integradores generalizados de segunda ordem (DSOGI-PLL), PLL em um referencial síncrono duplo desacoplado (DDSRF-PLL) e o PLL que utiliza a generalização do cancelamento por sinal atrasado (GDSC-PLL). Maior destaque é dado ao GDSC-PLL, pois é a base para o entendimento dos próximos capítulos desta dissertação. Sendo detalhados os procedimentos para a obtenção dos parâmetros de projeto, adaptabilidade em frequência e são mostradas as simulações sob diversas perturbações.

### 2.1 FERRAMENTAS MATEMÁTICAS

São mostradas as transformações de Fortescue, Clarke e Park, as quais são fundamentais para o entendimento da dissertação. Após a conceituação de cada transformação, as equações são apresentadas.

#### 2.1.1 Transformada de Fortescue

A transformada de Fortescue ou decomposição em componentes simétricas é uma ferramenta largamente empregada no estudo dos sistemas de potência. Ao ser aplicada aos fasores correspondentes aos sinais de fase de um sistema trifásico ( $\tilde{S}_a, \tilde{S}_b$  e  $\tilde{S}_c$ ), a transformada o decompõe em um conjunto de grandezas simétricas equilibradas, em número igual ao de fases do sistema, no caso,

$$\begin{bmatrix} \tilde{S}^+ \\ \tilde{S}^- \\ \tilde{S}^0 \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 & \alpha & \alpha^2 \\ 1 & \alpha^2 & \alpha \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{S}_a \\ \tilde{S}_b \\ \tilde{S}_c \end{bmatrix} = [T_{+-0}] \begin{bmatrix} \tilde{S}_a \\ \tilde{S}_b \\ \tilde{S}_c \end{bmatrix}, \quad (2.1)$$

em que  $\alpha = e^{j\frac{2\pi}{3}}$  e  $\alpha^2 = e^{-j\frac{2\pi}{3}}$  representam, respectivamente, uma rotação espacial de  $120^\circ$  no sentido anti-horário e  $120^\circ$  no sentido horário,  $\tilde{S}$  é a representação fasorial de um dado sinal senoidal e os subscritos  $+$ ,  $-$  e  $0$ , referem-se às componentes simétricas de sequência positiva, negativa e zero, respectivamente. Vale salientar que, por ser aplicada aos fasores, pressupõe-se que os sinais de fase são senoidais puros, ou seja, a transformada em princípio, não seria aplicável a sinais distorcidos.

Se as componentes de sequência positiva ou negativa forem necessárias, pode-se utilizar

apenas a linha correspondente da Equação (2.1)

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

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

Com o objetivo de obter os sinais das tensões ou correntes no referencial natural ( $abc$ ), a partir das sequências positiva ou negativa, pode-se utilizar as Equações (2.2) e (2.3), que resulta em

$$\begin{bmatrix} \tilde{S}_a^+ \\ \tilde{S}_b^+ \\ \tilde{S}_c^+ \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 \\ \alpha^2 \\ \alpha \end{bmatrix} [\tilde{S}^+] = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 & \alpha & \alpha^2 \\ \alpha^2 & 1 & \alpha \\ \alpha & \alpha^2 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{S}_a \\ \tilde{S}_b \\ \tilde{S}_c \end{bmatrix}, \quad (2.4)$$

$$\begin{bmatrix} \tilde{S}_a^- \\ \tilde{S}_b^- \\ \tilde{S}_c^- \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 \\ \alpha \\ \alpha^2 \end{bmatrix} [\tilde{S}^-] = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 & \alpha^2 & \alpha \\ \alpha & 1 & \alpha^2 \\ \alpha^2 & \alpha & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{S}_a \\ \tilde{S}_b \\ \tilde{S}_c \end{bmatrix}. \quad (2.5)$$

O conceito de componentes simétricas pode ser estendido para o domínio do tempo, trata-se da aplicação da teoria das componentes simétricas no domínio do tempo (PAAP, 2000; KARIMI-GHARTEMANI; KARIMI, 2005; RAO; MISHRA; GHOSH, 2008), e, neste caso, o operador  $\alpha = e^{j\frac{2\pi}{3}}$  é o deslocamento no tempo equivalente a um terço do período fundamental.

### 2.1.2 Transformada de Clarke

As grandezas trifásicas da rede em função do tempo  $[s_a, s_b, s_c]^T$  também podem ser transformadas em um vetor  $[s_\alpha, s_\beta]^T$  e um escalar  $s_0$ , utilizando a matriz de transformação de Clarke, que foi desenvolvida em 1951 aplicada ao estudo do transitório de máquinas elétricas, representada por  $[T_{\alpha\beta 0}]$ :

$$\begin{bmatrix} s_\alpha \\ s_\beta \\ s_0 \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_a \\ s_b \\ s_c \end{bmatrix}, \quad (2.6)$$

$$[T_{\alpha\beta 0}] = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix}. \quad (2.7)$$

Existem aplicações em que a representação da componente de sequência zero pode ser necessária, como na proteção de sistemas elétricos (DIAS FILHO, 2015). Essa componente é representada como um eixo ortogonal ao plano  $\alpha\beta$ . No entanto, em aplicações como controle de

corrente de conversores eletrônicos trifásicos a três fios, como não existe corrente de sequência zero, essa componente não precisa ser representada. Da mesma maneira acontece com os algoritmos de sincronização com a rede. Assim, é possível definir o vetor espacial em um referencial de Clarke, ou estacionário, expresso em um sistema de eixos ortogonais, o plano  $\alpha\beta$ , em referência às componentes ortogonais do vetor espacial por  $\vec{s}_{\alpha\beta} = s_\alpha + js_\beta$ .

O vetor espacial  $\vec{s}_{\alpha\beta}$  pode ser obtido utilizando (2.6), retirando a componente de sequência zero e utilizando o operador  $\alpha = e^{j\frac{2\pi}{3}}$ :

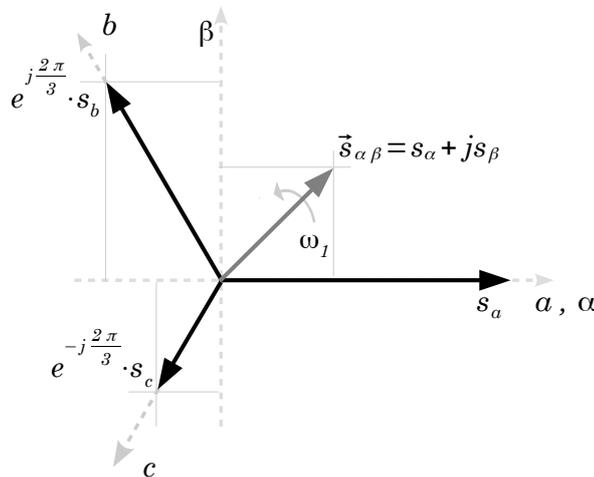
$$\vec{s}_{\alpha\beta} = \frac{2}{3} \left( s_a + s_b e^{j\frac{2\pi}{3}} + s_c e^{-j\frac{2\pi}{3}} \right), \quad (2.8)$$

utilizando essas mesmas premissas que resultam na Equação (2.8), a matriz de transformação (2.7) pode ser simplificada, em que advém a matriz de transformação  $[T_{\alpha\beta}]$  definida por

$$[T_{\alpha\beta}] = \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix}. \quad (2.9)$$

A Figura 1 apresenta o lugar geométrico de um vetor espacial nos referenciais de fase ( $abc$ ) e de Clarke ( $\alpha\beta$ ), o vetor espacial representado no plano  $\alpha\beta$  está no referencial estacionário:

Figura 1 – Composição gráfica do vetor espacial no referencial estacionário.



Fonte: O autor (2018).

### 2.1.3 Transformada de Park

É possível representar o vetor espacial em um referencial girante, em uma velocidade qualquer  $\omega$ , com posição angular  $\theta = \omega t$  mais um escalar  $s_0$ . Ao utilizar a transformação de Park, a componente  $s_0$  coincide com aquela obtida na transformação de Clarke. Observa-se que  $s_{0(dq)} = s_{0(\alpha\beta)}$  pode ser representada da mesma forma.

A transformação de Park é obtida por

$$\begin{bmatrix} s_d \\ s_q \\ s_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \sin(\theta) & 0 \\ -\sin(\theta) & \cos(\theta) & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_\alpha \\ s_\beta \\ s_0 \end{bmatrix} = [T_{dq0}] \begin{bmatrix} s_\alpha \\ s_\beta \\ s_0 \end{bmatrix}, \quad (2.10)$$

considerando o sinal de entrada no referencial de fase ( $abc$ ),

$$\begin{bmatrix} s_d \\ s_q \\ s_0 \end{bmatrix} = [T_{dq0}][T_{\alpha\beta 0}] \begin{bmatrix} s_a \\ s_b \\ s_c \end{bmatrix}. \quad (2.11)$$

Ao multiplicar as matrizes de transformação, obtemos:

$$\begin{bmatrix} s_d \\ s_q \\ s_0 \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_a \\ s_b \\ s_c \end{bmatrix} = [T_\theta] \begin{bmatrix} s_a \\ s_b \\ s_c \end{bmatrix}. \quad (2.12)$$

Visando aplicar o conceito de vetor espacial no referencial estacionário na modelagem do sistema elétrico, é necessário obter um modelo mais próximo da realidade, que considere condições operacionais mais gerais. Dessa forma, presumindo a existência de componente de sequência zero e harmônicos em cada fase, um sistema trifásico no referencial natural pode ser representado por:

$$\begin{cases} s_a = \sum_{h=0}^{\infty} [S_a^{(h)} \cos(h\omega t + \varphi_a^{(h)}) + S_0^{(h)} \cos(h\omega t + \varphi_0^{(h)})] \\ s_b = \sum_{h=0}^{\infty} [S_b^{(h)} \cos(h\omega t + \varphi_b^{(h)}) + S_0^{(h)} \cos(h\omega t + \varphi_0^{(h)})] \\ s_c = \sum_{h=0}^{\infty} [S_c^{(h)} \cos(h\omega t + \varphi_c^{(h)}) + S_0^{(h)} \cos(h\omega t + \varphi_0^{(h)})] \end{cases}. \quad (2.13)$$

Logo, a  $h$ -ésima componente harmônica dos sinais (2.13) pode ser escrita como:

$$\begin{cases} s_a^{(h)} = S_a^{(h)} \cos(h\omega t + \varphi_a^{(h)}) + S_0^{(h)} \cos(h\omega t + \varphi_0^{(h)}) \\ s_b^{(h)} = S_b^{(h)} \cos(h\omega t + \varphi_b^{(h)}) + S_0^{(h)} \cos(h\omega t + \varphi_0^{(h)}) \\ s_c^{(h)} = S_c^{(h)} \cos(h\omega t + \varphi_c^{(h)}) + S_0^{(h)} \cos(h\omega t + \varphi_0^{(h)}) \end{cases}, \quad (2.14)$$

então,

$$\begin{cases} s_a^{(h)} = S_a^{(h)} \frac{e^{j(h\omega t + \varphi_a^{(h)})} + e^{-j(h\omega t + \varphi_a^{(h)})}}{2} + S_0^{(h)} \cos(h\omega t + \varphi_0^{(h)}) \\ s_b^{(h)} = S_b^{(h)} \frac{e^{j(h\omega t + \varphi_b^{(h)})} + e^{-j(h\omega t + \varphi_b^{(h)})}}{2} + S_0^{(h)} \cos(h\omega t + \varphi_0^{(h)}) \\ s_c^{(h)} = S_c^{(h)} \frac{e^{j(h\omega t + \varphi_c^{(h)})} + e^{-j(h\omega t + \varphi_c^{(h)})}}{2} + S_0^{(h)} \cos(h\omega t + \varphi_0^{(h)}) \end{cases}. \quad (2.15)$$

Também é possível expressar cada um dos vetores espaciais em (2.15) de forma genérica por

$$s_i^{(h)} = \frac{1}{2} [\tilde{S}_i^{(h)} \cdot e^{jh\omega t} + \tilde{S}_i^{(h)*} \cdot e^{-jh\omega t}] + S_0^{(h)} \cos(h\omega t + \varphi_0^{(h)}), \quad (2.16)$$

$$\tilde{S}_i^{(h)} = S_i^{(h)} e^{j\varphi_i^{(h)}}, \quad i = a, b, c. \quad (2.17)$$

Utilizando o conjunto de tensões que estão em (2.15), encontra-se o vetor espacial no referencial estacionário. Aplicando a transformação de Clarke (2.8), repetida aqui:

$$\vec{s}_{\alpha\beta}^{(h)} = \frac{2}{3} \left( s_a^{(h)} + s_b^{(h)} e^{j\frac{2\pi}{3}} + s_c^{(h)} e^{-j\frac{2\pi}{3}} \right), \quad (2.18)$$

então,

$$\vec{s}_{\alpha\beta}^{(h)} = e^{jh\omega t} \left[ \frac{1}{3} \left( \tilde{S}_a^{(h)} + \tilde{S}_b^{(h)} e^{j\frac{2\pi}{3}} + \tilde{S}_c^{(h)} e^{-j\frac{2\pi}{3}} \right) \right] + e^{-jh\omega t} \left[ \frac{1}{3} \left( \tilde{S}_a^{(h)} + \tilde{S}_b^{(h)} e^{-j\frac{2\pi}{3}} + \tilde{S}_c^{(h)} e^{j\frac{2\pi}{3}} \right) \right]^*. \quad (2.19)$$

Portanto, para um harmônico, o vetor espacial no referencial estacionário é expresso por

$$\vec{s}_{\alpha\beta}^{(h)} = \vec{s}_{\alpha\beta+}^{(h)} + \vec{s}_{\alpha\beta-}^{(h)} = \tilde{S}_{\alpha\beta+}^{(h)} e^{jh\omega t} + \tilde{S}_{\alpha\beta-}^{(h)*} e^{-jh\omega t}, \quad (2.20)$$

enquanto que o vetor espacial pode ser expresso considerando todos os harmônicos presentes no sistema elétrico por

$$\vec{s}_{\alpha\beta} = \sum_{h=0}^{\infty} \left[ \tilde{S}_{\alpha\beta+}^{(h)} e^{jh\omega t} \right] + \sum_{h=1}^{\infty} \left[ \tilde{S}_{\alpha\beta-}^{(h)*} e^{-jh\omega t} \right]. \quad (2.21)$$

É possível também expressar um vetor espacial de maneira generalizada por

$$\vec{s}_{\alpha\beta}^{(h_s)} = S_{\alpha\beta}^{(h_s)} e^{\text{sgn}(h_s)j\varphi^{(h_s)}} e^{jh_s\omega t}, \quad (2.22)$$

em que  $h_s = h$  para componentes harmônicas de sequência positiva e  $h_s = -h$  para componentes harmônicas de sequência negativa.

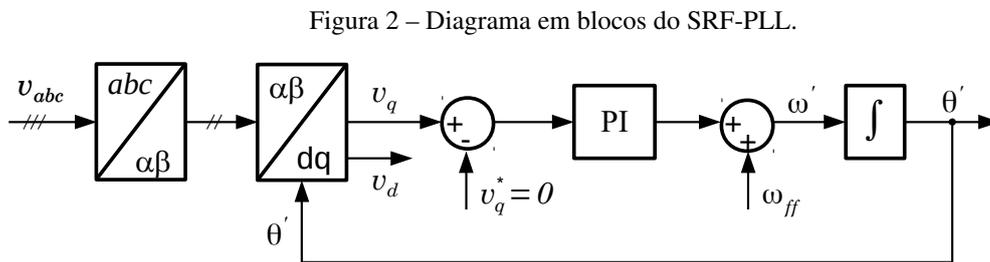
## 2.2 MALHA TRAVADA EM FASE: PLL

A obtenção do vetor tensão de frequência fundamental de sequência positiva - FFPS é de suma importância para vários dispositivos atualmente conectados ao sistema elétrico de potência. As grandezas fundamentais como ângulo de fase, frequência e amplitude do vetor FFPS são estimadas em tempo real e utilizadas para controle de corrente/tensão, monitoramento da rede, como a medição de harmônicas, interharmônicas e índices de qualidade de energia (ASIMINOAEL; BLAABJERG; HANSEN, 2007; LI et al., 2014).

Grande quantidade de aplicações de eletrônica de potência demandam algoritmos de sincronização com a rede elétrica, tais como sistemas de energia renováveis, filtros ativos de potência, FACTS, restaurador dinâmico de tensão e circuitos de carga de bateria (DONG et al., 2015; GOLESTAN; MONFARED; FREIJEDO, 2013). De modo que, percebe-se a grande importância desses algoritmos. Os primeiros algoritmos PLL surgiram na área da comunicação na década de 1930 para sincronização e recebimento de sinais de rádio. Hoje, aplicados aos sistemas de potência, há uma diversidade de técnicas listadas na literatura (GOLESTAN et al., 2014) e destas sobressaem as técnicas baseadas em algoritmos de Malha Travada em Fase (*Phase Locked Loop*: PLL).

### 2.2.1 PLL sob Referencial Síncrono: SRF-PLL

A malha de controle mais utilizada em sistemas trifásicos para a obtenção das grandezas fundamentais do sistema (amplitude, frequência e fase) é o PLL sob referencial síncrono (*Synchronous-Reference-Frame*: SRF-PLL), também conhecido por dqPLL. As tensões trifásicas instantâneas de entrada são transformadas para o referencial estacionário aplicando a transformação de Clarke e, logo após, a transformação de Park, que utiliza o ângulo de fase estimado na saída do SRF-PLL para o seguimento do vetor espacial FFPS no referencial síncrono. Assim, a malha de controle em regime permanente força a componente  $v_q$  do vetor espacial a ser zero em regime. Os blocos fundamentais do SRF-PLL estão ilustrados na Figura 2.



Fonte: Chung (2000).

Considerando que o SFR-PLL está recebendo os sinais das tensões de fase de uma rede equilibrada e livre de harmônicos, elas podem ser expressas por:

$$\begin{cases} v_a(t) = V \cos(\omega_1 t) \\ v_b(t) = V \cos\left(\omega_1 t - \frac{2\pi}{3}\right) \\ v_c(t) = V \cos\left(\omega_1 t + \frac{2\pi}{3}\right) \end{cases}, \quad (2.23)$$

em que  $V$  e  $\omega_1 t$  são a amplitude e ângulo de fase dos sinais trifásicos de entrada, respectivamente. Utilizando as transformações de Clarke e Park, as componentes do eixo direto  $v_d(t)$  e do eixo em quadratura  $v_q(t)$  são

$$v_d(t) = V \cos(\omega_1 t - \theta'), \quad (2.24)$$

$$v_q(t) = V \sin(\omega_1 t - \theta'). \quad (2.25)$$

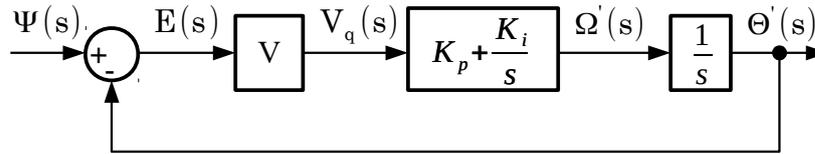
Quando a malha de controle do SRF-PLL trabalha em torno do ponto de operação, as seguintes simplificações podem ser feitas para obter um modelo linearizado:

$$v_d(t) \approx V, \quad (2.26)$$

$$v_q(t) \approx V(\omega_1 t - \theta'), \quad (2.27)$$

em que  $(\omega_1 t - \theta')$  é o erro de fase para ser eliminado. Desse modo, compreende-se que o sinal  $v_q$  contém a informação de erro de fase, enquanto o sinal  $v_d$ , a medida da amplitude dos sinais

Figura 3 – Diagrama em blocos do SRF-PLL linearizado.



Fonte: Souza (2012).

trifásicos. A malha de controle do SRF-PLL linearizado é apresentada na Figura 3, percebe-se que a amplitude das tensões de entrada é um ganho na malha de controle.

A função de transferência da malha de controle é dada por:

$$\frac{\Theta'(s)}{\Psi(s)} = \frac{VK_p s + VK_i}{s^2 + VK_p s + VK_i}, \quad (2.28)$$

percebe-se que a Equação (2.28) apresenta dois polos e um zero. Pode-se representar a função de transferência na forma canônica

$$\frac{\Theta'(s)}{\Psi(s)} = \frac{2\zeta\omega_c s + \omega_c^2}{s^2 + 2\zeta\omega_c s + \omega_c^2}, \quad (2.29)$$

comparando-se os termos das Equações (2.28) e (2.29), obtém-se as relações entre os ganhos do controlador PI e os parâmetros da malha de controle:

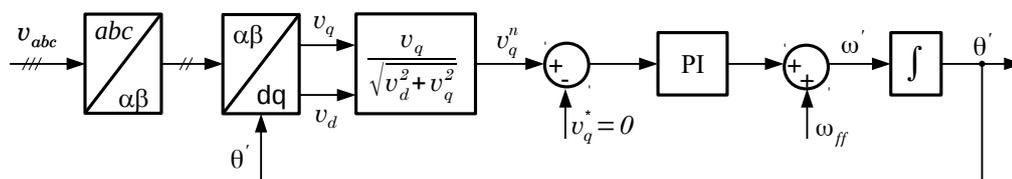
$$\omega_c = \sqrt{VK_i}, \quad (2.30a)$$

$$\zeta = \frac{K_p}{2} \sqrt{\frac{V}{K_i}}. \quad (2.30b)$$

As Equações (2.30) indicam que as variações da amplitude dos sinais de entrada mudam o ganho da malha e, portanto, a margem de estabilidade e o comportamento dinâmico.

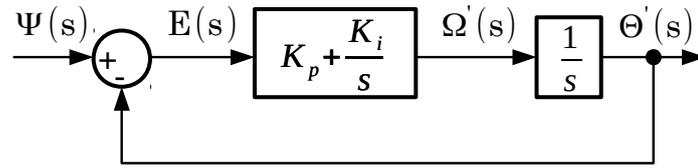
Com a finalidade de manter a estabilidade, a resposta dinâmica e desacoplá-las das variações da amplitude do vetor espacial de entrada, um esquema de normalização pode ser realizado na estrutura do SRF-PLL, onde a variável  $v_q$  é dividida por uma estimativa de  $V$ . Existem diversas formas de obter essa estimativa (GOLESTAN; GUERRERO; VASQUEZ, 2017), uma maneira simples e eficaz é adotar  $\sqrt{v_d^2 + v_q^2}$ , como mostrado na Figura 4.

Figura 4 – Diagrama em blocos do SRF-PLL normalizado.



Fonte: Golestan, Guerrero e Vasquez (2017).

Figura 5 – Diagrama em blocos do SRF-PLL normalizado e linearizado.



Fonte: O autor (2018).

Esta malha de controle normalizada e linearizada, em torno de seu ponto de operação está representada na Figura 5, fornece a função de transferência

$$\frac{\Theta'(s)}{\Psi(s)} = \frac{K_p s + K_i}{s^2 + K_p s + K_i}. \quad (2.31)$$

Comparando-se novamente os termos da Equação (2.31) com a função de transferência na forma canônica que possui dois polos e um zero dada em (2.29), obtém-se novamente as relações entre os ganhos do controlador PI e parâmetros da malha de controle:

$$\omega_c = \sqrt{K_i}, \quad (2.32a)$$

$$\zeta = \frac{K_p}{2} \sqrt{\frac{1}{K_i}}. \quad (2.32b)$$

Como o SRF-PLL será implementado em sistema digital, o controlador é discretizado pelo método *Euler forward* e fornece a função de transferência para o controlador

$$K_d(z) = K_p \frac{z - \alpha_c}{z - 1}, \quad (2.33)$$

em que

$$\alpha_c = 1 - \frac{K_i T s}{K_p}. \quad (2.34)$$

Ao escolher o controlador PI para o SRF-PLL normalizado, sua função de transferência de malha aberta ( $G_{ma}$ ) apresenta dois polos na origem do diagrama de polos e zeros (sistema de controle do tipo 2). Significa que o SRF-PLL pode seguir o degrau do ângulo de fase (salto de fase) e degrau de frequência com erro de fase nulo em regime permanente. Isso pode ser compreendido com a aplicação do teorema do valor final aplicado à função de transferência do sinal de erro (vide Figura 5), obtida por

$$e_{ss}(\infty) = \lim_{s \rightarrow 0} s E(s) \Psi(s), \quad (2.35)$$

em que o sinal de erro é dado por

$$E(s) = \frac{1}{1 + G_{ma}}. \quad (2.36)$$

A função de transferência de malha aberta pode ser obtida do diagrama em blocos da Figura 5, que substituída na Equação (2.36) fornece

$$E(s) = \frac{s^2}{s^2 + K_p s + K_i}, \quad (2.37)$$

substituindo-se na Equação (2.35), obtém-se a equação do erro em regime em função do sinal de entrada da malha e dos parâmetros do controlador PI:

$$e_{ss}(\infty) = \lim_{s \rightarrow 0} \Psi(s) \frac{s^3}{s^2 + K_p s + K_i}, \quad (2.38)$$

Aplicando-se um salto de fase ( $\Psi(s) = \theta/s$ ) ou salto de frequência ( $\Psi(s) = \theta/s^2$ ) a Equação (2.38) indica que o erro em regime é nulo ( $e_{ss}(\infty) = 0$ ). Isso não acontece para uma variação de frequência em rampa ( $\Psi(s) = \theta/s^3$ ). Nesse caso, o erro de regime permanente será de  $\theta/K_i$ , ou seja, o controlador PI falha em fornecer erro nulo em regime no caso de variação de frequência em rampa.

Para esse caso, embora possa ser possível aumentar o valor de ganho integral para diminuir o erro de regime, como também argumenta (GOLESTAN; GUERRERO; VASQUEZ, 2017), essa medida não apresenta bom custo/benefício, pois reduz a imunidade a ruído e as grandezas estimadas passam a experimentar grandes transitórios durante a inicialização e saltos de fase. As variações na amplitude terão menor efeito sobre o erro de regime, pois o modelo obtido parte do SRF-PLL normalizado em torno do ponto de operação.

Quando a rede elétrica está balanceada e livre de componentes harmônicas, o SRF-PLL pode ser ajustado com elevada largura de banda e fornecer rápida resposta dinâmica. Contudo, quando a rede elétrica apresenta tensões desbalanceadas ou distorcidas, seu desempenho diminui e apresenta oscilações de regime permanente. Para mitigar o problema, a largura de banda do SRF-PLL precisa ser reduzida para aumentar a capacidade de rejeição a distúrbios e melhorar a filtragem dos *ripples* e ruídos nas estimações do PLL. Porém, essa medida pode não ser aceitável em aplicações nas quais o monitoramento do estado do sistema elétrico seja uma prioridade.

Desbalanços e componentes harmônicas, contudo, não são os únicos distúrbios que os PLLs devem lidar. Adicionalmente, os PLLs devem possuir uma elevada capacidade de rejeição a componentes c.c., do contrário pode resultar na injeção de componente c.c. em aplicações que envolvem conversores eletrônicos conectados à rede. A presença de *offset* c.c. na entrada do PLL pode ser devido a faltas na rede, dispositivos de medição, retificadores de meia-onda. As abordagens para melhorar o desempenho do SRF-PLL na presença de redes distorcidas e/ou desbalanceadas baseiam-se em adicionar filtragem, seja dentro da malha do SRF-PLL, seja antes da malha (GOLESTAN; GUERRERO; GHAREHPETIAN, 2016; GOLESTAN; GUERRERO; VASQUEZ, 2016; KULKARNI; JOHN, 2015).

## 2.2.2 Filtragem para SRF-PLL

Os esforços para a melhoria dos PLLs trifásicos focam principalmente em aliar a capacidade de rejeição de distúrbios com a melhoria do comportamento dinâmico, que mudam as características de regime permanente do SRF-PLL. Em geral, os projetistas visam atender aos

requisitos do método de sincronização em desenvolvimento, priorizando a rejeição de ruídos ou o comportamento dinâmico.

Dependendo do sistema de referência adotado, as técnicas podem ser classificadas em síncrona ( $dq$ ), natural ( $abc$ ) ou estacionária ( $\alpha\beta$ ).

- **Técnicas no referencial síncrono ( $dq$ )**

Um exemplo deste grupo é o DDSRF (*Decoupled Double Synchronous Reference Frame*). O método foi proposto por (RODRIGUEZ et al., 2007) e emprega dois sistemas de referenciais girantes na mesma velocidade síncrona, mas em direções opostas, desacoplando a rede para extrair as componentes FFPS e de frequência fundamental de sequência negativa (*Fundamental Frequency Negative Sequence: FFNS*).

- **Técnicas no referencial natural ( $abc$ )**

São principalmente baseadas na teoria das componentes simétricas no domínio do tempo, vide as Equações (2.2) e (2.3). A principal diferença entre as técnicas de detecção de sequência no referencial natural surge do modo como o deslocamento de fase de  $90^\circ$  é realizado. Por exemplo, uso de filtros passa-tudo para gerar versões de cada fase deslocadas de  $90^\circ$  ou de PLL monofásico melhorado (*Enhanced PLL: EPLL*).

- **Técnicas no referencial estacionário ( $\alpha\beta$ )**

A principal vantagem das técnicas de filtragem aplicadas no referencial estacionário, antes da malha do SRF-PLL, é a capacidade de detecção de sequência e de eliminação seletiva de componente harmônica. Tem-se como exemplo o DSOGI-PLL (*Dual Second-Order Generalized Integrator*), proposto por Rodriguez et al. (2006a), baseado na teoria das componentes simétricas no referencial estacionário. Nesse grupo também encontra-se o GDSC (*Generalized Delayed Signal Cancellation*), proposto por Neves et al. (2010), o qual é uma técnica digital adaptável em frequência e capaz de cancelar famílias de harmônicas (NEVES et al., 2012), (BATISTA; SOUZA; NEVES, 2015).

- **Filtro In-loop**

Ainda é possível fazer um projeto de filtros passa-baixas para o SRF-PLL dentro de sua malha. Isso, porém deve ser feito de modo cuidadoso. Por exemplo, as escolhas da ordem e frequência de corte do filtro, de modo a fornecer um compromisso satisfatório entre velocidade de resposta e capacidade de rejeição de distúrbios. Porém, técnicas como filtro notch e filtros de média móvel não são atrativos em aplicações que demandam estimação precisa das componentes FFPS e FFNS (GOLESTAN; GUERRERO; VASQUEZ, 2017).

### 2.3 DSOGI-PLL

No DSOGI-PLL cada componente do vetor espacial de entrada no referencial estacionário é enviado a um SOGI-QSG. Cada SOGI-QSG atua fornecendo sinais que em regime estão em quadratura ( $v'_\alpha, qv'_\alpha$ ) e ( $v'_\beta, qv'_\beta$ ). Esses sinais são utilizados para a estimação das componentes FFPS no referencial estacionário, os quais são entregues ao SRF-PLL.

#### 2.3.1 Calculador de Sequência Positiva no Referencial $\alpha\beta$

Desejando-se disponibilizar ao SRF-PLL, a cada instante, as grandezas FFPS no referencial  $\alpha\beta$ , aplica-se o método de Fortescue às componentes do vetor espacial no referencial estacionário, onde obtêm-se as componentes  $\alpha$  e  $\beta$ , ambas FFPS. Este método é chamado de Calculador de Sequência Positiva (*Positive Sequence Calculator*: PSC). Demonstra-se que da Equação (2.4), aplicada aqui para o sinal de tensão, como conseguir as componentes FFPS no referencial estacionário:

$$\begin{bmatrix} v_a^+ \\ v_b^+ \\ v_c^+ \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 & \alpha & \alpha^2 \\ \alpha^2 & 1 & \alpha \\ \alpha & \alpha^2 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = [T_+] \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix}, \quad (2.39)$$

em que  $v_a^+, v_b^+$  e  $v_c^+$  são grandezas instantâneas. Utilizando a definição da transformação de Clarke (2.6) aplicada às tensões de fase de sequência positiva e utilizando a Equação (2.39), tem-se:

$$\begin{bmatrix} v_\alpha^+ \\ v_\beta^+ \end{bmatrix} = [T_{\alpha\beta}] \begin{bmatrix} v_a^+ \\ v_b^+ \\ v_c^+ \end{bmatrix} = [T_{\alpha\beta}] [T_+] \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = [T_{\alpha\beta}] [T_+] [T_{\alpha\beta}]^{-1} \begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix}. \quad (2.40)$$

Dessa forma, da Equação (2.40) demonstra-se como obter a sequência positiva no referencial de Clarke. Resolve-se o produto matricial  $[T_{\alpha\beta}][T_+][T_{\alpha\beta}]^{-1}$ , que resulta em

$$\begin{bmatrix} v_\alpha^+ \\ v_\beta^+ \end{bmatrix} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 1 & -q \\ q & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix}, \quad (2.41)$$

na qual  $q$  é o operador deslocamento de fase no domínio do tempo, que fornece o sinal em quadratura ( $90^\circ$  atrasado) do sinal original. Para o  $n$ -ésimo harmônico, ao invés do operador  $q$ , surgirá o operador  $|n|q$ , em que  $n$  é a ordem do harmônico de sequência positiva ou negativa.

$$\begin{bmatrix} v_\alpha^+ \\ v_\beta^+ \end{bmatrix} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 1 & -|n|q \\ |n|q & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_\alpha^n \\ v_\beta^n \end{bmatrix}. \quad (2.42)$$

O PSC apresenta ganho complexo  $1\angle 0^\circ$  para a componente fundamental. Porém, em frequência diferente da nominal, o ganho complexo pode ser calculado utilizando as Equações

(2.43), (2.44) e (2.45), (RODRIGUEZ et al., 2006b):

$$|C^n| = \sqrt{\frac{1}{2} \left[ 1 + \operatorname{sen} \left( \frac{n\omega \pi}{\omega' 2} \right) \right]}, \quad (2.43)$$

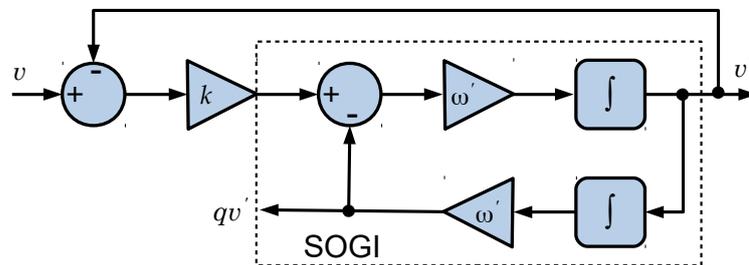
$$\angle C^n = \operatorname{sgn}(n) \cdot \operatorname{arctg} \left[ \frac{\cos \left( \frac{n\omega \pi}{\omega' 2} \right)}{2|C^n|^2} \right], \quad (2.44)$$

$$v_\alpha^+ = C^n v_\alpha^n. \quad (2.45)$$

### 2.3.2 Integrador Generalizado de Segunda Ordem

De acordo com a seção anterior, para que o PSC produza o sinal desejado, este deve receber os sinais das componentes do vetor espacial no referencial estacionário e suas versões em quadratura. Para este método, essa função é implementada pelo integrador generalizado de segunda ordem (*Second Order Generalized Integrator: SOGI*), que tem a estrutura mostrada no diagrama da Figura 6:

Figura 6 – Diagrama em blocos do SOGI-QSG.



Fonte: Rodriguez et al. (2006a).

As funções de transferência do SOGI são:

$$D(s) = \frac{v'(s)}{v(s)} = \frac{k\omega' s}{s^2 + k\omega' s + \omega'^2}, \quad (2.46)$$

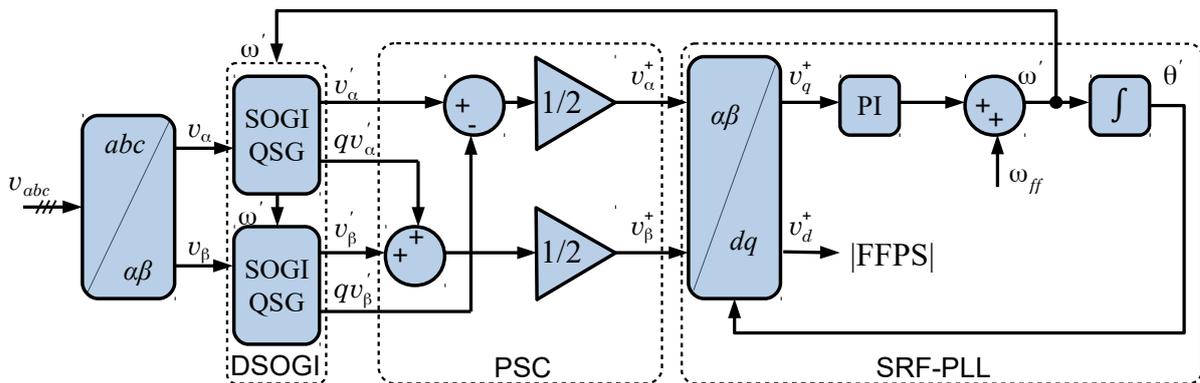
$$Q(s) = \frac{qv'(s)}{v(s)} = \frac{k\omega'^2}{s^2 + k\omega' s + \omega'^2}, \quad (2.47)$$

em que  $\omega'$  é a frequência de ressonância ( $2\pi 50$  rad/s, em regime) e  $k/2$  é o fator de amortecimento. Em (SOUZA, 2012) demonstra-se utilizando simulações que  $k = \sqrt{2}$  apresenta bom compromisso entre tempo de estabilização e limitação de sobressinal máximo (*overshoot*). Em regime permanente,  $qv'$  está sempre atrasado  $90^\circ$  em relação a  $v'$ , independentemente dos valores de  $k$ ,  $\omega$  e  $\omega'$ .

### 2.3.3 Estrutura do DSOGI-PLL

O esquema completo do DSOGI-PLL está ilustrado na Figura 7. As tensões no referencial estacionário  $v_\alpha$  e  $v_\beta$  são as entradas do bloco SOGI-QSG, que fornece as versões filtradas direta e em quadratura,  $v'_\alpha$  e  $v'_\beta$ ,  $qv'_\alpha$  e  $qv'_\beta$ . Estas são as entradas do PSC, implementado conforme a Equação (2.41), que calcula as componentes  $\alpha\beta$  de tensão FFPS de acordo com a teoria das componentes simétricas no referencial estacionário.

Figura 7 – Diagrama em blocos do DSOGI-PLL.



Fonte: Rodriguez et al. (2006a).

Utilizando as Equações (2.41), (2.46) e (2.47), que descrevem as relações entrada-saída do PSC e DSOGI-QSG, pode-se obter:

$$\begin{bmatrix} \hat{v}_{\alpha,1}^+(s) \\ \hat{v}_{\beta,1}^+(s) \end{bmatrix} = \frac{1}{2s^2 + k\omega's + \omega'^2} \begin{bmatrix} s & -\omega' \\ \omega' & s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_\alpha(s) \\ v_\beta(s) \end{bmatrix}, \quad (2.48)$$

cuja equação matricial pode ser expressa na notação complexa por

$$\frac{\hat{v}_{\alpha\beta,1}^+(s)}{v_{\alpha\beta,1}(s)} = \frac{1}{2} \frac{k\omega'(s + j\omega')}{s^2 + k\omega's + \omega'^2}. \quad (2.49)$$

Quando a frequência da rede diverge da frequência de ressonância do SOGI-QSG, os sinais de entrada para o PSC chegam com erro, tanto de amplitude, quanto de erro de fase. Porém, em regime os sinais são sempre ortogonais. O PSC age como um filtro passa-baixas para a componente fundamental de sequência positiva e um filtro notch para sequência negativa. A técnica ainda apresenta boa atenuação de harmônicos de ordem elevada (SOUZA, 2012).

Para tornar o esquema adaptativo, a frequência obtida do SRF-PLL é realimentada para o DSOGI-QSG como frequência de ressonância. Isso melhora a resposta em regime na presença de alto nível de distorção de tensão, porém aumentam as oscilações na saída e o tempo de estabilização quando a rede experimenta afundamento de tensão. Para a inicialização do DSOGI-PLL é empregada a realimentação *feed forward* ( $\omega_{ff}$ ) na saída do controlador PI do SRF-PLL. Deste modo, a velocidade angular estimada poderá ser aplicada a cada SOGI.

Detalhes na implementação discreta do SOGI ainda devem ser considerados para evitar o *loop* algébrico. Para o primeiro integrador que fornece como resultado  $v'$  opta-se pelo método de integração de segunda ordem, neste método  $1/s$  é aproximado por:

$$\frac{T_s}{2} \frac{3z - 1}{z^2 - z}, \quad (2.50)$$

já para implementar o segundo integrador, cujo resultado fornece  $qv'$ , é aplicado o método de *Tustin* (trapezoidal ou bilinear), neste método  $1/s$  é aproximado por:

$$\frac{T_s}{2} \frac{z + 1}{z - 1}. \quad (2.51)$$

### 2.3.4 Aperfeiçoamento do DSOGI-PLL

Frequentemente um controlador PI é utilizado no DSOGI-PLL e o atraso de fase da etapa pré-PLL é desconsiderada no ajuste do controlador. Para levar em conta o atraso de fase da etapa pré-PLL no ajuste do controlador, Golestan et al. (2014) utilizou o modelo em pequenos sinais e considerou o DSOGI-PLL atuando ao redor das condições nominais. Nessa abordagem, a função de transferência da Equação (2.49), passa a ser um filtro passa-baixas. De modo que, para compensar o atraso de fase da etapa pré-PLL foi proposto um controlador PID, ao invés do controlador PI. A função de transferência do controlador PID é da forma

$$G_{PID}(s) = K_p \frac{1 + \tau_i s}{\tau_i s} \frac{1 + \tau_d s}{1 + DFF\tau_d s}, \quad (2.52)$$

em que  $K_p$  é o ganho proporcional,  $\tau_i$  e  $\tau_d$  são as constantes de tempo integral e derivativa, respectivamente, e  $DFF$  é chamado fator derivativo do filtro. O termo  $1 + DFF\tau_d s$  no denominador, com  $DFF < 1$ , produz um polo em alta frequência com a finalidade de limitar o ganho do filtro em altas frequências.

Os parâmetros de ajuste do controlador obtidos por Golestan et al. (2014) estão apresentados na Tabela 1, comparativamente a utilização dos parâmetros propostos originalmente por Rodriguez et al. (2006a). Conforme visto na Tabela 2 os parâmetros obtidos no controlador PID resultam em menores sobressinal e tempo de estabelecimento para salto de frequência de +5 Hz e salto de fase de 40°. As perturbações ocorrem em um cenário com componente FFPS de 1 pu, componente FFNS de 0,1 pu, quinto harmônico de sequência negativa  $V_5^- = 0,05$  pu e sétimo harmônico de sequência positiva  $V_7^+ = 0,05$  pu.

Tabela 1 – Parâmetros do DSOGI-PLL

Sugerido por Golestan et al. (2014)	Parâmetros convencionais Rodriguez et al. (2006a)
$V_1^+ = 100 V$	$V_1^+ = 100 V$
$\zeta = \sqrt{2}$	$\zeta = \sqrt{2}$
$k_p = 1,777$	$k_p = 2,22$
$\tau_i = 11,25 \cdot 10^{-3} s$	$k_i = 61,69$
$\tau_d = 4,502 \cdot 10^{-3} s$	
$DFP = 0,2$	

Fonte: (GOLESTAN et al., 2014).

Tabela 2 – Resultados comparativos do DSOGI-PLL com filtro PI (RODRIGUEZ et al., 2006a) e com filtro PID (GOLESTAN et al., 2014) na malha do SRF-PLL.

Parâmetros de comparação	Filtro PID (GOLESTAN et al., 2014)	Filtro PI (RODRIGUEZ et al., 2006a)
Teste 1: salto de frequência de +5 Hz.		
Tempo de assentamento*	1,75 ciclos	2,75 ciclos
Sobressinal na frequência**	$\approx 32\%$	$\approx 42\%$
Teste 2: salto de fase em +40°		
Tempo de assentamento*	1,75 ciclos	2,75 ciclos
Sobressinal na fase**	$\approx 28\%$	$\approx 36\%$
Teste 3: distorções harmônicas***		
Erro máx da  FFPS	$\approx 0,015 pu$	$\approx 0,015 pu$
Erro máx de fase	$\approx 0,4^\circ$	$\approx 0,15^\circ$

Fonte: (GOLESTAN et al., 2014).

\*: Critério a 2% na detecção da fase da componente FFPS.

\*\* : Pico máximo na frequência/fase estimada pelo PLL durante o período transitório.

\*\*\*: Composição do sinal de entrada:  $V_1^+ = 100\%$ ,  $V_1^- = 10\%$ ,  $V_5^- = 5\%$  e  $V_7^+ = 5\%$ .

## 2.4 DDSRF-PLL

O desbalanço é um distúrbio comum que pode estar presente nos sistemas elétricos. Esse pode ser entendido como a soma de componentes de frequência fundamental de sequência positiva e de sequência negativa. Uma maneira de mitigar o problema foi proposta por Rodriguez et al. (2007). O PLL em um referencial síncrono duplo desacoplado (*Decoupled Double Synchronous Reference Frame*: DDSRF) separa o sinal da rede em componentes de sequência positiva e negativa utilizando dois sistemas de referência girantes. Esses sistemas de referência giram em sentidos opostos e utilizam a posição do vetor espacial indicada pelo PLL como referência.

Uma demonstração generalizada que considera o desacoplamento de harmônicos de sequência positiva e negativa pode ser consultada na língua portuguesa em Souza (2012) ou no artigo original Rodriguez et al. (2007). Neste trabalho será dada ênfase a componente de frequência fundamental, tendo em vista que é a componente a ser filtrada pela técnica proposta nesta dissertação.

Com a finalidade de desacoplar os sinais de sequência, utiliza-se a transformação para o referencial estacionário. Considera-se o vetor espacial obtido como a soma de dois vetores, um FFPS e outro FFNS,

$$\vec{V}_{\alpha\beta} = \begin{bmatrix} v_{\alpha} \\ v_{\beta} \end{bmatrix} = \vec{V}^{+1} + \vec{V}^{-1} = V^{+1} \begin{bmatrix} \cos(\omega t) \\ \text{sen}(\omega t) \end{bmatrix} + V^{-1} \begin{bmatrix} \cos(-\omega t + \phi^{-1}) \\ \text{sen}(-\omega t + \phi^{-1}) \end{bmatrix}. \quad (2.53)$$

Utilizando-se a posição angular  $\theta'$  fornecida por um SRF-PLL, são gerados dois sistemas de referência síncronos que rotacionam em sentidos opostos. Um que ocupa a posição  $\theta'$  e o outro  $-\theta'$  aplicados ao sinal no referencial  $\alpha\beta$ . O sinal no referencial síncrono  $dq^{+1}$  pode ser representado por

$$\vec{V}_{dq^{+1}} = \begin{bmatrix} v_{d^{+1}} \\ v_{q^{+1}} \end{bmatrix} = [T_{dq}^{+1}] \vec{V}_{\alpha\beta} = V^{+1} \begin{bmatrix} \cos(\omega t - \theta') \\ \text{sen}(\omega t - \theta') \end{bmatrix} + V^{-1} \begin{bmatrix} \cos(-\omega t + \phi^{-1} - \theta') \\ \text{sen}(-\omega t + \phi^{-1} - \theta') \end{bmatrix}, \quad (2.54)$$

o mesmo sinal no referencial  $\alpha\beta$  é representado no referencial síncrono  $dq^{-1}$  por

$$\vec{V}_{dq^{-1}} = \begin{bmatrix} v_{d^{-1}} \\ v_{q^{-1}} \end{bmatrix} = [T_{dq}^{-1}] \vec{V}_{\alpha\beta} = V^{+1} \begin{bmatrix} \cos(\omega t + \theta') \\ \text{sen}(\omega t + \theta') \end{bmatrix} + V^{-1} \begin{bmatrix} \cos(-\omega t + \phi^{-1} + \theta') \\ \text{sen}(-\omega t + \phi^{-1} + \theta') \end{bmatrix}. \quad (2.55)$$

Em torno do ponto de operação, o sistema  $dq^{+1}$  gira quase solidário ao vetor espacial FFPS, ou seja,  $\theta' \approx \omega t$ . Ao aplicar a aproximação, pode ser observado na Equação (2.56) que as componentes de sequência positiva possuem um termo constante e um termo que oscila na frequência angular  $2\omega$ , o qual depende da amplitude do vetor tensão de sequência negativa. O mesmo fato é constatado na Equação (2.57) para o sistema com referencial  $dq^{-1}$ .

$$\vec{V}_{dq^{+1}} = \begin{bmatrix} v_{d^{+1}} \\ v_{q^{+1}} \end{bmatrix} \approx V^{+1} \begin{bmatrix} 1 \\ \omega t - \theta' \end{bmatrix} + V^{-1} \begin{bmatrix} \cos(-2\omega t + \phi^{-1}) \\ \text{sen}(-2\omega t + \phi^{-1}) \end{bmatrix}, \quad (2.56)$$

$$\vec{V}_{dq^{-1}} = \begin{bmatrix} v_{d^{-1}} \\ v_{q^{-1}} \end{bmatrix} \approx V^{+1} \begin{bmatrix} \cos(2\omega t) \\ \text{sen}(2\omega t) \end{bmatrix} + V^{-1} \begin{bmatrix} \cos(\phi^{-1}) \\ \text{sen}(\phi^{-1}) \end{bmatrix}, \quad (2.57)$$

As malhas de desacoplamento tanto dos sinais das Equações (2.56) e (2.57), quanto de quaisquer componentes harmônicas foi proposta por Rodriguez et al. (2007). Nesta dissertação, é dada ênfase ao estudo do vetor tensão FFPS, porém a análise mais geral pode ser consultada tanto no artigo original ou na língua portuguesa na tese de Souza (2012).

Por fins didáticos, a demonstração será feita para o caso particular, no qual  $\phi^{-1} = 0$ . Presumindo que ocorre também o perfeito rastreamento do vetor espacial FFPS ( $\theta' = \omega t$ ):

$$\vec{V}_{dq^{+1}} = \begin{bmatrix} v_{d^{+1}} \\ v_{q^{+1}} \end{bmatrix} \approx V^{+1} \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix} + V^{-1} \begin{bmatrix} \cos(-2\omega t) \\ \text{sen}(-2\omega t) \end{bmatrix}, \quad (2.58)$$

$$\vec{V}_{dq^{-1}} = \begin{bmatrix} v_{d^{-1}} \\ v_{q^{-1}} \end{bmatrix} \approx V^{+1} \begin{bmatrix} \cos(2\omega t) \\ \text{sen}(2\omega t) \end{bmatrix} + V^{-1} \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix}. \quad (2.59)$$

Das Equações (2.58) e (2.59), compreende-se que a amplitude da oscilação do sinal  $v_{d^{+1}}$  coincide com o valor médio do sinal  $v_{d^{-1}}$ , e vice-versa. Dessa maneira, visando eliminar a parcela oscilatória do sinal no sistema de referência  $dq^{+1}$  utiliza-se o valor médio do sinal no sistema de referência  $dq^{-1}$ . Consequentemente, para eliminar as oscilações dos sinais expressos nos dois sistemas de referência são utilizadas duas malhas de desacoplamento.

As Equações (2.60) e (2.61) implementam as malhas de desacoplamento que fazem a separação do sinal representado em sistemas de referência diferentes. Como pode ser visto na Figura 8, as malhas utilizam realimentação cruzada e utilizam filtros passa-baixas (*Low-Pass Filter*: LPF) para obter os valores médios dos sinais ( $\bar{v}_d^{+1}$  e  $\bar{v}_q^{+1}$ ). Em que  $D \begin{pmatrix} x \\ y \end{pmatrix}$  é a simbologia de uma malha de desacoplamento proposta por Rodriguez et al. (2007). Para uma malha,  $x = +1$  e  $y = -1$ , que implementam as equações

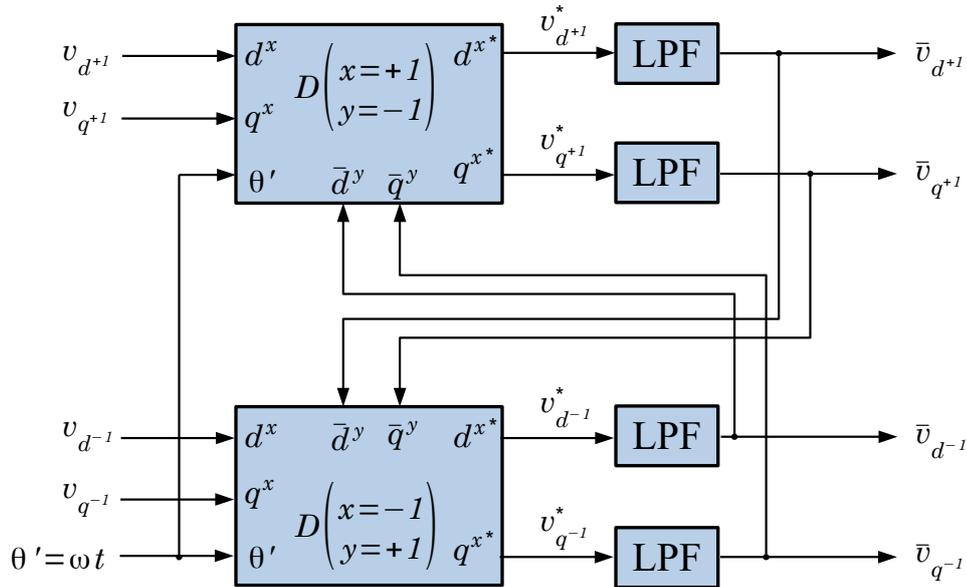
$$\begin{cases} v_{d^{+1}}^* = v_{d^{+1}} - \bar{v}_{d^{-1}} \cos(2\omega t) - \bar{v}_{q^{-1}} \text{sen}(2\omega t) \\ v_{q^{+1}}^* = v_{q^{+1}} + \bar{v}_{d^{-1}} \text{sen}(2\omega t) - \bar{v}_{q^{-1}} \cos(2\omega t) \end{cases}, \quad (2.60)$$

enquanto a outra malha,  $x = -1$  e  $y = +1$ , implementam as equações

$$\begin{cases} v_{d^{-1}}^* = v_{d^{-1}} - \bar{v}_{d^{+1}} \cos(-2\omega t) - \bar{v}_{q^{+1}} \text{sen}(-2\omega t) \\ v_{q^{-1}}^* = v_{q^{-1}} + \bar{v}_{d^{+1}} \text{sen}(-2\omega t) - \bar{v}_{q^{+1}} \cos(-2\omega t) \end{cases}. \quad (2.61)$$

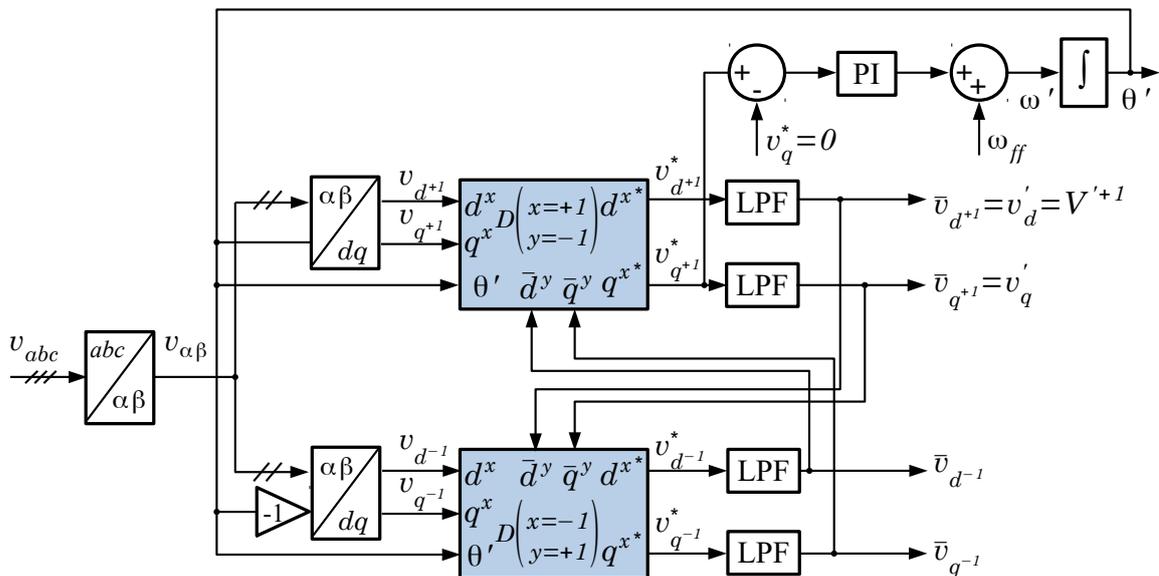
Conforme mostrado na Figura 9, a componente  $v_{q^{+1}}^*$  é enviada ao controlador PI (Proporcional-Integral), e o ângulo obtido determina a posição angular do sistema de referência  $dq^{+1}$ . Esta componente, em regime permanente, não sofrerá influência da componente FFNS. O LPF com frequência de corte de  $(\omega_f/\sqrt{2})$  resultou em um compromisso entre sobressinal máximo e velocidade da resposta dinâmica (SOUZA, 2012).

Figura 8 – Sistema de desacoplamento entre os sinais dos sistemas  $dq^{+1}$  e  $dq^{-1}$ .



Fonte: Rodriguez et al. (2007).

Figura 9 – Diagrama em blocos do DDSRF-PLL.

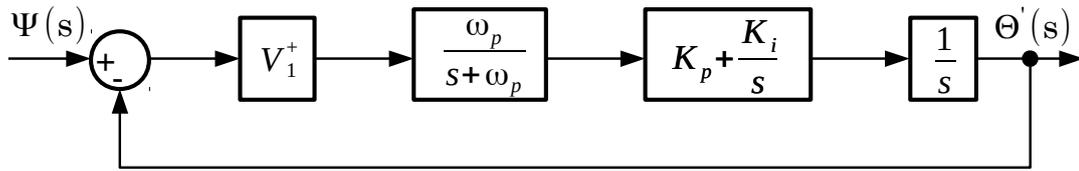


Fonte: Rodriguez et al. (2007).

#### 2.4.1 Aperfeiçoamento do DDSRF-PLL

Nas simulações realizadas nesta dissertação foram adotados os parâmetros publicados por Golestan, Monfared e Freijedo (2013), que consideraram o modelo da rede de desacoplamento, descrito pelas Equações (2.60) e (2.61) no ajuste do controlador PI, após obter o modelo em pequenos sinais, o diagrama em blocos do DDSRF e do SRF-PLL são representados na Figura 10.

Figura 10 – Diagrama em blocos do DDSRF-PLL linearizado.



Fonte: Golestan, Monfared e Freijedo (2013).

O diagrama em blocos da Figura 10 fornece a seguinte função de transferência em malha aberta:

$$G_{ma}(s) = V_1^+ \frac{\omega_p}{s + \omega_p} \frac{K_p s + K_i}{s^2}, \quad (2.62)$$

arrumando os termos,

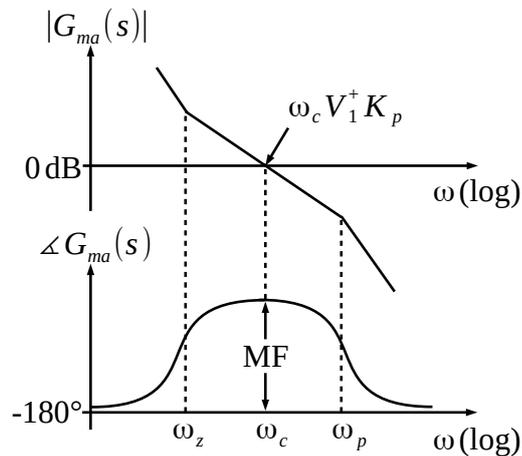
$$G_{ma}(s) = V_1^+ K_p \omega_p \frac{s + \omega_z}{s^2 (s + \omega_p)}, \quad (2.63)$$

em que,

$$\omega_z = K_i / K_p. \quad (2.64)$$

O método de ajuste do controlador PI escolhido por Golestan, Monfared e Freijedo (2013) maximiza a margem de fase ( $MF$ ) quando a frequência natural ( $\omega_c$ ) torna o ganho 0 dB, como visto na Figura 11.

Figura 11 – Otimização da Margem de Fase.



Fonte: Golestan, Monfared e Freijedo (2013).

A margem de fase da função de transferência de malha aberta (2.63) para  $s = j\omega_c$  é:

$$MF = \arctg\left(\frac{\omega_c}{\omega_z}\right) - \arctg\left(\frac{\omega_c}{\omega_p}\right), \quad (2.65)$$

para encontrar a frequência natural na qual a margem de fase é máxima, faz-se  $\partial MF / \partial \omega_c = 0$ , como resultado

$$\omega_c = \sqrt{\omega_z \omega_p}, \quad (2.66)$$

Outra expressão que relaciona a frequência  $\omega_c$  com os parâmetros do controlador é encontrada ao fazer  $\log(|G_{ma}(j\omega_c)|) = 0$ , na qual encontra-se

$$\frac{V_1^+ K_p \omega_p \sqrt{\omega_z^2 + \omega_c^2}}{\omega_c^2 \sqrt{\omega_p^2 + \omega_c^2}} = 1, \quad (2.67)$$

substituindo (2.66) em (2.67), encontra-se

$$\omega_c = V_1^+ K_p. \quad (2.68)$$

Em Golestan, Monfared e Freijedo (2013) é realizada a diminuição da quantidade de variáveis independentes ao criar uma variável auxiliar  $g$  e estabelecer a relação

$$\omega_p = g^2 \omega_c, \quad (2.69)$$

substituindo a Equação (2.69) e em (2.66) obtém-se

$$\omega_z = \frac{\omega_c}{g}, \quad (2.70)$$

utilizando a definição de  $\omega_z$  dada em (2.64), tem-se

$$K_i = K_p \frac{\omega_c}{g}. \quad (2.71)$$

O valor de  $g$  aceitável por Golestan, Monfared e Freijedo (2013) mantém a margem de fase entre  $30^\circ$  e  $60^\circ$ , com o parâmetro auxiliar  $g$  entre 1,732 a 3,732. O valor do fator de amortecimento ( $\zeta$ ) foi obtido após simulações, após as quais  $\zeta$  foi ajustado em 0,707, esse valor é um compromisso entre resposta dinâmica e rejeição de distúrbios, com esse ajuste tem-se  $g = 2,4$  e fornece uma margem de fase de  $44,76^\circ$ .

Nesta abordagem houve ganho de desempenho, menores *overshoot* e tempo de estabelecimento em relação aos parâmetros originais publicados por Rodriguez et al. (2007). Os parâmetros das duas abordagens estão disponibilizadas na Tabela 3. A Tabela 4 mostra os resultados de um salto de frequência  $+5$  Hz e um salto de fase de  $+40^\circ$  aplicados ao DDSRF-PLL com parâmetros ajustados com a metodologia apresentada em um cenário com componente FFPS de 1 pu, componente FFNS de 0,1 pu, quinto harmônico de sequência negativa  $V_5^- = 0,05$  pu e sétimo harmônico de sequência positiva  $V_7^+ = 0,05$  pu.

Tabela 3 – Parâmetros do DDSRF-PLL.

Sugerido por Rodriguez et al. (2007)	Sugerido por Golestan, Monfared e Freijedo (2013)
$V_1^+ = 100V$	$V_1^+ = 100V$
$\zeta = 0,707$	$\zeta = 0,707$
$\omega_c = 157,08 \text{ rad/s}$	$\omega_c = 138,23 \text{ rad/s}$
$k_p = 2,22$	$k_p = 1,38$
$k_i = 246,7$	$k_i = 79,61$

Fonte: (RODRIGUEZ et al., 2007; GOLESTAN; MONFARED; FREIJEDO, 2013).

Tabela 4 – Resultados do DDSRF-PLL com parâmetros ajustados por Golestan, Monfared e Freijedo (2013).

Parâmetro	Resultado
Teste 1: salto de frequência de +5 Hz.	
Tempo de assentamento*	$\approx 2,2$ ciclos
Sobressinal na frequência**	$\approx 40\%$
Teste 2: salto de fase em +40°	
Tempo de assentamento*	$\approx 2,2$ ciclos
Sobressinal na fase**	$\approx 34\%$
Teste 3: distorções harmônicas***	
Erro de fase****	0,15°
Erro de frequência*****	0,8 Hz

Fonte: (GOLESTAN et al., 2014).

\*: Critério a 2% na detecção da fase da componente FFPS.

\*\* : Pico máximo na frequência/fase estimada pelo PLL durante o período transitório.

\*\*\*: Composição do sinal de entrada:  $V_1^+ = 100\%$ ,  $V_1^- = 10\%$ ,  $V_5^- = 5\%$  pu e  $V_7^+ = 5\%$ .

\*\*\*\*: Valor de pico a pico, em regime.

## 2.5 GDSC-PLL

Aborda-se primeiro o cancelamento por sinal atrasado generalizado. São detalhados os procedimentos para a obtenção dos parâmetros de projeto, adaptabilidade em frequência e são mostradas as simulações sob diversas perturbações.

### 2.5.1 Visão Geral do GDSC

O cancelamento por sinal atrasado generalizado (*Generalized Delayed Signal Cancellation*: GDSC) é uma técnica digital proposta por Neves et al. (2010), aplicada no referencial

estacionário, que consiste na aplicação de uma ou mais operações capazes de eliminar vetores espaciais harmônicos de sequência positiva ou negativa. Em geral, a sua implementação é feita com a aplicação de operações em cascata, trabalhando de maneira colaborativa, onde cada uma tem a capacidade de eliminar uma família de harmônicas.

Verificando-se que todo vetor espacial harmônico possui uma periodicidade, é possível combinar vetores espaciais atuais com valores atrasados, para eliminação de componentes harmônicas. Para exemplificar, adota-se a operação regida pela Equação (2.72) que soma o vetor espacial atual com o vetor atrasado meio ciclo da fundamental,

$$\vec{f}(t) = \frac{1}{2} \left[ \vec{s}_{\alpha\beta}(t) - \vec{s}_{\alpha\beta} \left( t - \frac{T_1}{2} \right) \right], \quad (2.72)$$

em que  $T_1$  é o período da componente fundamental. Recordando da representação genérica do vetor espacial pela Equação (2.22), repetida aqui por conveniência didática

$$\vec{s}_{\alpha\beta}^{(h_s)} = S_{\alpha\beta}^{(h_s)} e^{\text{sgn}(h_s)j\varphi^{(h_s)}} e^{jh_s\omega t} \rightarrow \vec{s}_{\alpha\beta}^{(h_s)} = \tilde{S}_{\alpha\beta}^{(h_s)} e^{jh_s\omega t}, \quad (2.73)$$

em que  $h_s = h$  para componentes harmônicas de sequência positiva e  $h_s = -h$  para componentes harmônicas de sequência negativa. Percebe-se que a Equação (2.72) não cancela a componente FFPS ( $h_s = 1$ ), enquanto a componente de segundo harmônico de sequência positiva ( $h_s = +2$ ) é eliminada.

A operação generalizada para um atraso qualquer é representada pela operação GDSC, na forma digital, é expressa por

$$\vec{f}_{gdsc}(kT_s) = \vec{a} \left\{ \vec{s}_{\alpha\beta}(kT_s) + e^{j\theta_r} \vec{s}_{\alpha\beta}[(k - k_d)T_s] \right\}, \quad (2.74)$$

em que  $T_s$  é o período de amostragem,  $kT_s$  é o instante atual,  $(k - k_d)T_s$  é o instante atrasado de  $k_d$  amostras e  $\vec{a}$  é o ganho complexo. O atraso ( $k_d$ ) necessário para a operação é a quantidade de amostras referente a um atraso no tempo que fornece um ângulo  $\theta_d$ , efetuado em relação à frequência fundamental

$$\theta_d = \omega k_d T_s \rightarrow \theta_d = \frac{2\pi}{N} k_d. \quad (2.75)$$

Ao utilizar o vetor espacial representado pela Equação (2.73), discretizado com período de amostragem  $T_s$  substituído na Equação (2.74) desenvolve-se a expressão

$$\vec{f}_{gdsc}(kT_s) = \vec{a} \left\{ \tilde{S}_{\alpha\beta}^{(h_s)} e^{jh_s\omega kT_s} + e^{j\theta_r} \tilde{S}_{\alpha\beta}^{(h_s)} e^{jh_s\omega(k-k_d)T_s} \right\}, \quad (2.76)$$

$$\vec{f}_{gdsc}(kT_s) = \vec{a} \left\{ 1 + e^{j\theta_r} e^{j[-h_s\omega k_d T_s]} \right\} \vec{s}_{\alpha\beta}^{(h_s)}. \quad (2.77)$$

Da Equação (2.77), o ganho complexo de uma operação GDSC é representado por

$$\vec{G}^{(h_s)} = \vec{a} \left[ 1 + e^{j(\theta_r - h_s \frac{2\pi}{N} k_d)} \right], \quad (2.78)$$

em que,  $h_s \frac{2\pi}{N} k_d = h_s \theta_d$  é o ângulo de atraso, em radianos, em relação à componente harmônica  $h_s$ .

O ganho complexo da operação permite escolher componentes harmônicas específicas do sinal de entrada para serem eliminadas, ou seja, para estas o ganho da operação será nulo. Já para a harmônica desejada, seja de sequência positiva, seja de sequência negativa, o ganho será unitário. Visando a eliminação de componentes harmônicas, impõe-se a nulidade do ganho. Isso permite obter os parâmetros de projeto.

$$\vec{G}^{(h_s)} = 0 \rightarrow \theta_r - h_s \frac{2\pi}{N} k_d = -\pi(1 + 2n), \quad n \in \mathbb{Z}, \quad (2.79)$$

isolando o termo  $h_s$ , tem-se:

$$h_s = \left( \frac{N\theta_r}{2\pi k_d} + \frac{N}{2k_d} \right) + \frac{N}{k_d} n, \quad (2.80)$$

ou

$$h_s = h_d + (q + pn), \quad n \in \mathbb{Z}, \quad (2.81)$$

em que  $h_d$  é a componente harmônica desejada do vetor espacial, seja de sequência positiva ou negativa,  $p$  é a periodicidade das componentes harmônicas eliminadas e  $q$  é estabelecido para eliminar uma harmônica específica. Como  $n$  está no conjunto  $\mathbb{Z}$ , uma mesma operação cancela componentes harmônicas de sequência positiva e negativa.

O parâmetro  $\theta_r$ , necessário para a transformação, é

$$h_d + q = \frac{N\theta_r}{2\pi k_d} + \frac{N}{2k_d}, \quad (2.82)$$

rearrumando os termos

$$\theta_r = \frac{2\pi}{p}(h_d + q) - \pi. \quad (2.83)$$

O ganho complexo  $\vec{a}$  é calculado para que o ganho da operação seja unitário ( $|\vec{G}^{(h_s)}| = 1$ ) para a componente harmônica desejada ( $h_s = h_d$ )

$$\vec{a} = \frac{1}{1 + e^{j\pi\left(\frac{2q}{p} - 1\right)}}. \quad (2.84)$$

As operações devem ser colocadas em cascata para cancelar diferentes famílias de componentes harmônicas. Uma vez que o objetivo deste trabalho é obter o vetor espacial FFPS ( $h_d = 1$ ), para isso, projeta-se um filtro GDSC composto das operações em cascata A, B, C, D, E, utilizando os parâmetros encontrados na Tabela 5.

A efetuação de cada operação necessita armazenar  $k_d$  amostras em um *buffer*. Consequentemente, para implementar as operações A – E há necessidade de armazenar  $k_{dA} + k_{dB} + k_{dC} + k_{dD} + k_{dE}$  vetores espaciais no referencial estacionário, nesse caso  $31N/32$  valores amostrados.

Tabela 5 – Parâmetros do GDSC para  $h_d = 1$  (FFPS).

Operação	$\theta_r$ (rad)	$k_d$	$\vec{\alpha}$
A	$\pi$	$N/2$	$1/2$
B	$\pi/2$	$N/4$	$1/2$
C	$\pi/4$	$N/8$	$1/2$
D	$\pi/8$	$N/16$	$1/2$
E	$\pi/16$	$N/32$	$1/2$

Fonte: Neves et al. (2012).

Uma característica marcante do GDSC é a possibilidade de utilização das operações conforme a necessidade, isso permite a escolha de operações que eliminem famílias de harmônicas específicas. Essa propriedade é explorada por Batista et al. (2015) onde a operação com maior atraso (operação A) é aplicada somente quando é detectada a presença de componentes harmônicas pares. Tal técnica é denominada GDSC de estrutura variável (*Variable Structure GDSC*: VS-GDSC).

## 2.5.2 Resposta em Frequência do GDSC

Na Figura 12 estão plotadas as respostas em frequência das operações GDSC A – E, tanto para a magnitude por unidade ( $M_{p.u.}$ ), quanto para o ângulo de fase em graus ( $AF_{grau}$ ). As operações foram projetadas conforme a Tabela 5. De acordo com a Equação (2.78), os ganhos das operações são

$$\vec{G}_A^{(h_s)} = \frac{1}{2}[1 + e^{j\pi(1-h_s)}], \quad (2.85)$$

$$\vec{G}_B^{(h_s)} = \frac{1}{2}[1 + e^{j\frac{\pi}{2}(1-h_s)}], \quad (2.86)$$

$$\vec{G}_C^{(h_s)} = \frac{1}{2}[1 + e^{j\frac{\pi}{4}(1-h_s)}], \quad (2.87)$$

$$\vec{G}_D^{(h_s)} = \frac{1}{2}[1 + e^{j\frac{\pi}{8}(1-h_s)}], \quad (2.88)$$

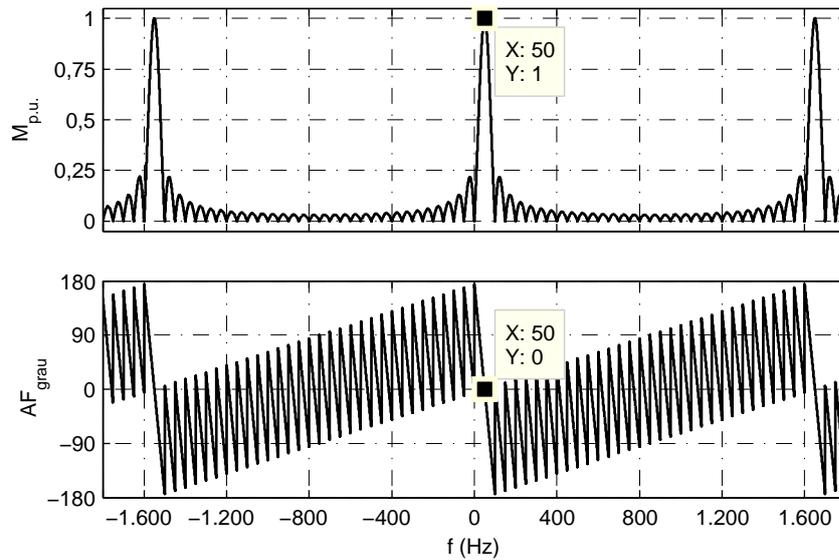
$$\vec{G}_E^{(h_s)} = \frac{1}{2}[1 + e^{j\frac{\pi}{16}(1-h_s)}]. \quad (2.89)$$

A magnitude por unidade e o ângulo de fase em graus das cinco operações em cascata são calculados por

$$M_{p.u.} = |\vec{G}_A^{(h_1)} \vec{G}_B^{(h_1)} \vec{G}_C^{(h_1)} \vec{G}_D^{(h_1)} \vec{G}_E^{(h_1)}|, \quad (2.90)$$

$$AF_{grau} = \frac{180^\circ}{\pi} \arg\{\vec{G}_A^{(h_1)} \vec{G}_B^{(h_1)} \vec{G}_C^{(h_1)} \vec{G}_D^{(h_1)} \vec{G}_E^{(h_1)}\}. \quad (2.91)$$

Figura 12 – Resposta em frequência das operações A – E em cascata.



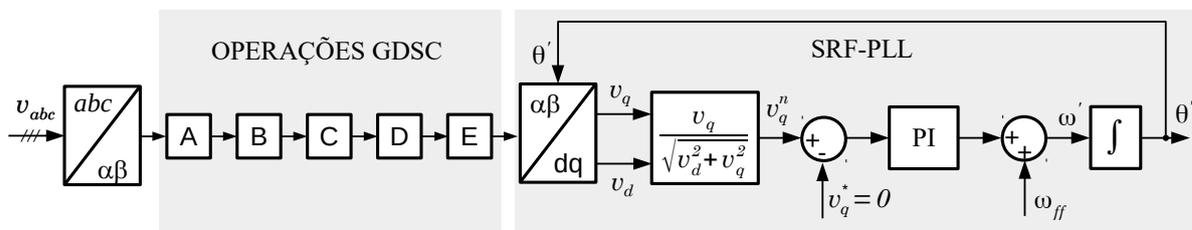
Fonte: Souza (2012).

Observa-se na Figura 12 que, em condições nominais, para a componente harmônica desejada, aqui FFPS, o ganho é unitário e o desvio de fase é nulo. Para as harmônicas indesejadas é possível verificar a atenuação oferecida pelo GDSC.

### 2.5.3 A-GDSC-PLL

As operações GDSC são filtros de resposta ao impulso finita (*Finite Impulse Response: FIR*), portanto, são incondicionalmente estáveis. O filtro GDSC, seguido do SRF-PLL, ou seja, a saída da última operação GDSC aplicado na entrada do SRF-PLL, formam o GDSC-PLL. Na Figura 13 observa-se que foi utilizado o SRF-PLL normalizado para manter o desempenho do controlador PI independente da amplitude do vetor de entrada.

Figura 13 – Diagrama em blocos do GDSC-PLL.



Fonte: Souza (2012).

O filtro GDSC elimina as harmônicas de baixa ordem em regime, por essa razão o SRF-PLL pode ser projetado com elevada largura de banda. O cálculo dos ganhos do controlador

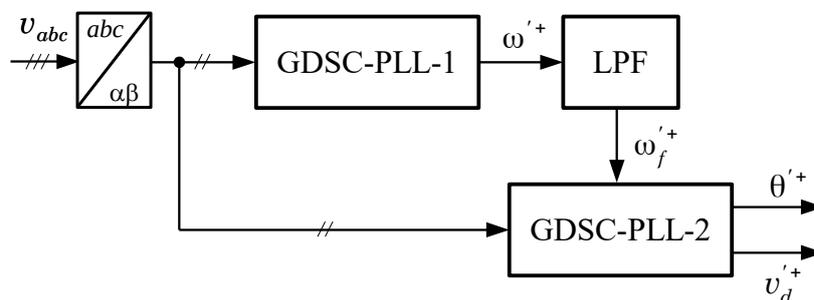
PI é realizado com a malha do SRF-PLL linearizada e normalizada (independente da amplitude do vetor tensão), conforme já mostrada na Figura 4 da Seção 2.2.1.

Quando a frequência fundamental do sistema elétrico não está em seu valor nominal, é necessário um esquema que atualize o parâmetro  $k_d$  das operações GDSC para acompanhar a variação da frequência fundamental da rede. Desse modo, a adaptabilidade em frequência do GDSC fornece a componente harmônica desejada do projeto.

Um esquema adaptativo em frequência foi implementado por Souza (2012) utilizando dois GDSC-PLL. Um deles estima a frequência fundamental, e esta será utilizada pelo segundo GDSC-PLL para atualizar os parâmetros  $k_d$ . Como observado na Figura 14 também emprega-se um LPF Butterworth de segunda ordem com uma frequência de corte de 2,0 Hz, para reduzir ruídos de alta frequência (SOUZA, 2012).

A utilização da estimação da frequência utilizando um SRF-PLL traz intrinsecamente o problema do acoplamento entre fase e frequência. Se houver um salto de fase, este impactará na estimação da frequência, resultando em erros no cálculo do  $k_d$  e, conseqüentemente, na estimação do vetor FFPS.

Figura 14 – Diagrama em blocos do A-GDSC-PLL.



Fonte: Souza (2012).

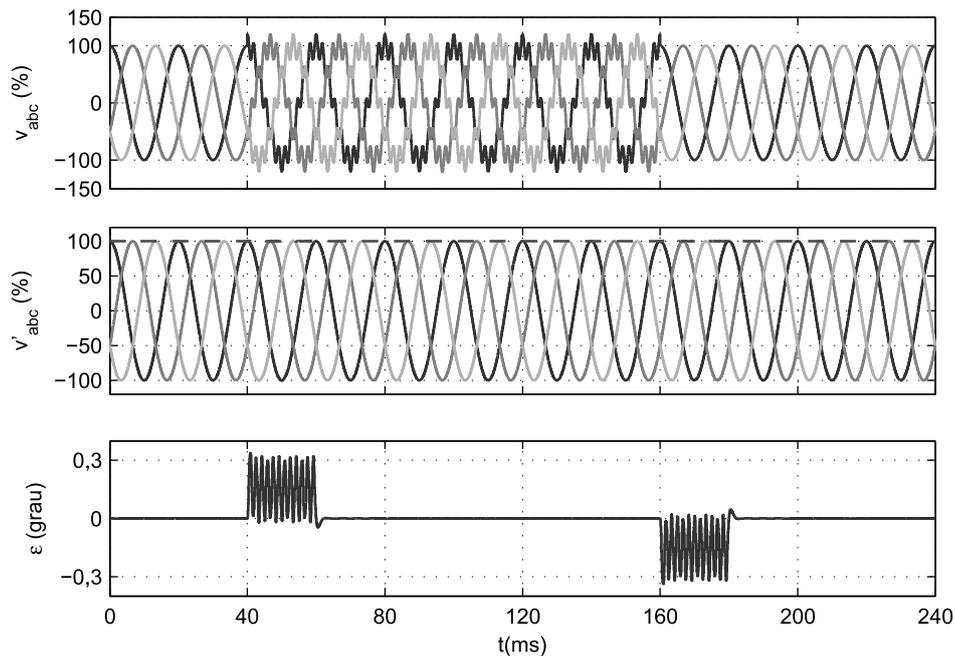
#### 2.5.4 Simulações do A-GDSC-PLL

Serão apresentados os gráficos das simulações realizadas do A-GDSC-PLL no *software* MATLAB®. A frequência fundamental da rede elétrica adotada foi de 50 Hz, pois esse valor é utilizado por grande parcela dos artigos científicos. Já a frequência de amostragem de 16 kHz foi escolhida para que os parâmetros de atrasos das operações ( $k_d$ ) sejam inteiros. O valor apresentou a resolução necessária para as análises propostas. Como o GDSC proporciona grande eliminação de harmônicos, a largura de banda do SRF-PLL pode ser elevada, seu valor foi de  $\omega_c = 2\pi \cdot 320 = 2010,62$  rad/s, já o fator de amortecimento adotado de  $\zeta = 1/\sqrt{2}$ . A utilização de  $\omega_c$  e  $\zeta$  nas equações dadas em (2.32) fornecem o ganho proporcional  $K_p = 2.836,29$  e o ganho integral  $K_i = 3.698.872,64$ . O valor de  $K_i$  elevado não é um problema nas implementações.

Nas simulações,  $v_{abc}$  são as tensões de entrada,  $v'_{abc}$  são as tensões de rede estimadas e a linha tracejada corresponde a  $v'_d$  estimada. Os valores das tensões estão em percentual em relação a tensão nominal. O erro na estimação da posição angular é  $\varepsilon = \omega t - \theta'$ .

A Figura 15 apresenta os resultados da simulação considerando que durante uma falta as tensões são distorcidas apenas por um harmônico de ordem 11 de sequência negativa,  $v^{+1} = 1,0\angle 0^\circ \text{p.u.}$  e  $v^{-11} = 0,2\angle 0^\circ \text{p.u.}$ .

Figura 15 – Resposta do A-GDSC-PLL sob distorção harmônica de  $v^{-11} = 0,2\angle 0^\circ \text{p.u.}$



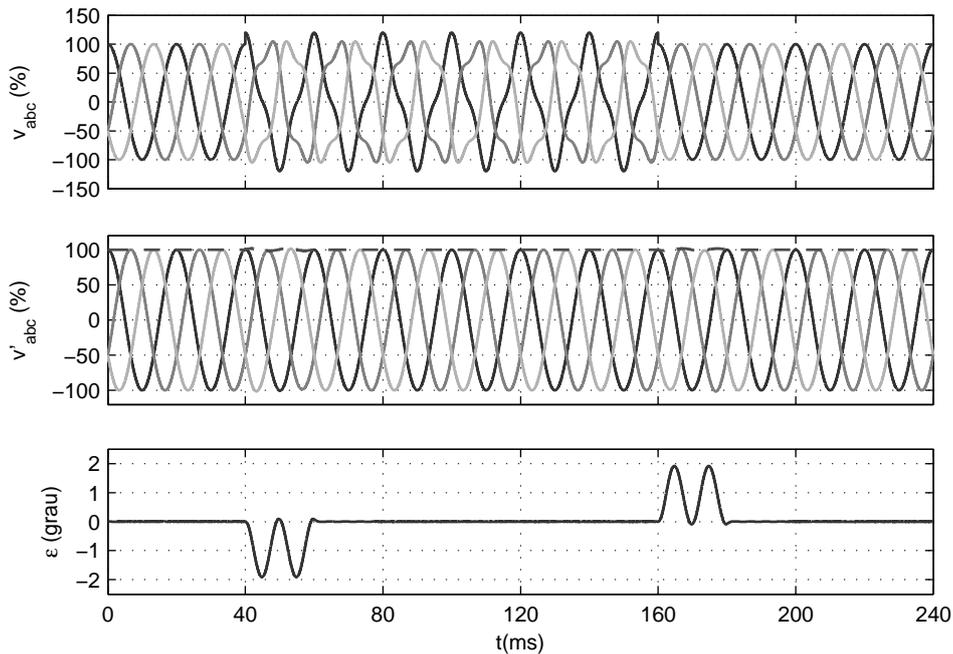
Fonte: Souza (2012).

Observa-se que este harmônico é eliminado pelas operações em, aproximadamente, um ciclo da fundamental. Seus efeitos acontecem apenas quando a perturbação é inserida ou retirada das tensões de entrada. O erro ( $\varepsilon = \omega t - \theta'$ ), durante o transitório, atinge cerca de  $0,3^\circ$  em valor absoluto e em regime permanente é anulado.

Os gráficos da Figura 16 apresentam o resultado da simulação de tensões trifásicas de frequência fundamental na presença de terceiro harmônico de sequência positiva,  $v^{+1} = 1,0\angle 0^\circ \text{p.u.}$  e  $v^{+3} = 0,2\angle 0^\circ \text{p.u.}$ . O gráfico mostra a convergência das operações no fornecimento da resposta após aproximadamente um ciclo da frequência fundamental.

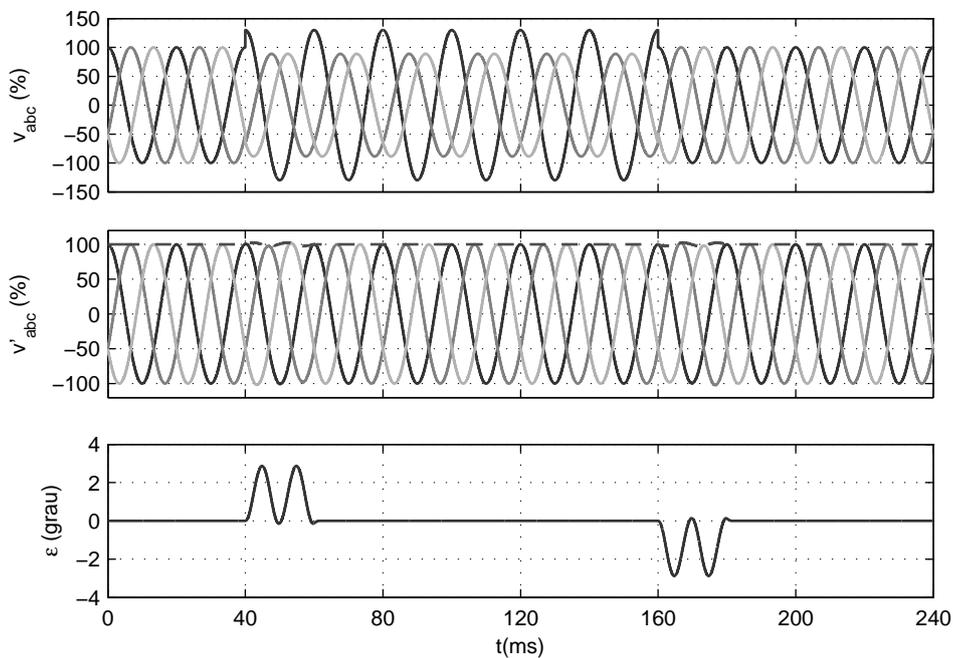
Os gráficos da Figura 17 apresentam os resultados da simulação do A-GDSC-PLL atuando sob tensões trifásicas de frequência fundamental de sequências positiva e negativa,  $v^{+1} = 1,0\angle 0^\circ \text{p.u.}$  e  $v^{-1} = 0,3\angle 0^\circ \text{p.u.}$ . O A-GDSC-PLL apresenta erro apenas transitoriamente, quando as perturbações são inseridas ou retiradas.

Figura 16 – Resposta do A-GDSC-PLL sob distorção harmônica de  $v^{+3} = 0,2\angle 0^\circ$  p.u..



Fonte: Souza (2012).

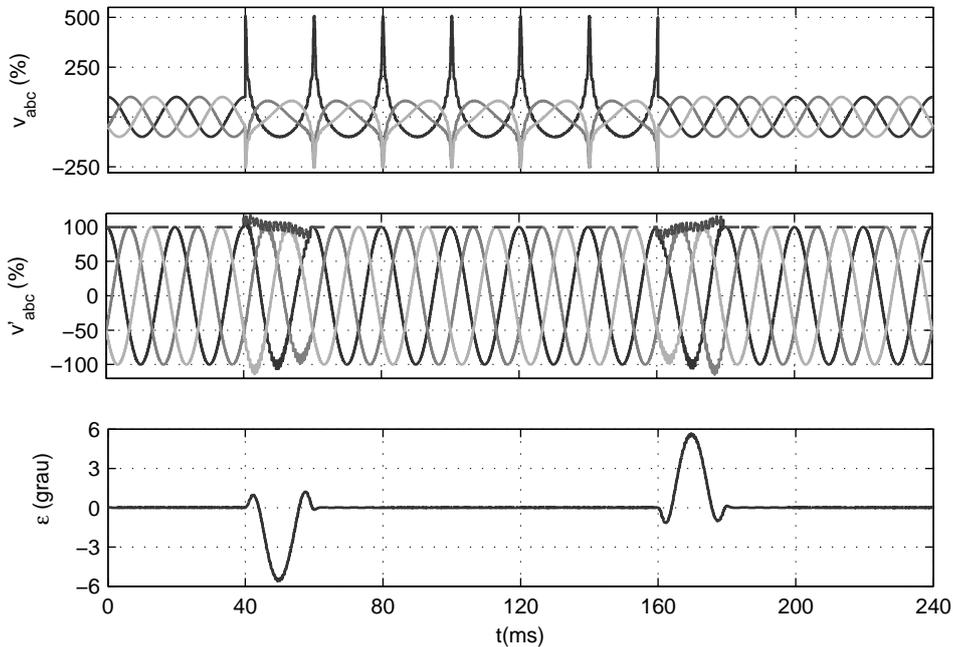
Figura 17 – Resposta do A-GDSC-PLL sob distorção harmônica de  $v^{-1} = 0,3\angle 0^\circ$  p.u..



Fonte: Souza (2012).

A Figura 18 mostra os resultados do A-GDSC-PLL atuando sobre tensões de distorção harmônica,  $v^{+1} = 1,0\angle 0^\circ$  p.u.,  $v^{-1} = 0,4\angle 0^\circ$  p.u.,  $v^{+h} = \frac{0,7\angle 0^\circ}{h}$  p.u. e  $v^{-h} = \frac{0,6\angle 0^\circ}{h}$  p.u., no qual  $h = 2, 3, \dots, 25$ . Novamente, demonstra-se que o erro de regime permanente é nulo.

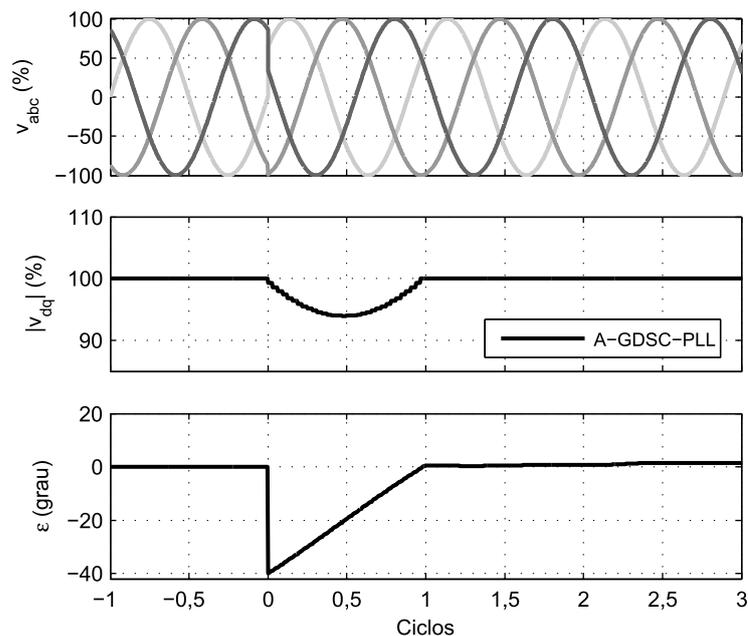
Figura 18 – Resposta do A-GDSC-PLL sob sinais distorcidos de  $(v^{+1} = 1,0\angle 0^\circ \text{ p.u.}, v^{-1} = 0,4\angle 0^\circ \text{ p.u.}, v^{+h} = \frac{0,7}{h}\angle 0^\circ \text{ p.u.}, v^{-h} = \frac{0,6}{h}\angle 0^\circ, 2, 3, \dots, 25)$ .



Fonte: Souza (2012).

A Figura 19 mostra o desempenho do A-GDSC-PLL submetido a um salto de fase de  $40^\circ$ . Observa-se que a convergência acontece após praticamente um ciclo fundamental, enquanto o *overshoot* fica em 2%. Os tempos de assentamento para o A-GDSC-PLL, DSOGI-PLL e DDSRF-PLL para um salto de fase de  $+40^\circ$  são apresentados na Tabela 6.

Figura 19 – Resposta do A-GDSC-PLL a um salto de fase de  $40^\circ$ .



Fonte: O autor (2018).

Tabela 6 – Tempos de assentamento do A-GDSC-PLL, DSOGI-PLL e DDSRF-PLL para um salto de fase de  $+40^\circ$ .

Método de Sincronização	Tempo de assentamento*
A-GDSC-PLL	1,0 ciclo
DSOGI-PLL aperfeiçoado	1,75 ciclos
DDSRF-PLL aperfeiçoado	2,20 ciclos

Fonte: O autor (2018).

\*: Critério de 2% da amplitude do salto na detecção da fase da componente FFPS.

## 2.6 RESUMO DO CAPÍTULO

Este capítulo tratou da representação dos sinais do sistema elétrico trifásico utilizando os vetores espaciais nos referenciais estacionário e girante, assim como sua representação como soma de componentes de sequências positiva e negativa. Foram tratados dos elementos da malha travada em fase (PLL), PLL sob referencial síncrono (SRF-PLL) e os métodos de rejeição de perturbações que utilizam pré-filtros: DSOGI-PLL, DDSRF-PLL e GDSC-PLL.

A maior ênfase foi dada ao GDSC-PLL, onde foi revista a metodologia para a especificação dos parâmetros do GDSC. A aplicação do GDSC como pré-filtro do SRF-PLL normalizado e a adaptabilidade em frequência que utiliza o A-GDSC-PLL. As simulações do A-GDSC-PLL mostraram que mesmo sobre distorções harmônicas severas, há convergência.

O tempo de assentamento da fase do A-GDSC-PLL para o salto de fase de  $40^\circ$ , observado no gráfico da Figura 19, comparados com os resultados mostrados do DSOGI-PLL, Tabela 2, e do DDSRF-PLL, Tabela 4, para o mesmo salto mostram que o A-GDSC-PLL converge mais rápido. O A-GDSC-PLL mostra um tempo de convergência de aproximadamente um ciclo da fundamental, para a utilização em algoritmos de proteção, há necessidade de um tempo ainda menor.

### 3 A-GDSC-PLL COM COMPENSAÇÃO DE SALTO DE FASE

Este capítulo aborda a principal contribuição da pesquisa desenvolvida, visando a melhoria do desempenho do A-GDSC-PLL quando submetido ao salto de fase. Em uma primeira etapa mostra-se uma visão geral do método proposto, seguida do detalhamento de cada um dos blocos constituintes: um detector da ocorrência ou não do salto de fase; um estimador do ângulo de salto utilizando a resposta transitória fornecida pelo GDSC; e um compensador do ângulo de fase do vetor espacial fornecido ao SRF-PLL. Também descreve-se o SRF-PLL modificado, objetivando a melhoria do desempenho global do GDSC-PLL com compensação de salto de fase. Por fim, explana-se a adaptabilidade em frequência.

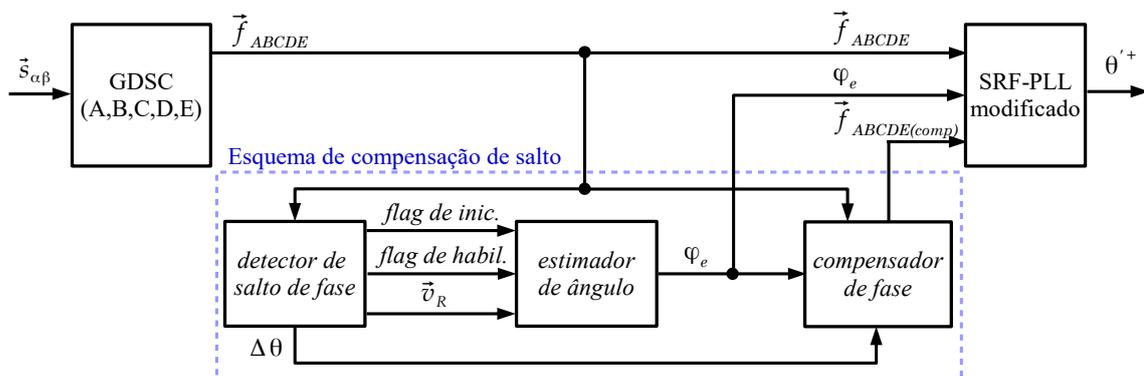
#### 3.1 VISÃO GERAL

Uma visão geral do esquema proposto é mostrada na Figura 20, enquanto os detalhes da implementação são descritos nas próximas seções. Identificam-se os três blocos: *detector de salto de fase*, *estimador de ângulo* e *compensador de fase*. Inicialmente, é necessário detectar a existência de um salto de fase (*detector de salto de fase*), baseando-se na diferença de fase entre os vetores espaciais atual e um ciclo atrasado na saída do GDSC ( $\vec{f}_{ABCDE}(k)$  e  $\vec{f}_{ABCDE}(k-N)$ ). Assim que um salto de fase é detectado, um sinal de alerta é gerado (*flag* de inicialização = 1) e a estimação do ângulo de salto é iniciada.

A estimação do ângulo de salto é baseada na avaliação do comportamento transitório do sinal  $\vec{f}_{ABCDE}$ , resultando no sinal  $\vec{v}_R$ . Contudo, diversos distúrbios podem causar indicação falsa de salto de fase. Então, a utilização do ângulo de salto estimado permanece desabilitada (*flag* de habilitação = 0), sem parar o processo de estimação do ângulo de salto (*estimador de ângulo*), até que o salto de fase seja confirmado.

Pode ser observado que o ângulo de fase do vetor espacial na saída do GDSC-PLL

Figura 20 – Visão geral do método aplicado ao GDSC.



Fonte: O autor (2018).

( $\vec{f}_{ABCDE}$ ), bem como em um esquema PLL usual, não sofre mudanças abruptas, mesmo após a ocorrência de um salto de fase no sinal de entrada, convergindo para o ângulo correto depois de algum tempo. Por essa razão, não podemos apenas somar o ângulo de salto de fase estimado ( $\varphi_e$ ) à fase na saída do GDSC. O ângulo de compensação ( $\varphi_e - \Delta\theta$ ) inicia com o valor do ângulo do salto de fase estimado e gradualmente decresce a zero, enquanto a fase na saída do GDSC converge para o valor correto (*compensador de fase*).

### 3.2 DETECTOR DE SALTO DE FASE

A detecção da existência de salto de fase é baseada no monitoramento do aumento do ângulo de abertura entre o vetor atual na saída do filtro GDSC ( $\vec{f}_{ABCDE}(k)$ ) e o vetor um ciclo atrasado ( $\vec{f}_{ABCDE}(k - N)$ ), sendo este último adotado como referência. Em condições de regime permanente o ângulo de abertura é zero, uma vez que o vetor é periódico ( $\vec{f}_{ABCDE}(k) = \vec{f}_{ABCDE}(k - N)$ ). O vetor espacial  $\vec{f}_{ABCDE}(k)$  é, aproximadamente, a componente FFPS do sinal de entrada. Quando ocorre um salto de fase na entrada, o vetor  $\vec{f}_{ABCDE}(k)$  tem sua posição angular “ajustada” a cada amostragem, até atingir a posição angular completamente corrigida, fato que ocorre ao final do transitório das operações GDSC.

O primeiro passo para o detector de salto de fase é acompanhar a diferença de fase ( $\Delta\theta(k)$ ) entre o vetor  $\vec{f}_{ABCDE}(k)$  e  $\vec{f}_{ABCDE}(k - N)$ , em tempo real, calculado por:

$$\Delta\theta(k) = \angle \left[ \frac{\vec{f}_{ABCDE}(k)}{\vec{f}_{ABCDE}(k - N)} \right]. \quad (3.1)$$

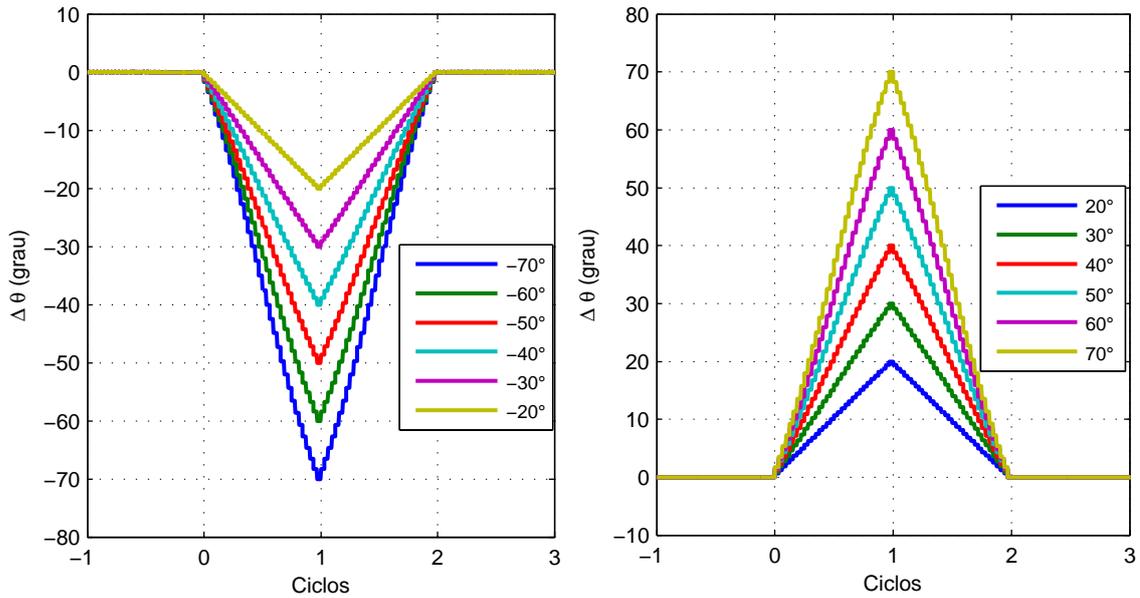
A Figura 21 mostra a diferença de fase de acordo com a Equação (3.1), para saltos de fase positivos e negativos e sem outras perturbações simultâneas. Observa-se a característica de simetria em relação ao eixo das abscissas para saltos de fase com ângulos de mesma amplitude, porém em sentidos opostos. Dessa forma, com a finalidade de tornar o método de detecção aplicável para ambos os casos, é padronizado o monitoramento do módulo de  $\Delta\theta(k)$ .

A dinâmica da diferença de fase ( $\Delta\theta(k)$ ), monitorada pela Equação (3.1), pode ser analisada durante e após o transitório do GDSC. Sob a hipótese de que, antes do salto de fase a saída do filtro GDSC está em regime há pelo menos um ciclo, durante o transitório o vetor espacial  $\vec{f}_{ABCDE}(k - N)$  ainda é igual à componente FFPS do vetor espacial de entrada anterior ao salto de fase ( $\vec{v}_{1(a)}(k)$ ). Ou seja, nessas condições, até a ocorrência do salto de fase, os vetores  $\vec{f}_{ABCDE}(k)$ ,  $\vec{f}_{ABCDE}(k - N)$  e  $\vec{v}_{1(a)}(k)$  são iguais.

Durante o transitório, logo após um salto de fase no qual a componente FFPS do sinal de entrada muda abruptamente para  $\vec{v}_{1(d)}(k)$ , a diferença de fase cresce entre  $\vec{f}_{ABCDE}(k)$  e  $\vec{v}_{1(a)}(k)$ , conforme ilustra a Figura 22.

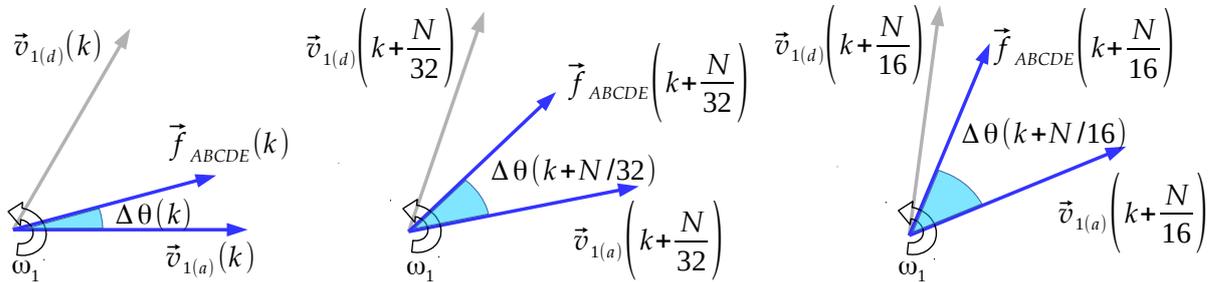
Concluído o transitório, o vetor espacial na saída do GDSC converge para o vetor depois do salto de fase ( $\vec{v}_{1(d)}(k)$ ), logo  $\vec{f}_{ABCDE}(k) = \vec{v}_{1(d)}(k)$ . Como a expressão (3.1), utilizada tam-

Figura 21 – Diferença de fase ( $\Delta\theta(k)$ ) após saltos de fase para ângulos positivos e negativos.



Fonte: O autor (2018).

Figura 22 – Dinâmica de  $\Delta\theta(k)$  durante o transitório do GDSC.

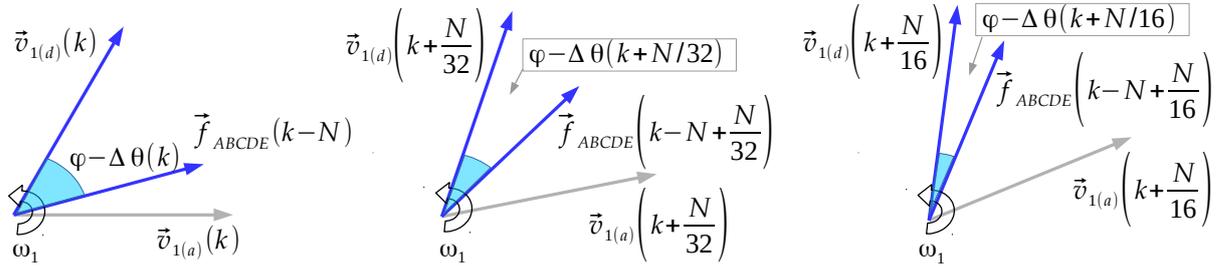


Fonte: O autor (2018).

bém após o transitório, naturalmente fornecerá a diferença de fase entre  $\vec{v}_{1(d)}(k)$  e  $\vec{f}_{ABCDE}(k-N)$  e o vetor espacial um ciclo atrasado ( $\vec{f}_{ABCDE}(k-N)$ ) ainda apresentará o transitório. A diferença de fase diminui do ângulo máximo (salto de fase) até anular-se conforme a Figura 23, a avaliação da diferença de fase é feita no referencial estacionário. Esse comportamento também leva um tempo igual ao do transitório do GDSC.

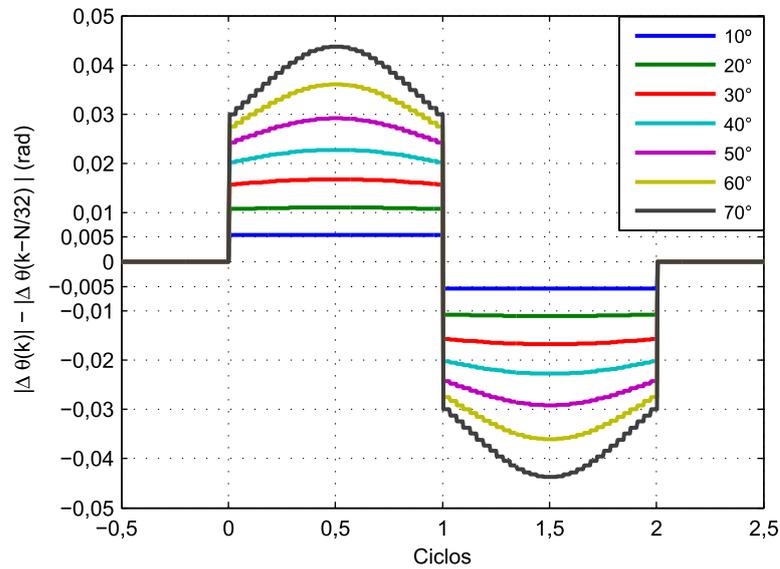
Percebe-se que, durante o transitório,  $\Delta\theta(k)$  apresenta uma característica próxima da linear, indicando a possibilidade de identificar a ocorrência do salto de fase e a sua amplitude. Então, acompanha-se o comportamento de  $\Delta\theta(k)$ , calculando-se a diferença entre  $|\Delta\theta|$  atual e atrasado  $N/32$  amostras, ou seja,  $|\Delta\theta(k)| - |\Delta\theta(k - N/32)|$ , sendo  $N/32$  o atraso da operação GDSC mais rápida. Na Figura 24 é realizado esse cálculo para diversos saltos de fase, ocorrendo de forma isolada.

Figura 23 – Dinâmica de  $\Delta\theta(k)$  após o transitório do GDSC ( $\varphi$  é o ângulo de salto de fase).



Fonte: O autor (2018).

Figura 24 – Diferença entre  $|\Delta\theta(k)|$  e  $|\Delta\theta(k - N/32)|$ .



Fonte: O autor (2018).

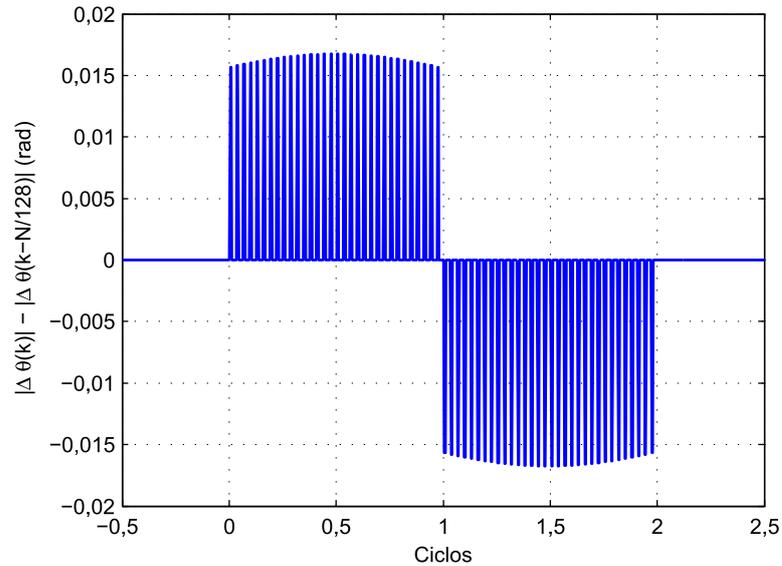
Como visto no Capítulo 2, a transformação GDSC pode ser descrita como:

$$\vec{f}_{gdsc}(kT_s) = \vec{a} \left\{ \vec{s}_{\alpha\beta}(kT_s) + e^{j\theta_r} \vec{s}_{\alpha\beta}[(k - k_d)T_s] \right\}. \quad (3.2)$$

Ao ocorrer uma perturbação no sinal de entrada de uma operação GDSC, a saída somente será corretamente filtrada depois de  $k_d$  amostras. Por isso, deve-se adotar o intervalo de  $N/32$  amostras como passo de cálculo, já que este é o atraso correspondente à transformação GDSC mais rápida (operação E). Utilizar um intervalo menor que  $N/32$  amostras causa um efeito similar ao de *spikes* na saída, conforme ilustrado para um salto de  $30^\circ$  na Figura 25, e torna o sistema de detecção mais complexo para distinguir o salto das demais perturbações.

Algumas perturbações, mesmo que não contenham salto de fase, podem causar variações no valor de  $|\Delta\theta(k)| - |\Delta\theta(k - N/32)|$ , de modo que, para evitar a indicação indevida da ocorrência de salto de fase, é estabelecida a condição

$$|\Delta\theta(k)| - |\Delta\theta(k - N/32)| > \epsilon, \quad (3.3)$$

Figura 25 – Diferença entre  $|\Delta\theta(k)|$  e  $|\Delta\theta(k - N/128)|$ .

Fonte: O autor (2018).

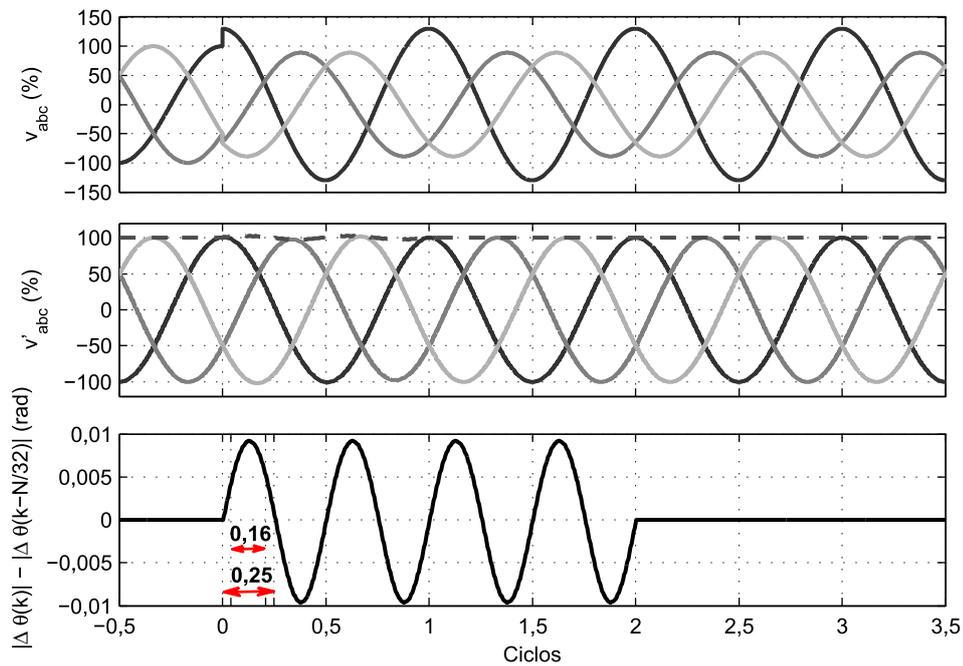
em que  $\epsilon$  é o limiar de ativação do *flag* de inicialização. O valor escolhido para  $\epsilon$  foi de  $5 \cdot 10^{-3}$ , esse valor torna o detector sensível para saltos de fase maiores que 10 graus como mostrado na Figura 24. O limiar de ativação do detector foi escolhido em função da maior sensibilidade em condições de perturbações leves que, de forma sucinta, apresenta um sinal com baixo DHT e componente c.c. de decaimento exponencial típica durante faltas em linhas de transmissão.

Para exemplificar a influência de perturbações severas no procedimento proposto, considere a ocorrência de desbalanço de 30%, ou seja, 100% da amplitude nominal da componente FFPS e 30% de sequência negativa (FFNS), neste caso não é simulado o salto de fase. Na Figura 26 estão mostradas as tensões de fase ( $v_{abc}(\%)$ ), os sinais estimados na saída do GDSC ( $v'_{abc}(\%)$ ), que indicam as tensões de fase referentes a componente FFPS, já a linha tracejada corresponde a amplitude estimada da componente FFPS. As grandezas FFPS estimadas apresentam uma pequena variação transitória e convergem em, aproximadamente, um ciclo após a perturbação ser inserida ao sistema.

Redes com perturbações severas, como desbalanços com amplitude de 30% da fundamental (limite superior ao estabelecido pela ANEEL (2015)), fazem a condição (3.3) verdadeira para  $\epsilon = 5 \cdot 10^{-3}$ , como observado na Figura 26. Apesar da natureza oscilatória do sistema elétrico é possível distinguir entre este evento e um salto de fase ao esperar um certo tempo para a confirmação do salto de fase. No caso da Figura 26 o salto de fase não será confirmado, como será explanado adiante.

Visando evitar falsos positivos, o *flag* de inicialização é enviado para um temporizador, composto por um integrador, com tempo de amostragem  $T_s$ , resetável por borda. O *flag* de inicialização deve permanecer ativo por um tempo maior que 30% de um período fundamental

Figura 26 – Cálculo de  $|\Delta\theta(k)| - |\Delta\theta(k - N/32)|$  após a inserção de desbalanço severo.



Fonte: O autor (2018).

( $T_1$ ) para ativar o *flag* de habilitação. Esse ajuste foi obtido após as simulações desta dissertação. Como observado na Figura 26, para desbalanços severos, ao ajustar o detector em  $\epsilon = 5 \cdot 10^{-3}$  a temporização necessária está limitada a aproximadamente 25% do período fundamental que previne grandes componentes FFNS oriundas, por exemplo, de faltas bifásicas. Uma margem de segurança de 5% foi adicionada e, nas simulações, confirmou-se que 30% é adequado. O *flag* de habilitação permite a utilização dos resultados de estimação do ângulo de salto e a sua utilização para diminuir o tempo de convergência do GDSC-PLL.

Portanto, no caso da Figura 26, com a condição (3.3) satisfeita, o *flag* de inicialização tem nível lógico 1 para todos os casos suspeitos de salto de fase. Este *flag* é enviado ao bloco de estimação e inicializa o processo de convergência de estimação do ângulo de salto. Porém, apesar do bloco *estimador de ângulo* já prever a amplitude do salto, este valor só será validado após a confirmação de que o evento detectado é, de fato, um salto de fase.

O valor escolhido para  $\epsilon$ , em função do mínimo salto de fase distinguível, assim como a temporização para geração do *flag* de habilitação, podem ser diminuídos ou aumentados em função do sistema ser susceptível a menor ou maior severidade de perturbações, tornando o sistema mais rápido e sensível, ou mais lento e menos sensível caso seja necessário. O valor mínimo de  $\epsilon$ , sensível a partir de um ângulo de salto específico  $\varphi$ , pode ser avaliado para casos de perturbações menos severas utilizando, por exemplo, o gráfico da Figura 24. Conforme observado na Figura 24, o monitoramento da condição (3.3) resultará na detecção do salto apenas durante o período transitório.

### 3.3 ESTIMADOR DE ÂNGULO

Nesta etapa do estudo é abordada primeiro a resposta transitória do GDSC.

#### 3.3.1 Resposta Transitória do GDSC Após o Salto de Fase

O objetivo desta subseção é desenvolver um modelo matemático que represente a resposta transitória fornecida pelo filtro GDSC, quando não existem outras perturbações simultâneas ao salto de fase, permitindo a compreensão de propriedades que serão úteis na estimativa do ângulo de salto. O efeito das perturbações sobre a estimação será analisado nas próximas seções.

O primeiro passo para a análise consiste em obter o modelo do filtro GDSC quando as operações A, B, C, D e E são utilizadas. A escolha das cinco operações GDSC foi feita porque, na maioria dos casos práticos, não se conhece o conteúdo harmônico do sistema elétrico de potência, levando à necessidade de escolher um conjunto de operações que cancele componentes em uma ampla faixa do espectro harmônico mais comum de ser encontrado.

A forma geral da operação GDSC é repetida aqui por conveniência

$$\vec{f}_{gdsc}(kT_s) = \vec{a}\{\vec{s}_{\alpha\beta}(kT_s) + e^{j\theta_r}\vec{s}_{\alpha\beta}[(k - k_d)T_s]\}. \quad (3.4)$$

A notação será simplificada para que o modelo matemático do GDSC seja equacionado de uma forma mais compacta:

$$\vec{f}(k) = \vec{a} \left[ \vec{s}(k) + e^{j\theta_r} \vec{s}(k - k_d) \right]. \quad (3.5)$$

Para as operações GDSC serão utilizados os valores de  $\theta_r$ ,  $k_d$  e  $\vec{a}$  conforme a Tabela 7, já mostrados na Seção 2.5 do Capítulo 2.

Tabela 7 – Parametrização do GDSC com  $h_d = 1$ .

Operação	$\theta_r$ (rad)	$k_d$	$\vec{a}$
A	$\pi$	$N/2$	$1/2$
B	$\pi/2$	$N/4$	$1/2$
C	$\pi/4$	$N/8$	$1/2$
D	$\pi/8$	$N/16$	$1/2$
E	$\pi/16$	$N/32$	$1/2$

Dado um vetor espacial  $\vec{s}(k)$  na entrada da operação A, a saída será

$$\vec{f}_A(k) = \vec{a} \left[ \vec{s}(k) + e^{j\theta_{rA}} \vec{s}(k - k_{dA}) \right]. \quad (3.6)$$

Substituindo os parâmetros da Tabela 7, tem-se

$$\vec{f}_A(k) = (1/2) \left[ \vec{s}(k) + e^{j\pi} \vec{s}(k - N/2) \right]. \quad (3.7)$$

Como entrada para a operação B, é utilizada a saída da operação A, obtendo-se

$$\vec{f}_{AB} = (1/2)[\vec{f}_A(k) + e^{j\pi/2}\vec{f}_A(k - N/4)]. \quad (3.8)$$

Substituindo  $\vec{f}_A(k)$  pelo obtido na Equação (3.7), resulta em

$$\vec{f}_{AB}(k) = (1/2^2) \left\{ [\vec{s}(k) + e^{j\pi}\vec{s}(k - N/2)] + e^{j\pi/2}[\vec{s}(k - N/4) + e^{j\pi}\vec{s}(k - 3N/4)] \right\}, \quad (3.9)$$

e reordenando os termos da Equação (3.9), do vetor espacial atual para o mais atrasado

$$\vec{f}_{AB}(k) = (1/2^2) \left[ \vec{s}(k) + e^{j\pi/2}\vec{s}(k - N/4) + e^{j\pi}\vec{s}(k - N/2) + e^{j3\pi/2}\vec{s}(k - 3N/4) \right]. \quad (3.10)$$

Após aplicar a operação C, utilizando a saída da operação B como entrada, chega-se a

$$\begin{aligned} \vec{f}_{ABC}(k) &= (1/2^3) \{ [\vec{s}(k) + e^{j\pi/2}\vec{s}(k - N/4) + e^{j\pi}\vec{s}(k - N/2) + e^{j3\pi/2}\vec{s}(k - 3N/4)] \\ &+ e^{j\pi/4}[\vec{s}(k - N/8) + e^{j\pi/2}\vec{s}(k - 3N/8) + e^{j\pi}\vec{s}(k - 5N/8) \\ &+ e^{j3\pi/2}\vec{s}(k - 7N/8)] \}. \end{aligned} \quad (3.11)$$

Continuando o mesmo procedimento para a operação D até a resposta na saída da operação E, encontra-se:

$$\vec{f}_{ABCDE}(k) = \frac{1}{2^5} \sum_{n=0}^{2^5-1} e^{(j\pi n)} \vec{s}_{\alpha\beta} \left( k - n \frac{N}{2^5} \right), \quad (3.12)$$

$$\vec{f}_{ABCDE}(k) = \frac{1}{32} \sum_{n=0}^{31} e^{(j\pi n)} \vec{s}_{\alpha\beta} \left( k - n \frac{N}{32} \right). \quad (3.13)$$

Considera-se, para simplificar a análise, a ocorrência do salto de fase sem a inserção de novas componentes no sinal além das que já estavam presentes antes do salto de fase, para o qual o GDSC já convergiu. Assim, as componentes harmônicas da entrada já teriam sido eliminadas pelo GDSC, não aparecendo em  $\vec{f}_{ABCDE}$ , tornando válido analisar apenas o efeito do salto de fase na componente fundamental. Então, o sinal na entrada do conjunto de operações é modelado considerando que ocorre um salto de fase com ângulo  $\varphi$  sobre o vetor FFPS na entrada da operação A:

$$\vec{s}_{\alpha\beta}(k) = \vec{v}_{1(a)}(k) [1 - H(k)] + \vec{v}_{1(d)}(k) H(k), \quad (3.14)$$

em que  $H(k)$  é a função degrau unitário,  $\vec{v}_{1(a)}(k)$  é o vetor espacial FFPS amostrado antes do salto de fase e  $\vec{v}_{1(d)}(k)$  é vetor espacial FFPS amostrado depois do salto de fase. O sinal (3.14) representa a mudança súbita do vetor  $\vec{v}_{1(a)}(k)$  para o vetor  $\vec{v}_{1(d)}(k)$ , os quais são definidos por:

$$\vec{v}_{1(a)}(k) = V_{1(a)} e^{j\theta_0} e^{j\omega_1 k T_s} = \tilde{V}_{1(a)} e^{j\omega_1 k T_s}, \quad (3.15)$$

$$\vec{v}_{1(d)}(k) = V_{1(d)} e^{j(\theta_0 + \varphi)} e^{j\omega_1 k T_s} = \tilde{V}_{1(d)} e^{j\omega_1 k T_s}. \quad (3.16)$$

Substituindo a Equação (3.14) como sinal de entrada para as operações ABCDE em cascata do filtro GDSC, obtém-se, a partir de (3.13):

$$\begin{aligned} \vec{f}_{ABCDE}(k) = & \frac{1}{32} \sum_{n=0}^{31} e^{(j\pi n/16)} \left\{ \vec{v}_{1(a)} \left( k - n \frac{N}{32} \right) \left[ 1 - H \left( k - n \frac{N}{32} \right) \right] \right\} + \\ & + \frac{1}{32} \sum_{n=0}^{31} e^{(j\pi n/16)} \vec{v}_{1(d)} \left( k - n \frac{N}{32} \right) H \left( k - n \frac{N}{32} \right). \end{aligned} \quad (3.17)$$

Observando as definições de  $\vec{v}_{1(a)}$  e  $\vec{v}_{1(d)}$  dadas pelas Equações (3.15) e (3.16), respectivamente, obtêm-se as equivalências

$$\begin{aligned} e^{(j\pi n/16)} \vec{v}_{1(a)} \left( k - n \frac{N}{32} \right) &= e^{(j\pi n/16)} \tilde{V}_{1(a)} e^{j\omega_1 (k - n \frac{N}{32}) T_s} = \vec{v}_{1(a)}(k), \\ e^{(j\pi n/16)} \vec{v}_{1(d)} \left( k - n \frac{N}{32} \right) &= e^{(j\pi n/16)} \tilde{V}_{1(d)} e^{j\omega_1 (k - n \frac{N}{32}) T_s} = \vec{v}_{1(d)}(k). \end{aligned}$$

A expressão de  $\vec{f}_{ABCDE}(k)$  é, então, dada por

$$\vec{f}_{ABCDE}(k) = \left[ 1 - \frac{1}{32} \sum_{n=0}^{31} H \left( k - n \frac{N}{32} \right) \right] \vec{v}_{1(a)}(k) + \left[ \frac{1}{32} \sum_{n=0}^{31} H \left( k - n \frac{N}{32} \right) \right] \vec{v}_{1(d)}(k). \quad (3.18)$$

Convém lembrar da definição prática da função degrau unitário quando transladada:

$$H \left( k - n \frac{N}{32} \right) = \begin{cases} 0, & \text{se } k < nN/32 \\ 1, & \text{se } k \geq nN/32 \end{cases}. \quad (3.19)$$

Conforme a Equação (3.18), o vetor  $\vec{f}_{ABCDE}$  é uma combinação linear dos vetores de entrada anterior e posterior ao salto de fase. Segundo a definição de degrau unitário em (3.19), a cada  $N/32$  amostras reduz-se a influência de  $\vec{v}_{1(a)}$  sobre  $\vec{f}_{ABCDE}$  e aumenta a influência de  $\vec{v}_{1(d)}$ . Para facilitar o entendimento da evolução de  $\vec{f}_{ABCDE}$  após o salto de fase, recorre-se ao artifício de representar o somatório pela variável  $\gamma(k)$ .

$$\vec{f}_{ABCDE}(k) = [1 - \gamma(k)] \vec{v}_{1(a)}(k) + \gamma(k) \vec{v}_{1(d)}(k), \quad (3.20)$$

em que a função  $\gamma(k)$  é igual ao somatório em (3.21) e pode ser representada graficamente conforme a Figura 27.

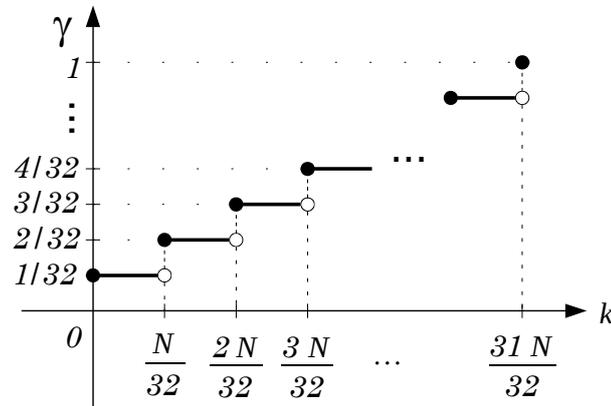
$$\gamma(k) = \frac{1}{32} \sum_{n=0}^{31} H \left( k - n \frac{N}{32} \right). \quad (3.21)$$

Analicamente, o comportamento de  $\gamma(k)$  pode ser representado por

$$\gamma(k) = \frac{1}{32} \left[ 1 + \text{floor} \left( \frac{k}{N/32} \right) \right], \quad 0 \leq k \leq \frac{31N}{32}. \quad (3.22)$$

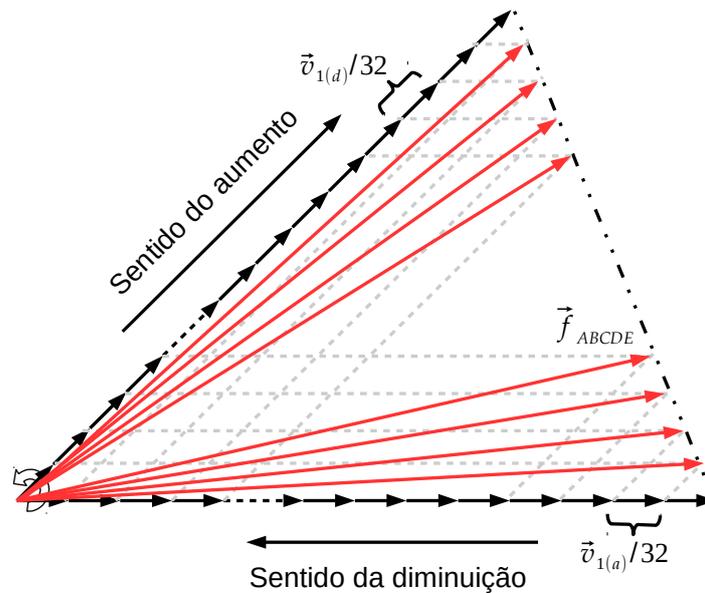
A Equação (3.20) indica que depois de aplicado o salto de fase na entrada da operação A, este não afeta de imediato a saída da operação E. A resposta obtida demonstra que a cada  $N/32$

Figura 27 – Variável  $\gamma(k)$  durante o transitório do GDSC.



Fonte: O autor (2018).

Figura 28 – Dinâmica do vetor espacial na saída do GDSC durante o transitório devido ao salto de fase, em referencial orientado pelo vetor  $\vec{v}_{1(a)}$ .

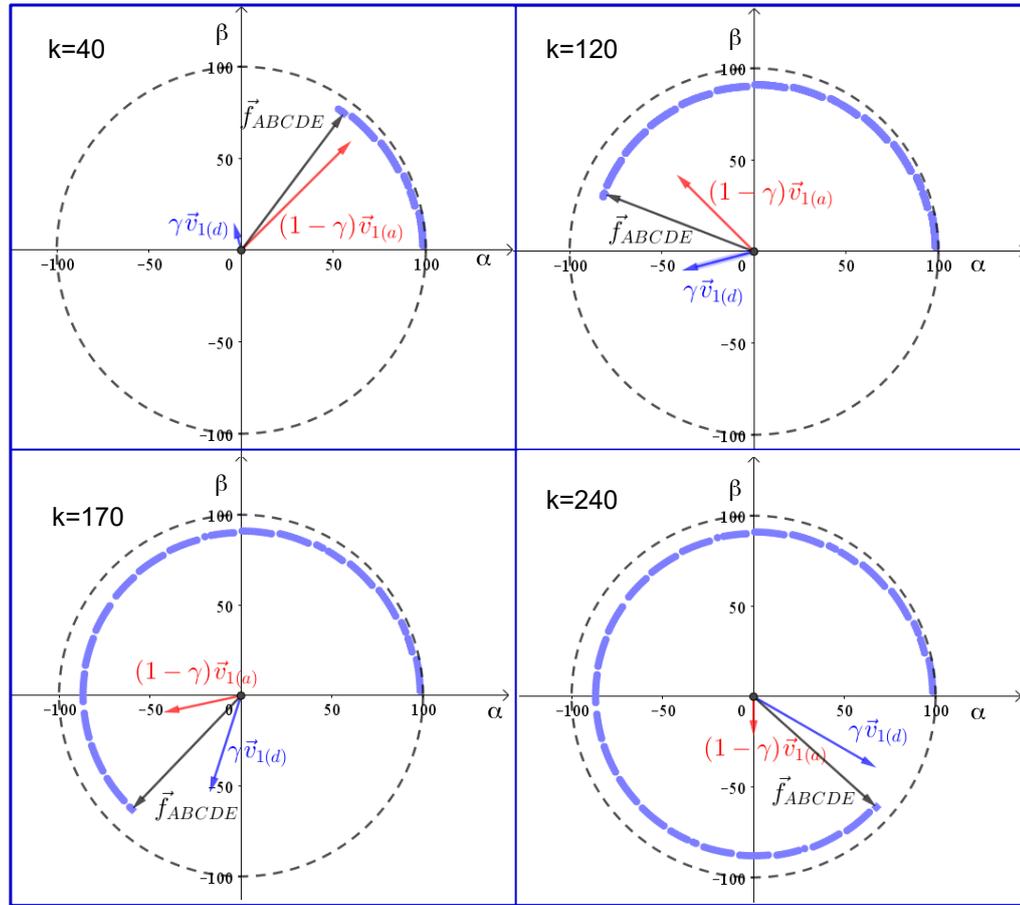


Fonte: O autor (2018).

amostras é subtraído o vetor espacial  $\vec{v}_{1(a)}(k)/32$ , enquanto é somado  $\vec{v}_{1(d)}(k)/32$  na saída do filtro, até que, depois de decorridas  $31N/32$  amostras ( $\gamma(k) = 1$ ), o vetor espacial  $\vec{v}_{1(a)}(k)$  é anulado e o vetor espacial  $\vec{v}_{1(d)}(k)$  é completamente encontrado na saída. Este comportamento está ilustrado na Figura 28.

O lugar geométrico da extremidade de  $\vec{f}_{ABCDE}(k)$  durante o transitório é uma soma vetorial de  $[1 - \gamma(k)] \vec{v}_{1(a)}(k)$  e  $\gamma(k) \vec{v}_{1(d)}(k)$ , como visto na Figura 29 para um salto de fase de  $60^\circ$  com 320 amostras por ciclo ( $N = 320$ ). A Equação (3.20) pode ser interpretada graficamente em um referencial orientado pelo vetor  $\vec{v}_{1(a)}$  como mostrado na Figura 30 com todos os vetores

Figura 29 – Dinâmica do vetor espacial na saída do GDSC durante o transitório do salto de fase.



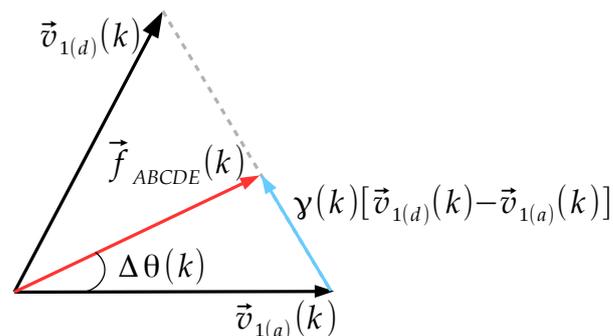
Fonte: O autor (2018).

esaciais no mesmo plano. A Equação (3.20) pode ser e reescrita como se segue

$$\vec{f}_{ABCDE}(k) = \vec{v}_{1(a)}(k) + \gamma(k) [\vec{v}_{1(d)}(k) - \vec{v}_{1(a)}(k)]. \quad (3.23)$$

Deve-se ter em mente que nem o vetor  $\vec{v}_{1(a)}(k)$  nem o  $\vec{v}_{1(d)}(k)$  são conhecidos a priori. O vetor  $\vec{v}_{1(a)}(k)$  pode ser estimado considerando os valores de  $\vec{f}_{ABCDE}(k)$  armazenados no último ciclo. Por outro lado,  $\vec{v}_{1(d)}(k)$  varia com a amplitude do salto de fase, a qual deve ser estimada.

Figura 30 – Diagrama com vetores espaciais do GDSC.



Fonte: O autor (2018).

### 3.3.2 O Método de Estimação

É possível estimar ângulo de salto utilizando a diferença entre as fases de  $\vec{f}_{ABCDE}(k)$  e  $\vec{f}_{ABCDE}(k - N)$  durante o transitório. Porém, esse sinal apresenta uma dinâmica não linear, de modo que sua utilização torna mais complexa a atenuação dos efeitos das componentes c.c. de decaimento exponencial. A aplicação de filtros pode não compensar. Além disso, esta abordagem limitaria a rápida estimação para pequenos saltos de fase, pois, nestes ângulos, a variação é praticamente linear. Portanto, o método proposto de estimação do ângulo de salto deve ser estimar uma ampla faixa de ângulos de salto, atenuar perturbações que interfiram no cálculo e apresentar alta velocidade para atuar antes do fim do transitório do GDSC.

#### 3.3.2.1 Utilização da Resposta Transitória

O ponto de partida do método é conhecer a resposta transitória do GDSC ao salto de fase, ocorrido no vetor tensão FFPS sem a inserção de novas componentes no sinal além das que já estavam presentes antes do salto de fase. Assumindo que, no instante da ocorrência do salto de fase, o GDSC havia convergido há pelo menos um ciclo, a Equação (3.20) representa a resposta transitória após o salto de fase, sendo repetida aqui por conveniência:

$$\vec{f}_{ABCDE}(k) = [1 - \gamma(k)] \vec{v}_{1(a)}(k) + \gamma(k) \vec{v}_{1(d)}(k).$$

Para este método de estimação, será utilizada a premissa de que durante o transitório do GDSC a frequência não foi alterada de maneira significativa. Esta premissa é razoável, tendo em vista que as variações de frequência são de dinâmica lenta no sistema elétrico de potência, de modo que durante o transitório do GDSC o efeito do salto de fase sobre o sinal de erro será mais significativo do que o das variações na frequência.

Durante o transitório do GDSC, a referência para o cálculo do ângulo do salto de fase é o vetor espacial na saída do filtro um ciclo atrasado ( $\vec{f}_{ABCDE}(k - N)$ ), que nesse intervalo ainda será o vetor FFPS anterior ao salto,  $\vec{f}_{ABCDE}(k - N) = \vec{v}_{1(a)}(k)$ . A fim de utilizar o vetor  $\vec{f}_{ABCDE}(k - N)$  como referencial, define-se o vetor espacial de posição relativa  $\vec{v}_R(k)$ :

$$\vec{v}_R(k) = \frac{\vec{f}_{ABCDE}(k)}{\vec{f}_{ABCDE}(k - N)} = \frac{\vec{f}_{ABCDE}(k)}{\vec{v}_{1(a)}(k)}, \quad (3.24)$$

devendo-se observar que a posição angular de  $\vec{v}_R(k)$  é a variável  $\Delta\theta(k)$ . O comportamento de  $\vec{v}_R(k)$  após o salto de fase é obtido ao se analisar a resposta transitória apresentada na Equação (3.20). Considerando as definições de  $\vec{v}_{1(a)}$  e  $\vec{v}_{1(d)}$ , contidas em (3.15) e (3.16), respectivamente, utilizadas na Equação (3.24), obtém-se

$$\vec{v}_R(k) = 1 - \gamma(k) + \gamma(k) \frac{\tilde{V}_{1(d)}}{\tilde{V}_{1(a)}}. \quad (3.25)$$

Dado que a diferença de fase entre  $\vec{v}_{1(a)}$  e  $\vec{v}_{1(d)}$  é apenas o ângulo de salto, tem-se:

$$\vec{v}_R(k) = 1 - \gamma(k) + \gamma(k) \frac{V_{1(d)}}{V_{1(a)}} e^{j\varphi}, \quad (3.26)$$

como a Equação (3.26) apresenta duas variáveis ( $\gamma$  e  $\varphi$ ), não é possível determinar o salto de fase de maneira unívoca. Para ter uma equação que tenha apenas a variável de interesse ( $\varphi$ ) é analisada a variação de  $\vec{v}_R(k)$  na Equação (3.26), obtendo-se:

$$\Delta \vec{v}_R = -\Delta\gamma + \Delta\gamma \frac{V_{1(d)}}{V_{1(a)}} e^{j\varphi}, \quad (3.27)$$

em que a variação de  $\gamma(k)$  é obtida da Equação (3.22) e ilustrada na Figura 27, a saber,

$$\Delta\gamma = \begin{cases} \frac{1}{32}, & \text{se } k+1 = m \frac{N}{32}, \quad m \in \mathbb{Z} \\ 0, & \text{caso contrário} \end{cases}. \quad (3.28)$$

Em outras palavras, o menor intervalo entre passos de cálculo para que  $\Delta\gamma$  não seja nulo é de  $N/32$  amostras ( $m = 1$ ), no qual  $\gamma(k)$  varia  $1/32$ . Portanto, a cada  $N/32$  amostras  $\vec{v}_R(k)$  varia de acordo com

$$\Delta \vec{v}_R = -\frac{1}{32} + \frac{1}{32} \frac{V_{1(d)}}{V_{1(a)}} e^{j\varphi}, \quad (3.29)$$

$$\angle(32\Delta \vec{v}_R + 1) = \varphi, \quad (3.30)$$

ou seja,

$$\varphi = \angle\{32[\vec{v}_R(k) - \vec{v}_R(k - N/32)] + 1\}. \quad (3.31)$$

Portanto, é possível obter, segundo a Equação (3.31), o ângulo de salto de fase quase instantaneamente na saída do GDSC para o caso de salto de fase sem mudança significativa das demais componentes harmônicas. A Equação (3.31) apresenta também a facilidade de ser adaptável em frequência pois não se tomou valor fixo para  $N$ , podendo ser utilizado o valor do número de amostras calculado a partir da frequência fundamental estimada. A solução para encontrar o ângulo de salto de fase durante o transitório do GDSC pode ser expressa em função do vetor espacial na saída do filtro, substituindo (3.24) em (3.31).

$$\varphi = \angle\left\{32\left[\frac{\vec{f}_{ABCDE}(k)}{\vec{f}_{ABCDE}(k-N)} - \frac{\vec{f}_{ABCDE}(k-N/32)}{\vec{f}_{ABCDE}(k-N-N/32)}\right] + 1\right\}. \quad (3.32)$$

### 3.3.2.2 Análise com Harmônicas e Componentes Não periódicas

Também será considerada a ocorrência simultânea das perturbações diferentes do salto de fase como componentes harmônicos e componentes não periódicas. Essas componentes não periódicas a exemplo de componentes c.c. de decaimento exponencial, fornecem ao lugar geométrico do vetor espacial da rede assimetria no plano  $\alpha\beta$ . Visando simplificar a análise

matemática, utiliza-se a hipótese de que, antes do salto de fase, o sistema elétrico de potência encontrava-se balanceado e livre de harmônicos. No caso de haver componentes harmônicas antes do salto de fase, para as quais o GDSC já convergiu, apenas as mudanças em relação a composição anterior influenciará, de maneira atenuada, na saída do filtro GDSC.

Dessa forma, a maneira de representar o sinal com o vetor tensão FFPS, submetido ao salto de fase simultaneamente às outras perturbações subitamente presentes no sistema elétrico na entrada da operação GDSC “A” é

$$\vec{s}_{\alpha\beta}(k) = \vec{v}_{1(a)}(k)[1 - H(k)] + \vec{v}_{1(d)}(k)H(k) + \left[ \sum_{h \neq 1} \vec{v}_h(k) \right] H(k) + \vec{v}_{ap}(k)H(k), \quad (3.33)$$

em que  $\vec{v}_h(k)$  são os vetores espaciais dos harmônicos de sequência positiva ou negativa e  $\vec{v}_{ap}(k)$  é o vetor espacial atribuído às componentes não periódicas. Aplicando o vetor espacial da Equação (3.33) como entrada para o filtro GDSC, e observando que a expressão (3.13) é linear, então a resposta transitória ao sinal (3.33) é a soma das respostas de cada parcela

$$\vec{f}_{ABCDE}(k) = \vec{v}_{1(a)}(k)(1 - \gamma) + \vec{v}_{1(d)}(k)\gamma + \vec{f}_h(k) + \vec{f}_{ap}(k), \quad (3.34)$$

em que  $\vec{f}_h(k)$  e  $\vec{f}_{ap}(k)$  são as respostas transitórias obtidas após a aplicação do filtro GDSC às componentes harmônicas e às componentes não periódicas, respectivamente.

As componentes transitórias  $\vec{f}_h(k)$  e  $\vec{f}_{ap}(k)$  devem ser atenuadas, pois têm efeito sobre a estimação do salto de fase. Aplicando-se o mesmo procedimento que forneceu a Equação (3.31), toma-se

$$\vec{v}_R(k) = 1 - \gamma(k) + \gamma(k) \frac{V_{1(d)}}{V_{1(a)}} e^{j\varphi} + \left( \frac{\vec{f}_h(k)}{\vec{v}_{1(a)}(k)} \right) + \left( \frac{\vec{f}_{ap}(k)}{\vec{v}_{1(a)}(k)} \right), \quad (3.35)$$

de modo que a variação de  $\vec{v}_R$  é obtida

$$\Delta \vec{v}_R = -\Delta\gamma + \Delta\gamma \frac{V_{1(d)}}{V_{1(a)}} e^{j\varphi} + \Delta \left( \frac{\vec{f}_h}{\vec{v}_{1(a)}} \right) + \Delta \left( \frac{\vec{f}_{ap}}{\vec{v}_{1(a)}} \right). \quad (3.36)$$

Substituindo a variação  $\Delta\gamma = 1/32$  a cada  $N/32$  amostras, então,

$$32\Delta \vec{v}_R + 1 = \frac{V_{1(d)}}{V_{1(a)}} e^{j\varphi} + 32\Delta \left( \frac{\vec{f}_h}{\vec{v}_{1(a)}} \right) + 32\Delta \left( \frac{\vec{f}_{ap}}{\vec{v}_{1(a)}} \right), \quad (3.37)$$

sendo que a variação de  $\vec{v}_R$  deve ser tomada somente a cada  $N/32$  amostras, ou seja,

$$32 [\vec{v}_R(k) - \vec{v}_R(k - N/32)] + 1 = \frac{V_{1(d)}}{V_{1(a)}} e^{j\varphi} + 32\Delta \left( \frac{\vec{f}_h}{\vec{v}_{1(a)}} \right) + 32\Delta \left( \frac{\vec{f}_{ap}}{\vec{v}_{1(a)}} \right). \quad (3.38)$$

Do vetor espacial obtido no segundo membro da Equação (3.38), observa-se que é necessário obter a componente devida apenas ao salto de fase  $(V_{1(d)}/V_{1(a)})e^{j\varphi}$ , que é constante, diferentemente dos outros dois termos. Para isso, foi escolhido novamente aplicar um filtro

GDSC ajustado componente desejada, a qual é constante ( $h_d = 0$ ), com *buffer* limpo, ou seja, com valores nulos em todas as regiões da memória. Foi utilizada a metodologia de Neves et al. (2010), Neves et al. (2012) para a escolha dos parâmetros do GDSC, considerando componente desejada, sendo os parâmetros dados na Tabela 8.

O GDSC com *buffer* limpo ajustado para  $h_d = 0$ , denominado aqui de GDSC auxiliar, é aplicado quando o *flag* de inicialização, obtido no bloco *detector de salto de fase*, está no nível lógico 1, condição estabelecida pela Equação (3.3), ou seja, somente quando há casos suspeitos de salto de fase. Isso explora a propriedade do GDSC com *buffer* limpo de, durante a inicialização, fornecer instantaneamente o ângulo de fase da componente desejada do sinal quando somente essa está presente. Esse fato também foi verificado em (BATISTA et al., 2015). Vale salientar que, nos casos em que o salto de fase surge simultaneamente com outras componentes (harmônicas e não periódicas), a influência destas sobre o valor do ângulo de salto de fase estimado será reduzida pela ação do filtro GDSC auxiliar.

A utilização do filtro GDSC auxiliar torna a estimação do salto de fase imediata para o caso de salto de fase ocorrendo sem mudança na composição harmônica. Assim, sua aplicação mostrou-se eficiente para a rejeição de distúrbios e rápida resposta dinâmica. Na maioria dos casos práticos não há necessidade de ajustes no GDSC auxiliar, pois atua sobre amplo espectro harmônico. Ao final do transitório do GDSC principal ( $h_d = 1$ ), como o *flag* de inicialização retorna para nível lógico 0, a entrada do filtro GDSC auxiliar retorna a zero, limpando o *buffer* e disponibilizando o filtro para ser aplicado novamente em outro salto de fase.

O comportamento do GDSC auxiliar pode ser compreendido ao obter-se o modelo equivalente. Utilizando os parâmetros das operações GDSC da Tabela 8, projetadas para obter o sinal c.c., chega-se ao modelo do filtro:

$$\vec{f}_{ABCDE(h_d=0)}(k) = \frac{1}{32} \sum_{n=0}^{31} \vec{s}_{\alpha\beta} \left( k - n \frac{N}{32} \right). \quad (3.39)$$

Para o sinal de entrada composto apenas por componente contínua ocorrendo de forma

Tabela 8 – Parâmetros do GDSC auxiliar.

<b>Operação</b>	<b><math>\theta_r</math> (rad)</b>	<b><math>k_d</math></b>	<b><math>\vec{a}</math></b>
A <sub>0</sub>	0	$N/2$	1/2
B <sub>0</sub>	0	$N/4$	1/2
C <sub>0</sub>	0	$N/8$	1/2
D <sub>0</sub>	0	$N/16$	1/2
E <sub>0</sub>	0	$N/32$	1/2

Fonte: O autor (2018).

súbita na entrada do GDSC com *buffer* limpo:

$$\vec{s}_{\alpha\beta}(k) = \tilde{S} \cdot H(k) \quad (3.40)$$

e substituindo (3.40) na Equação (3.39), resulta em

$$\vec{f}_{ABCDE(h_d=0)}(k) = \tilde{S} \frac{1}{32} \sum_{n=0}^{31} H \left( k - n \frac{N}{32} \right). \quad (3.41)$$

Novamente é utilizado o recurso de representar o somatório pela variável  $\gamma(k)$ :

$$\vec{f}_{ABCDE(h_d=0)}(k) = \tilde{S} \cdot \gamma(k), \quad (3.42)$$

em que  $\gamma(k)$  possui a mesma equação dada em (3.22). Portanto, durante a inicialização, enquanto o módulo do vetor espacial na saída do GDSC auxiliar começa de forma atenuada, a fase já está disponível. Para a ocorrência de um salto de fase sem outras perturbações simultaneamente, a fase do GDSC auxiliar já apresenta a amplitude do salto sem atenuação, no entanto, quando outras perturbações estão adicionadas (além do salto de fase), estas têm seus efeitos atenuados sobre o ângulo do salto.

A implementação do lado esquerdo da Equação (3.38), seguida da aplicação do filtro GDSC auxiliar, facilita a atenuação do efeito da componente não periódica. O filtro aplicado ao vetor espacial obtido na Equação (3.38) cobre os casos possíveis de componente c.c. de decaimento exponencial. Visto que as componentes de decaimento c.c. com constante de tempo grande têm seu espectro de frequências mais concentrado nas harmônicas e inter-harmônicas de baixa ordem, por isso sua contribuição na resposta transitória será mais atenuada pela operação  $A_0$ . Já as componentes aperiódicas com constante de tempo pequena têm seu espectro de frequências mais distribuído nas harmônicas e inter-harmônicas de ordem elevada, por isso sua contribuição na resposta transitória será atenuada pelas operações rápidas  $B_0, C_0, D_0, E_0$ .

### 3.3.2.3 Filtragem do Ângulo Após o GDSC

Conforme foi abordado, é prudente pensar que o salto de fase dificilmente ocorrerá de forma isolada após uma falta. É frequente que esta seja acompanhada de uma componente c.c. de decaimento exponencial e, possivelmente, harmônicos, tanto de sequência positiva quanto de sequência negativa. Dessa forma, embora o ângulo do salto de fase tenha sido obtido após as etapas de aplicação da Equação (3.38) e filtro GDSC auxiliar ( $h_d = 0$ ), este deve permanecer estável o suficiente para ser aplicado. Ocorre que, entre estimações, mesmo aplicando as etapas anteriores, ainda podem haver rápidas oscilações devido às perturbações de grandes intensidades.

Utilizou-se um filtro Butterworth de segunda ordem com frequência de corte em 300 Hz aplicado ao valor do ângulo do salto, obtido na saída do filtro GDSC auxiliar ( $h_d = 0$ ), obtendo-se o ângulo do salto estimado filtrado ( $\varphi_f$ ) que torna a convergência da solução mais estável.

É necessário verificar se a solução do ângulo do salto permanece estável, ou seja, se entrou na região de convergência. Para isso, é utilizada a seguinte condição:

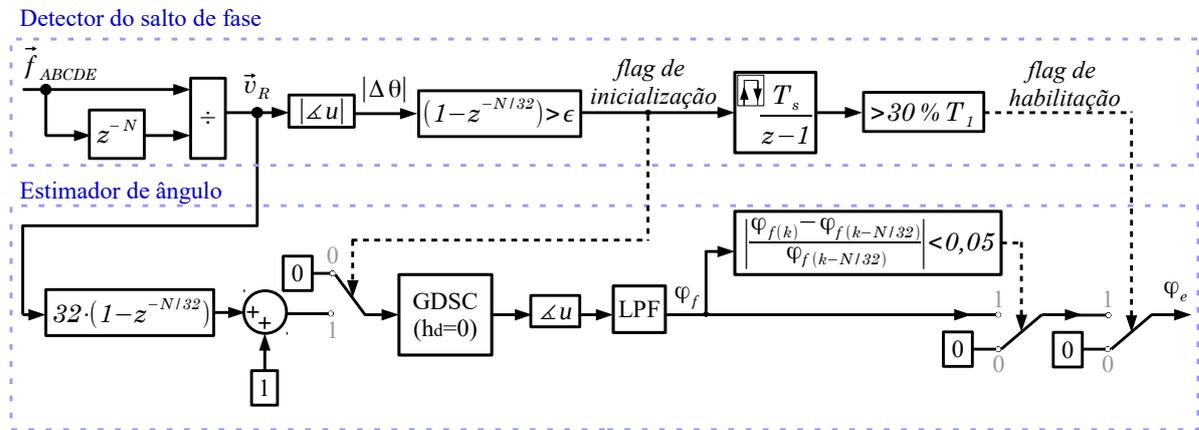
$$\left| \frac{\varphi_f(k) - \varphi_f(k - N/32)}{\varphi_f(k - N/32)} \right| < 0,05, \quad (3.43)$$

junto ao *flag* de habilitação do *detector de salto de fase*. Quando ambas as condições são satisfeitas, é permitido que o ângulo obtido seja utilizado para a compensação da fase do vetor espacial  $\vec{f}_{ABCDE}(k)$ .

É possível ainda, a depender da quantidade e intensidade das perturbações, adotar um tempo máximo de 5% de um ciclo, dentro do intervalo necessário para gerar o *flag* de habilitação do detector do salto de fase, no qual a solução deve permanecer dentro da região de convergência e assim evitar oscilações na resposta.

A Figura 31 mostra o diagrama que resume as etapas de detecção e estimação. O esquema foi projetado de modo a tornar o método de estimação estável em condições de perturbações severas na rede. Caso o método seja aplicado a sistemas sujeitos a perturbações menos severas, módulos desse sistema podem ser retirados, diminuindo a carga computacional.

Figura 31 – Diagrama em blocos do detector de salto de fase e estimador de ângulo.



Fonte: O autor (2018).

### 3.4 COMPENSADOR DE FASE

Após ser obtido o ângulo de salto de fase estimado ( $\varphi_e$ ) é necessária a sua utilização a fim de realizar a compensação do ângulo de fase do vetor espacial  $\vec{f}_{ABCDE}(k)$  fornecido ao SRF-PLL durante o transitório. Sob a hipótese de que, antes do salto de fase, a saída do GDSC encontrava-se em regime, seu ângulo de fase corresponde ao do vetor espacial FFPS é

$$\angle \vec{f}_{ABCDE}(k) = \omega_1 k T_s + \theta_0. \quad (3.44)$$

Somente após  $31N/32$  amostras depois do salto de fase, a saída do GDSC será

$$\angle \vec{f}_{ABCDE}(k) = \omega_1 k T_s + \theta_0 + \varphi \quad (3.45)$$

e, durante o transitório do GDSC, o ângulo de fase na saída da operação E é dada por:

$$\angle \vec{f}_{ABCDE}(k) = \omega_1 k T_s + \theta_0 + \Delta\theta(k), \quad (3.46)$$

em que, conforme já mencionado,

$$\Delta\theta(k) = \angle \left[ \frac{\vec{f}_{ABCDE}(k)}{\vec{f}_{ABCDE}(k-N)} \right]. \quad (3.47)$$

O método de compensação durante o transitório do salto de fase, consiste em somar à fase de  $\vec{f}_{ABCDE}(k)$  a parcela  $\varphi_e - \Delta\theta(k)$ , em que  $\varphi_e$  é o valor estimado do ângulo do salto de fase até o final do transitório, de modo a fornecer a direção correta do vetor FFPS presente na entrada da operação GDSC “A”. Então,

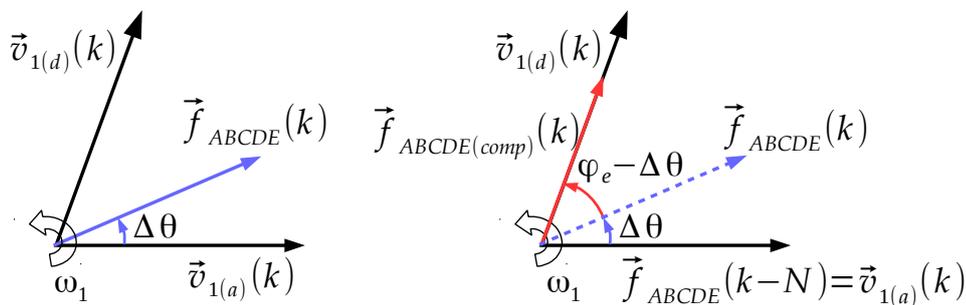
$$\angle \vec{f}_{ABCDE(comp)}(k) = \angle \vec{f}_{ABCDE}(k) + [\varphi_e - \Delta\theta(k)], \quad (3.48)$$

como pode ser visto na Figura 32. Na forma complexa tem-se a Equação (3.49) e na forma matricial a Equação (3.50):

$$\vec{f}_{ABCDE(comp)}(k) = e^{j[\varphi_e - \Delta\theta(k)]} \vec{f}_{ABCDE}(k), \quad (3.49)$$

$$\begin{bmatrix} f_{ABCDE(comp)\alpha} \\ f_{ABCDE(comp)\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos[\varphi_e - \Delta\theta(k)] & -\text{sen}[\varphi_e - \Delta\theta(k)] \\ \text{sen}[\varphi_e - \Delta\theta(k)] & \cos[\varphi_e - \Delta\theta(k)] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_{ABCDE\alpha} \\ f_{ABCDE\beta} \end{bmatrix}. \quad (3.50)$$

Figura 32 – Vetores espaciais durante a compensação do ângulo de fase.

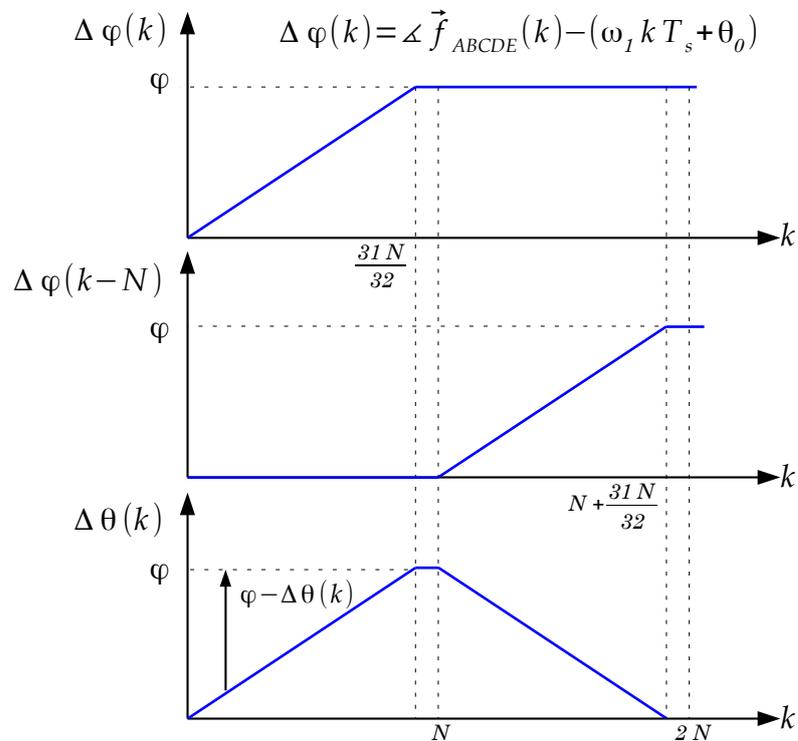


Fonte: O autor (2018).

O ângulo de fase a ser somado ao de  $\vec{f}_{ABCDE}$  pode ser entendido graficamente como segue. Sob operação em regime permanente e antes da ocorrência de um salto de fase, a posição angular de  $\vec{f}_{ABCDE}(k)$  é dada por  $(\omega_1 k T_s + \theta_0)$ . Quando o sinal de entrada experimenta um salto de fase  $\varphi$ , se o *buffer* do GDSC tiver sido preenchido, o ângulo de fase de  $\vec{f}_{ABCDE}(k)$  não

converge para o valor correto ( $\omega_1 k T_s + \theta_0 + \varphi$ ) instantaneamente, como mostrado na Figura 33. O ângulo de fase de  $\vec{f}_{ABCDE}(k - N)$  começa a ser influenciado pelo salto de fase na N-ésima amostra, convergindo para o valor ( $\omega_1 k T_s + \theta_0 + \varphi$ ) na amostra ( $N + 31N/32$ ). A diferença entre estas posições angulares está também apresentada na Figura 33. De modo que, para corrigir o ângulo de fase de  $\vec{f}_{ABCDE}(k)$  usando o ângulo de fase estimado, durante o transitório em que o ângulo de fase de  $\vec{f}_{ABCDE}(k)$  está convergindo para o valor correto, soma-se  $\varphi - \Delta\theta(k)$  a ele. Esta soma deve ocorrer enquanto a taxa de variação de  $|\Delta\theta(k)|$  é positiva. De fato, quando a taxa de variação de  $|\Delta\theta(k)|$  é negativa, o *flag* de inicialização torna-se 0 (Figura 31).

Figura 33 – Compensação da fase na entrada do SRF-PLL.



Fonte: O autor (2018).

### 3.5 SRF-PLL MODIFICADO

Além das técnicas aplicadas ao vetor espacial  $\vec{f}_{ABCDE}$  para obter o vetor espacial  $\vec{f}_{ABCDE(comp)}(k)$ , este último fornecido ao SRF-PLL. Avaliou-se que é possível otimizar o desempenho do GDSC-PLL com compensador de salto de fase, atuando no controlador do SRF-PLL. Considerou-se inicialmente a utilização de ganho adaptativo para atuar no controlador PI, diminuindo o termo integral quanto maior o sinal do erro. Porém, a abordagem aumenta o tempo de estabelecimento quando o salto de fase tem grande amplitude, do mesmo modo que ocorreu para o SRF-PLL sem pré-filtro (GHARTEMANI et al., 2012).

A utilização de modelos de pequenos sinais e compensadores de avanço de fase também foram ponderados, porém, a abordagem tem como princípio a operação em torno do ponto de operação, o que não é suficiente para o salto de fase. Além do mais, o compensador permanece na malha de controle e diminui a margem de estabilidade, cujo projeto deve ser cauteloso.

Tratando-se de uma contingência ao sistema elétrico como, por exemplo, um curto-circuito, no qual o salto de fase está presente, o estado do sistema, isto é, seu ponto de operação, muda drasticamente, de modo que abordagens que consideram modelos em pequenos sinais estão mais propensas a falhas. Dessa forma, foi proposta uma nova abordagem levando em consideração que o GDSC com compensação do salto de fase impõe ao SRF-PLL um degrau de fase, quando é utilizado o vetor espacial  $\vec{f}_{ABCDE}(k)$  compensado ( $\vec{f}_{ABCDE(comp)}(k)$ ) durante o transitório do GDSC. Essa é uma demanda nova para os sistemas que possuem pré-filtro visto que, até então, não havia a possibilidade do sinal filtrado apresentar um salto de fase.

Outro fato a ser ponderado é que, durante o tempo que leva o transitório do GDSC, a frequência do sistema elétrico, mesmo variando, apresentará dinâmica muito lenta. Dessa maneira, o controlador PI, correntemente utilizado no SRF-PLL (KAURA; BLASKO, 1997; ARRUDA; SILVA; FILHO, 2001; ROLIM; COSTA; AREDES, 2006), fornecerá erro nulo em regime para degraus de frequência e degraus (saltos) de fase. Entretanto, o controlador PI também responderá com sobressinal ao salto de fase, no momento da utilização do vetor espacial  $\vec{f}_{ABCDE(comp)}$ , quanto menor for a largura de banda da malha.

Após o salto de fase, se o *estimador de ângulo* indicar a amplitude do salto de fase, o controlador pode ser trocado por um controlador proporcional (P) por um curto período no qual o compensador de fase atua. A utilização do controlador P garante erro de regime nulo para saltos de fase, uma aplicação do Princípio do Modelo Interno aplicado ao SRF-PLL.

Conforme exposto, o controlador PI no SRF-PLL, como visto na Figura 34, não é mais fixo. Durante o salto de fase, se o ângulo de salto estimado converge, o controlador selecionado para aumento do desempenho será o controlador P. Quando o transitório devido ao salto de fase termina no GDSC, o termo integral do controlador PI tem o *buffer* limpo e o controlador do SRF-PLL volta a ser PI. Isso faz com que a dinâmica do termo integral após o salto não sofra o efeito do transitório e também que a sintonia do controlador PI seja independente do controlador P ativo durante a compensação.

A escolha do ganho do controlador P utilizado durante o transitório do GDSC foi realizada sob o método do controle *deadbeat*, tendo sido utilizado para controle de conversores em Mattavelli (2005), Mohamed e El-Saadany (2007), Andreta (2014).

Inicia-se a obtenção do ganho pela função de transferência do integrador que fornece o ângulo de fase do SRF-PLL:

$$F_{int}(z) = \frac{T_s}{z - 1}. \quad (3.51)$$



quanto para saltos de fase na entrada do GDSC-PLL. Esse fato é conhecido para o SRF-PLL por acoplamento fase/frequência (GOLESTAN; GUERRERO; VASQUEZ, 2017; GHARTEMANI et al., 2012). De modo que após um salto de fase, a frequência fundamental estimada pelo GDSC-PLL primário fornecerá uma oscilação rápida no número estimado de amostras por ciclo. No caso do GDSC, devido às elevadas taxas de variação da diferença de fase ( $\Delta\theta$ ) fornecida durante todo o transitório.

Para diminuir esse inconveniente, o A-GDSC-PLL proposto por Neves et al. (2012) utiliza um LPF Butterworth de segunda ordem com frequência de corte de 2,5 Hz, este evita que as grandes oscilações na frequência estimada pelo GDSC-PLL primário sejam utilizadas na estimação do número de amostras por ciclo, utilizado pelo GDSC-PLL secundário. Este procedimento apesar de diminuir a velocidade da resposta dinâmica, pode ser aplicado, pois como o pré-filtro GDSC não apresenta saltos na saída e não é esperado que a frequência da rede varie mais que 2,5 Hz/s, essa solução estava adequada. No caso em que a frequência varie mais que isso, o erro fica geralmente dentro dos limites aceitáveis para a maioria das aplicações.

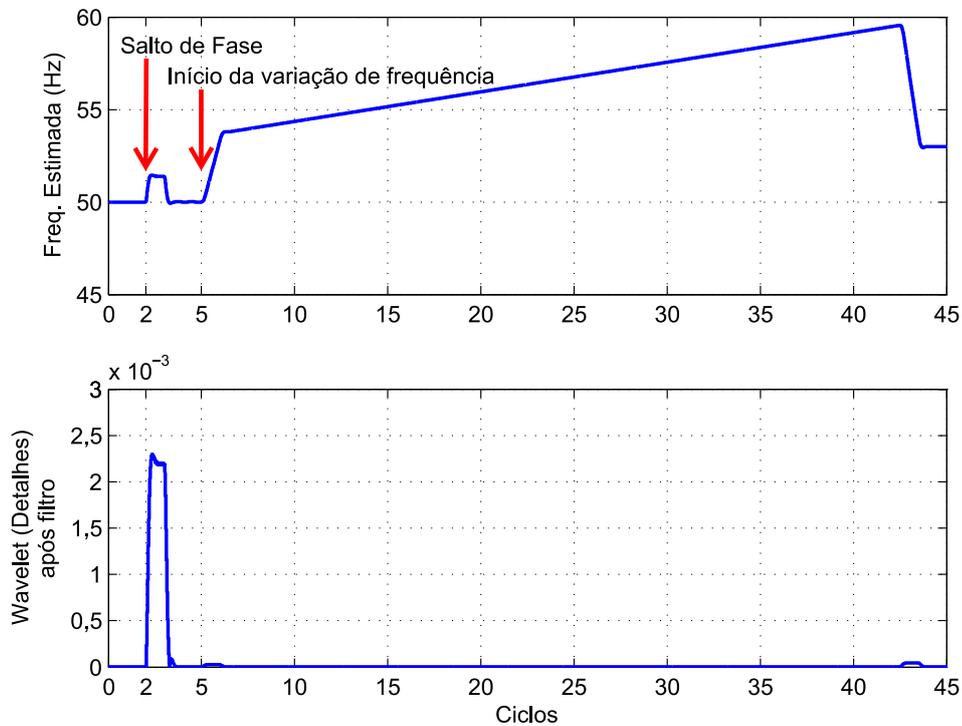
A adaptabilidade em frequência do A-GDSC-PLL proposto por Neves et al. (2012) pode ser aplicada para o A-GDSC-PLL com compensação do salto de fase. No entanto, foram feitas outras tentativas visando o aumento da velocidade da resposta dinâmica durante variações de frequência. Como rejeitar as perturbações e evitar a utilização do LPF Butterworth, pela diminuição da largura de banda do SRF-PLL primário. Porém, não ofereceu melhora, pois levou a maior tempo de assentamento pós-salto.

Como em situações reais não é esperado saltos ou variações rápidas na frequência, para evitar que oscilações rápidas no sinal da frequência estimada pelo GDSC-PLL primário sejam utilizadas na estimação do número de amostras por ciclo, foi utilizada a transformada wavelet. A wavelet é aplicada ao sinal de saída do controlador do GDSC-PLL primário ( $\Delta\omega$ ), que utiliza apenas um controlador PI com elevada largura de banda. A wavelet diferencia variações rápidas causadas, por exemplo, por saltos de fase de variações de frequência em rampa (esse modelo de variação de frequência está mais próximo da realidade). Trabalhos mostraram o sucesso da aplicação da transformada wavelet em outras áreas, como conversores conectados à rede (KAMBLE; MATE; WAWARE, 2013), em análise de faltas em geradores (PEREIRA, 2016) e em transformadores (SALEH; SCAPLEN; RAHMAN, 2011).

Após testes de algumas wavelets como a de Haar e Symlets, foi adotada a wavelet de Daubechies de ordem 4 pelo maior uso na literatura pesquisada, facilitando sua implementação. Foi utilizado o coeficiente de detalhes da wavelet aplicada apenas uma vez (um nível). Propôs-se a regra de manter a frequência anterior à detecção de variações rápidas na resposta de atuação do controlador do SRF-PLL primário. Para isso, o coeficiente de detalhes da wavelet passa pela aplicação de um LPF Butterworth de segunda ordem com frequência de corte de 100 Hz cujo valor absoluto da saída deve ser maior que o limiar de  $2 \cdot 10^{-4}$ . Se a condição for satisfeita, a frequência anterior a variação abrupta será utilizada. O limiar para comparação foi estabelecido

para o valor de um salto de fase de  $10^\circ$ , escolhido em função da sensibilidade do bloco *detector de salto de fase*, enquanto a frequência de corte do filtro LPF foi definida de modo a não produzir atrasos excessivos à solução.

Figura 35 – Aplicação da wavelet à frequência fornecida pelo GDSC-PLL primário.

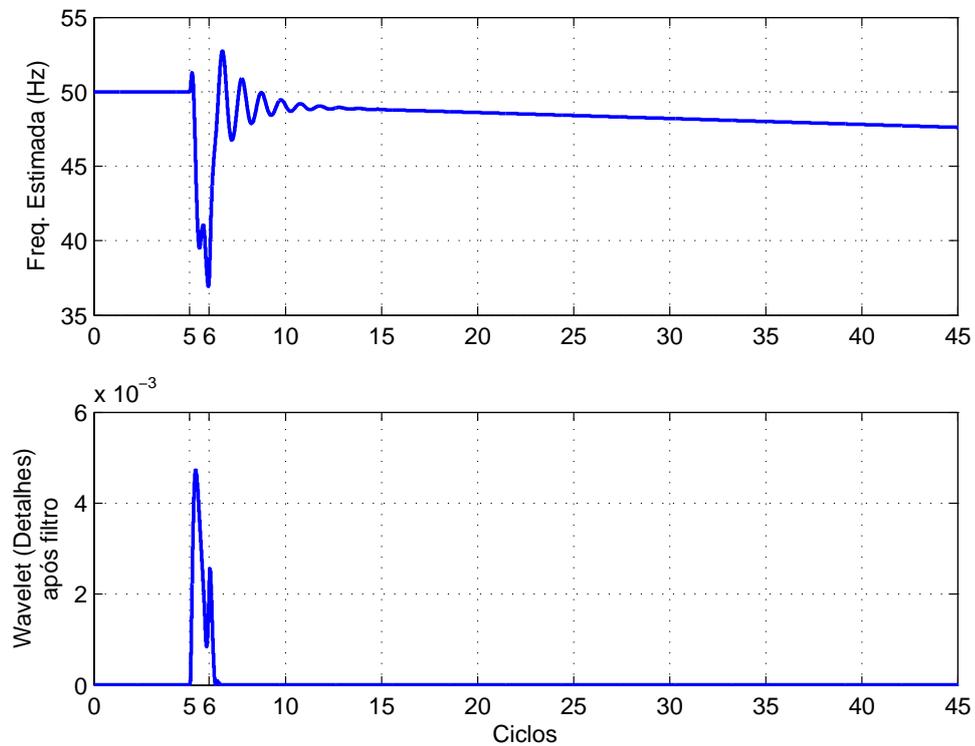


Fonte: O autor (2018).

Conforme mostrado na Figura 35, há identificação para um salto de fase de  $10^\circ$ , porém sem indicação para variações extremas de frequência, de 50 Hz a 53 Hz com taxa de variação de 4 Hz/s. Já na Figura 36 há identificação do salto de fase ( $-60^\circ$ ) em um cenário em que foram somados os efeitos de harmônicas (DHT = 5%) e variação extrema de frequência em rampa iniciadas no mesmo instante do salto de fase, este caso é o mesmo detalhado no teste 20 do Capítulo 4.

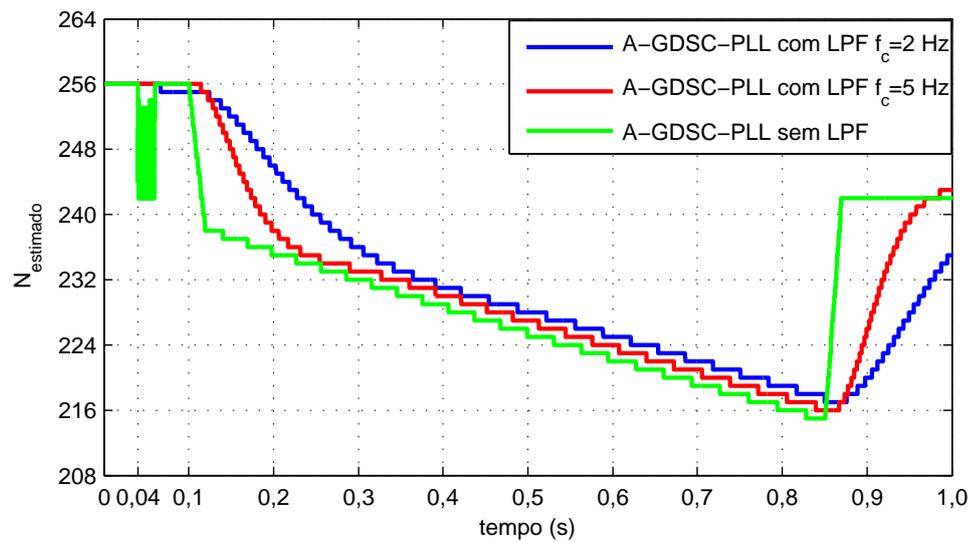
A utilização dessa técnica permitiu o aumento da frequência de corte do filtro Butterworth utilizado para estimação do número de amostras por ciclo de 2,5 Hz conforme proposto por Neves et al. (2012) para 5 Hz. A Figura 37 mostra, como esperado, o aumento da velocidade de resposta dinâmica da estimação do número de amostras por ciclo para variação de frequência em rampa de 50 Hz a 53 Hz com taxa de variação de 4 Hz/s. Observa-se que a wavelet não permitiu que fosse utilizada a variação devido ao salto de fase de  $10^\circ$ , ocorrido em 0,04 s.

Figura 36 – Aplicação da wavelet à frequência fornecida pelo GDSC-PLL primário para um caso de perturbações simultâneas a um salto de fase de  $-60^\circ$ .



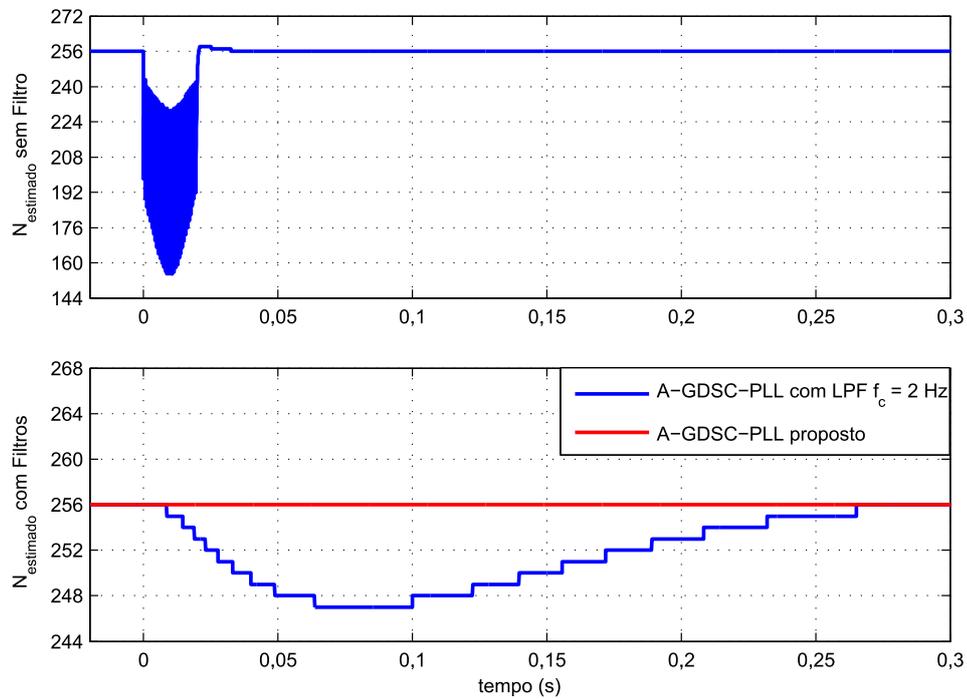
Fonte: O autor (2018).

Figura 37 – Número estimado de amostras por ciclo utilizando o A-GDSC-PLL proposto por Neves et al. (2012) e o A-GDSC-PLL sugerido.



Fonte: O autor (2018).

Figura 38 – Comparação do desempenho da estimação do número de amostras em um ciclo utilizando o A-GDSC-PLL proposto por Neves et al. (2012) e o A-GDSC-PLL sugerido na ocorrência do salto de fase de  $90^\circ$  ( $f_1 = 50$  Hz,  $N_{nom} = 256$ ).

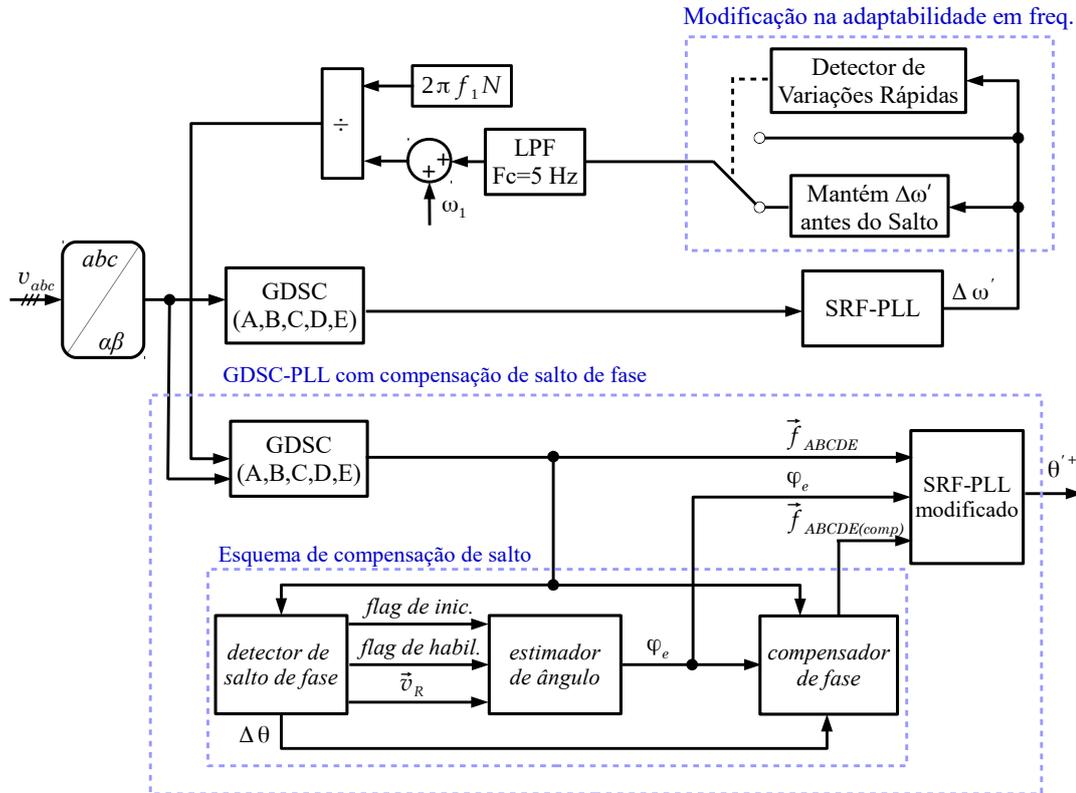


Fonte: O autor (2018).

A Figura 38 mostra o efeito da utilização da wavelet sobre a estimação do número de amostras por ciclo. Percebe-se que para grandes saltos a técnica permitiu chavear o caminho de dados de modo a não propagar a falsa variação de frequência. Apesar de ser possível utilizar o sinal também como detector de salto de fase para o GDSC-PLL secundário, este aumentaria o acoplamento entre as duas malhas de controle, o que torna difícil garantir a estabilidade em situações de redes com perturbações frequentes e severas.

A Figura 39 mostra o A-GDSC-PLL com compensação de salto de fase demarcado pela linha tracejada, tal como foi mostrado na Figura 20 da seção 3.1, o qual teve seu funcionamento detalhado. A Figura 39 também mostra a modificação na adaptabilidade em frequência, demarcada pela linha tracejada.

Figura 39 – Diagrama do GDSC-PLL com estimador do salto de fase, adaptativo em frequência.



Fonte: O autor (2018).

### 3.7 RESUMO DO CAPÍTULO

O capítulo aborda o A-GDSC-PLL com compensação de salto de fase. Primeiro é descrito o detector de salto de fase utilizando a diferença de fase ( $\Delta\theta(k)$ ) para a geração de sinais de alerta. O estimador do ângulo utiliza a resposta transitória fornecida pelo filtro GDSC devido ao salto de fase e o vetor espacial  $\vec{v}_R$ . Os efeitos da ocorrência de outras perturbações simultâneas sobre a estimação são mitigados, utilizando outro filtro GDSC, sintonizado para obter a componente contínua, iniciado com o *buffer* limpo. Prevendo oscilações, foi desenvolvido um procedimento de filtragem do ângulo obtido e verificação da convergência da solução.

Também foi abordado o compensador de fase que fornece ao SRF-PLL a posição estimada do vetor FFPS. Devido à compensação, o SRF-PLL precisou ser modificado. Incluiu-se um controlador P *deadbeat*, utilizado apenas para o aumento da velocidade e melhorar a estabilidade da resposta durante o transitório.

Foi mostrado que a adaptabilidade em frequência pode ser melhorada utilizando o A-GDSC-PLL pelo uso da transformada wavelet aplicada a saída do controlador do GDSC-PLL primário, evitando que falsas variações de frequência sejam utilizadas pelo GDSC-PLL secundário. Com isso, o filtro passa-baixas necessário pôde ter sua frequência de corte aumentada, melhorando a velocidade da resposta às variações de frequência em rampa.

## 4 RESULTADOS

Neste capítulo, submetemos o A-GDSC-PLL com compensação de salto de fase a sinais de perturbações e comparamos seu desempenho ao do A-GDSC-PLL original proposto por Neves et al. (2012), ao do DDSRF-PLL aperfeiçoado conforme Golestan, Monfared e Freijedo (2013) e ao do DSOGI-PLL aperfeiçoado conforme Golestan et al. (2014). Esses métodos são apresentados no Capítulo 2. Em linhas gerais, os sinais de teste utilizados seguem a mesma sistemática utilizada em Batista (2017), onde foi realizada uma pesquisa das especificações encontradas em normas que são aplicáveis aos sistemas de geração distribuída e ao desempenho dos métodos de sincronização, assim como os principais testes realizados em artigos. É dada maior atenção à análise dos resultados cujas perturbações envolvam o salto de fase, pois esse é o tema principal desta dissertação.

### 4.1 CONJUNTO DE SINAIS PARA TESTE

Com a finalidade de comparar o desempenho dos métodos citados sob diversas condições operacionais do sistema elétrico de potência, foi necessária a escolha de um conjunto de sinais de perturbações representativas. Desta forma, definiram-se:

- Amplitude da componente fundamental de sequência positiva (operação em regime permanente, afundamentos e sobretensões balanceados);
- Amplitude da componente fundamental de sequência negativa (desbalanços);
- Presença de componentes harmônicas;
- Presença de componentes inter-harmônicas e contínuas de decaimento exponencial;
- Variação de frequência em rampa;
- Variação de fase em degrau (salto de fase);
- Combinação das condições anteriores.

Além da escolha qualitativa, ou seja, quais sinais aplicar, é também importante a definição quantitativa, ou seja, os valores das intensidades dos sinais de teste, os quais seguiram o balizamento de normas nacionais e internacionais:

- IEEE 1547 – Interconexão de elementos distribuídos com sistemas elétricos de potência (IEEE, 2003);
- BDEW – Padrão alemão para médias e altas tensões (BDEW, 2008);

- VDE-AR-N 4105 – Padrão alemão para baixas tensões (VDE, 2011);
- IEC 61727 – Requisitos para conexão de painéis solares (IEC, 2004);
- NTC 905200 – Acesso de micro e minigeração distribuída ao sistema Copel (COPEL, 2014);
- IEEE C37.118.1 - Padrão para medição de sincrofasores em sistemas de potência (IEEE, 2011).

Essas normas estão em consonância com esta dissertação, pois têm como objetivo comum a manutenção da qualidade de energia nas redes de baixa e média tensão, cujos sistemas de geração acessantes sejam fontes de geração distribuída. A opção por escolher uma norma de distribuidora nacional, no caso a Copel, justifica pelo fato de que algumas de suas exigências aos acessantes do sistema elétrico interligado mostraram-se mais restritivas que os procedimentos de rede (ANEEL, 2015).

Outra padronização que seguiu a sistemática de testes de Batista (2017) foi o momento inicial no qual a perturbação é inserida ao sinal do sistema elétrico simulado. Adotou-se a regra de que o ângulo em graus do momento da inserção da perturbação é igual ao número do caso multiplicado por 15 graus. Dessa forma, se a perturbação, seja ela qual for, está no Caso 11 (C11), o ângulo em que ela ocorrerá será  $11 \cdot 15^\circ = 165^\circ$ . Essa regra permite simular a ocorrência de perturbações em ângulos de fase diversos. Para todos os casos, a amplitude e frequência nominal da componente FFPS são 100% e 50 Hz, respectivamente. A taxa de amostragem foi ajustada de modo que o número de amostras por ciclo (N) seja 256, logo  $f_s = 256 \cdot 50 = 12,8$  kHz.

## 4.2 FIGURAS DE MÉRITO

- **Tempo de convergência (critério de 2%)**

É o tempo necessário para que a variável sob controle permaneça em uma faixa de valores de 2% do valor correto da amplitude ou do ângulo da FFPS. Os tempos de convergência na estimação da amplitude e do ângulo de fase da componente FFPS são representados por  $t_{c(amp)}$  e  $t_{c(ang)}$ , respectivamente.

É necessário ponderar também que a amplitude ou ângulo de fase podem sofrer alterações quando outras variáveis do sistema passarem por mudanças. Por exemplo, erro de fase quando há somente um afundamento do sinal. Nesse caso, uma vez que não há salto de fase, o critério adotado para o tempo de convergência será diferente:

- Para amplitude da componente FFPS, o erro absoluto deverá ser menor que 2 unidades, ou seja, 2% do valor nominal;
- Para ângulo de fase, o erro absoluto deverá ser menor que  $1,5^\circ$ .

- **Sobressinal máximo**

É o valor de pico da curva de resposta em relação ao valor final do regime estacionário e será representada por  $ss$ . O sobressinal de ângulo de fase será apresentado em percentual apenas para os casos que envolvem salto de fase, pois apresentam compatibilidade com a grandeza variada, nos demais será apresentado o valor em graus.

- **Distorção Harmônica Total Vetorial – DHTV**

A DHTV (*Vector Total Harmonic Distortion: VTHD*) (NEVES et al., 2012) é um índice calculado para sistemas trifásicos em regime estacionário, proposto inicialmente para quantificar a distorção harmônica e desbalanços. A DHTV é capaz de avaliar a distorção quando outras componentes harmônicas de sequência positiva e negativa estão presentes nos sinais trifásicos, como observado na Equação (4.1).

O conceito de DHTV é mais geral que a Distorção Harmônica Total (DHT), pois a DHT é aplicada a cada fase e mesmo sendo nula, o sistema trifásico pode apresentar componentes harmônicas de sequência positiva e negativa. Para exemplificar, desbalanços presentes no sistema elétrico trifásico apresentam para cada fase uma DHT nula, todavia a DHTV será não nula (SOUZA, 2012).

$$DHTV = \sqrt{\frac{\sum_{h_s=-\infty}^0 (S_{\alpha\beta}^{(h_s)})^2 + \sum_{h_s=2}^{\infty} (S_{\alpha\beta}^{(h_s)})^2}{(S_{\alpha\beta}^{(1)})^2}} 100\% \quad (4.1)$$

Nas normas pesquisadas os índices de distorção não levam em consideração a sequência dos harmônicos, sendo o mais DHT um dos índices utilizados. Em ANEEL (2015), por exemplo, há um fator de desequilíbrio calculado para cada fase do sistema elétrico definido pela relação entre a tensão eficaz FFNS e a tensão eficaz FFPS.

Como o enfoque desta dissertação é a melhoria da resposta do A-GDSC-PLL ao salto de fase, é dado maior destaque aos resultados cujos testes envolvam essa perturbação. Para os demais casos simulados, o A-GDSC-PLL com compensação de salto de fase não pode oferecer menor desempenho em relação ao A-GDSC-PLL de Neves et al. (2012).

### 4.3 CASOS DE TESTE

São apresentados vários casos de simulação.

#### 4.3.1 Amplitude da Componente Fundamental de Sequência Positiva

Há grande diversidade entre as normas citadas na Seção 4.1 sobre as condições para a continuidade do fornecimento de potência pelas fontes de geração. Estas normas impõem limites

às tensões, cuja violação implica desconectar a fonte do sistema elétrico. Quanto maior o desvio da condição nominal do sistema, menor o tempo que a fonte deve permanecer conectada ao sistema elétrico. Por exemplo, a norma IEEE 1547 é bastante permissiva, somente há desconexão imediata quando as tensões forem maiores que 120% do valor nominal, ou quando estiverem menores que 50% do valor nominal. Já a norma BDEW recomenda a não desconexão da geração distribuída durante afundamento momentâneo de tensão, permitindo uma atuação lenta do sistema de proteção para tensões entre 10% e 90% do valor nominal.

Em termos de variação do valor da componente FFPS, foram considerados aqui os seguintes casos de teste (cada percentual é relativo ao valor nominal):

- (C01) Afundamento extremo: 10%;
- (C02) Afundamento severo: 50%;
- (C03) Afundamento moderado: 92%;
- (C04) Sobretensão extrema: 120%.

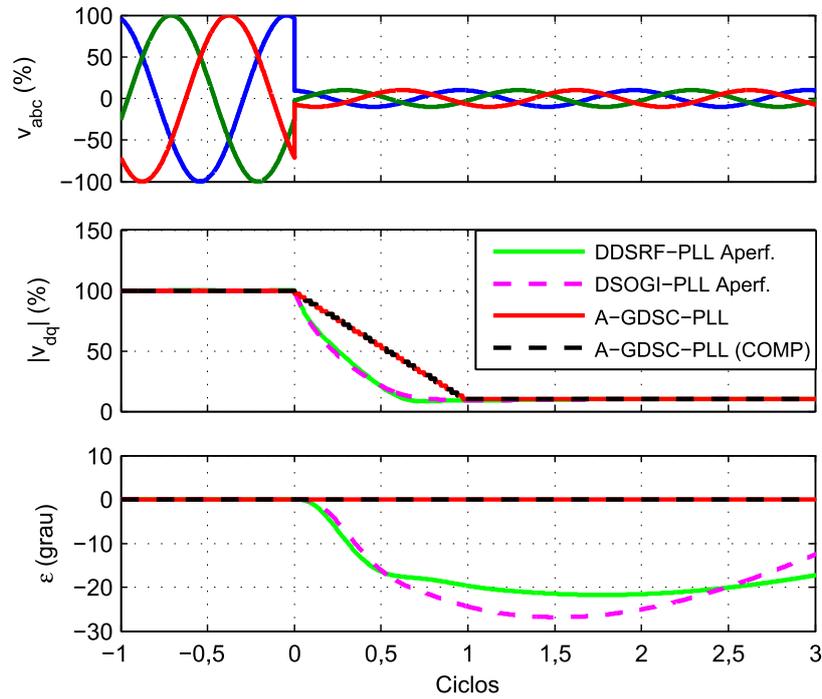
As nomeclaturas “extremo”, “severo” e “moderado” facilitam a leitura da dissertação, mesmo que estas não sejam encontradas em normas. Para cada um dos casos simulados serão apresentados três gráficos:

- Sinal trifásico de entrada;
- Amplitude estimada da componente FFPS ( $|v_{dq}|$ );
- Erro de fase na estimação da componente FFPS ( $\varepsilon$ ).

Nas Figuras 40 a 43 apresentam-se as respostas dos métodos de sincronização para os Casos de teste (C01-C04). Os índices de desempenho estão mostrados na Tabela 9. Observa-se que os métodos A-GDSC-PLL e A-GDSC-PLL com compensação de salto de fase não apresentaram quaisquer erros de fase. Isso é explicável, pois essas implementações utilizam o SRF-PLL normalizado, como descrito na Seção 2.5.3 do Capítulo 2. Logo, não houve nesse caso efeito da amplitude do vetor espacial sobre o ângulo de fase estimado.

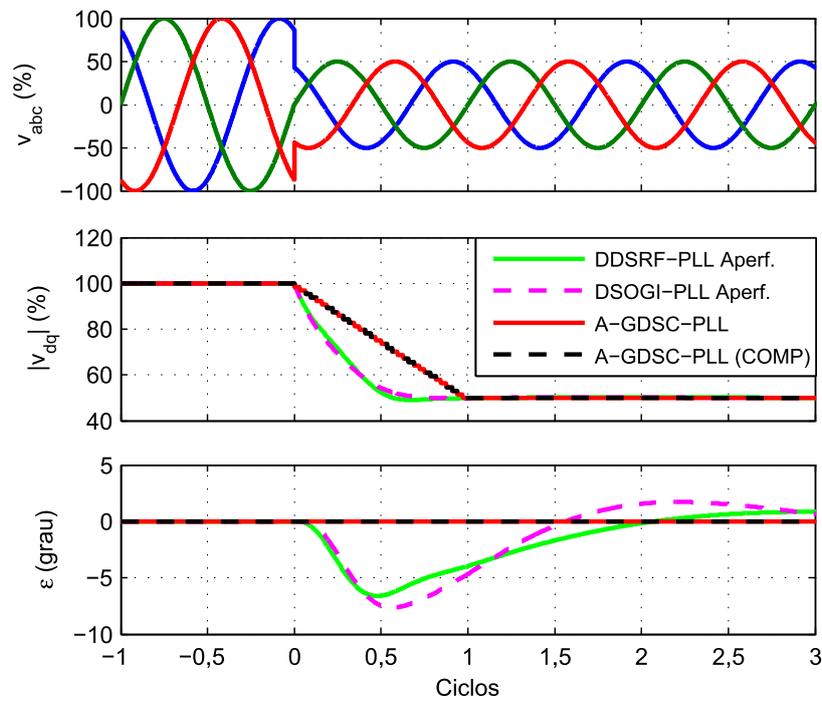
Os erros de fase para os DDSRF-PLL e DSOGI-PLL aumentaram quanto maior foi o desvio da amplitude do vetor espacial em relação ao valor nominal, tanto em relação ao sobressinal quanto ao tempo de estabelecimento. No teste C01 (afundamento extremo), as respostas de ambos os métodos DDSRF-PLL e DSOGI-PLL apresentaram os maiores sobressinais e tempos de estabelecimento (maiores que 3 ciclos), o que restringe a aplicabilidade dessas técnicas para algumas condições operacionais do sistema. Ambas as técnicas foram implementadas conforme descritas em seus respectivos artigos, porém é possível fazer a normalização do sinal modificando o PLL, e dessa maneira melhorar seus desempenhos para afundamentos e sobretensões.

Figura 40 – Respostas dos métodos de sincronização selecionados para o Caso 1.



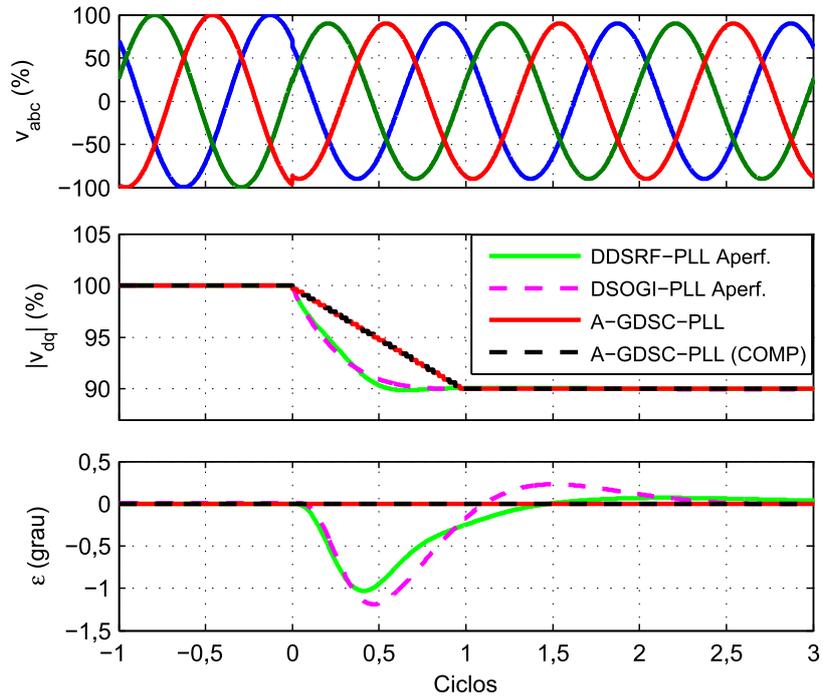
Fonte: O autor (2018).

Figura 41 – Respostas dos métodos de sincronização selecionados para o Caso 2.



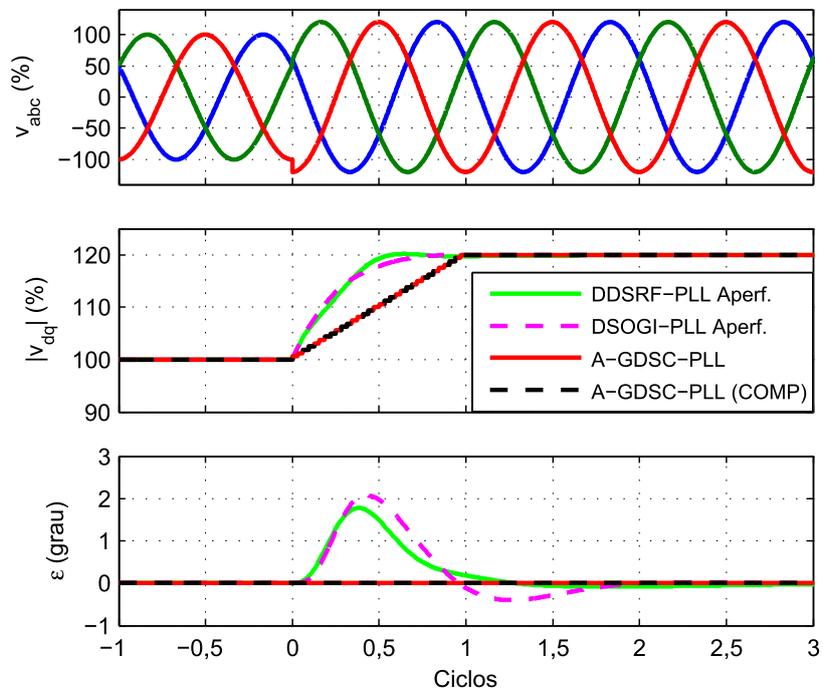
Fonte: O autor (2018).

Figura 42 – Respostas dos métodos de sincronização selecionados para o Caso 3.



Fonte: O autor (2018).

Figura 43 – Respostas dos métodos de sincronização selecionados para o Caso 4.



Fonte: O autor (2018).

Tabela 9 – Desempenho dos métodos de sincronização para os Casos de teste (C01-C04).

<b>Caso</b>	<b>Método de Sincronização</b>	$t_{c(amp)}$ (ciclos)	$t_{c(ang)}$ (ciclos)	$ss$ (graus)	<b>DHTV</b> (%)
C01	DDSRF-PLL	0,6	> 3	-21,8	1,3
	DSOGI-PLL	0,7	> 3	-26,8	0,7
	A-GDSC-PLL	1,0	0	0	0
	A-GDSC-PLL com compensação	1,0	0	0	0
C02	DDSRF-PLL	0,6	1,6	-6,6	0
	DSOGI-PLL	0,6	2,5	-7,6	0
	A-GDSC-PLL	1,0	0	0	0
	A-GDSC-PLL com compensação	1,0	0	0	0
C03	DDSRF-PLL	0,4	0	-1,0	0
	DSOGI-PLL	0,4	0	-1,2	0
	A-GDSC-PLL	1,0	0	0	0
	A-GDSC-PLL com compensação	1,0	0	0	0
C04	DDSRF-PLL	0,4	0,5	1,8	0
	DSOGI-PLL	0,5	0,6	2,1	0
	A-GDSC-PLL	1,0	0	0	0
	A-GDSC-PLL com compensação	1,0	0	0	0

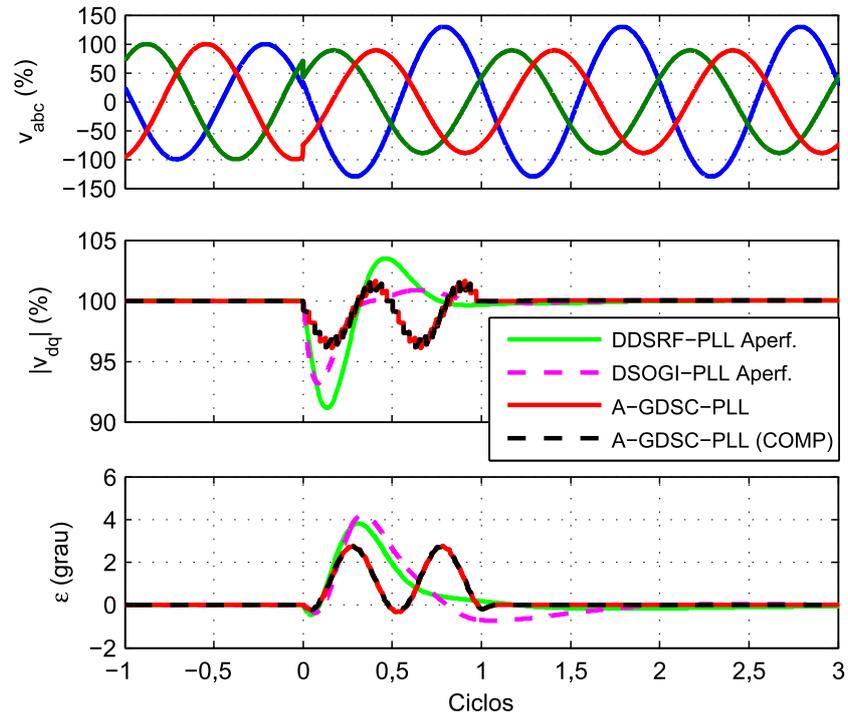
Fonte: O autor (2018).

### 4.3.2 Amplitude da Componente Fundamental de Sequência Negativa

O módulo 8 dos procedimentos de rede da ANEEL, a norma NTC 905200 da Copel e a norma IEEE 1547, especificam valores de componentes FFNS, mas a norma IEEE 1547 permite componentes FFNS maiores que as demais normas (BATISTA, 2017). Dessa forma, a norma IEEE 1547 foi a norma adotada para obter os valores do teste por oferecer maiores desbalanços. Foram consideradas duas situações: (i) afundamento extremo em uma das fases; (ii) afundamento moderado em duas das fases enquanto na outra há uma sobretensão moderada. Definiram-se os casos:

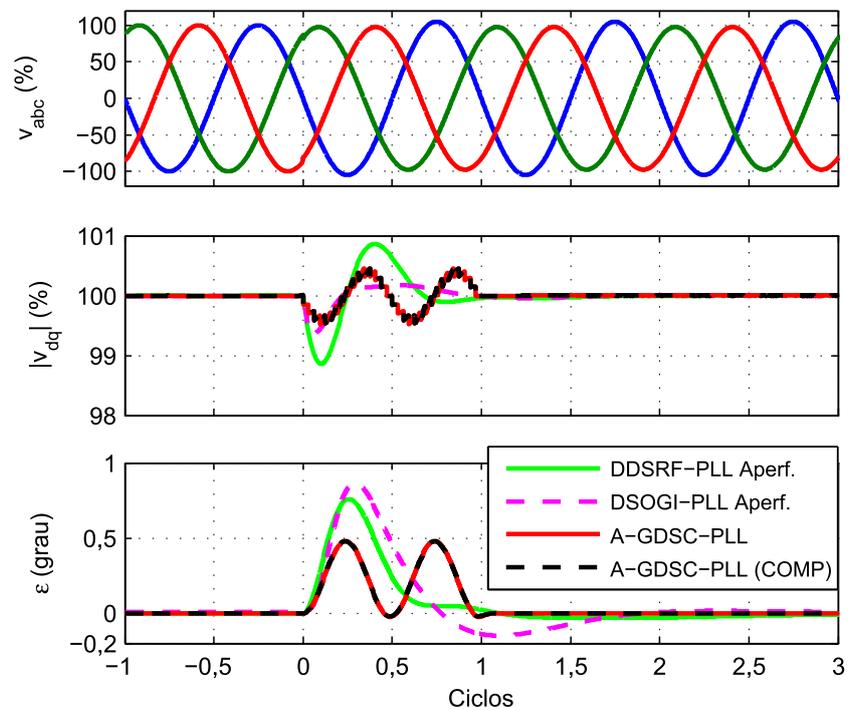
- (C05) Desbalanço severo: 100% da amplitude nominal da componente fundamental de sequência positiva e 30% de sequência negativa;
- (C06) Desbalanço moderado: 100% da amplitude nominal da componente fundamental de sequência positiva e 5% de sequência negativa.

Figura 44 – Respostas dos métodos de sincronização selecionados para o Caso 5.



Fonte: O autor (2018).

Figura 45 – Respostas dos métodos de sincronização selecionados para o Caso 6.



Fonte: O autor (2018).

Os índices de desempenho para os testes (C05) e (C06) estão descritos na Tabela 10. Observando os gráficos nas Figuras 44 e 45, percebe-se que o DSOGI-PLL apresentou o menor  $t_{c(amp)}$ , porém o maior  $ss$ . Ainda nota-se que os quatro métodos de sincronização apresentaram baixos tempos de convergência, tanto para a amplitude, quanto para o ângulo de fase da componente FFPS estimada.

Tabela 10 – Desempenho dos métodos de sincronização para os Casos de teste (C05-C06).

<b>Caso</b>	<b>Método de Sincronização</b>	$t_{c(amp)}$ (ciclos)	$t_{c(ang)}$ (ciclos)	$ss$ (graus)	<b>DHTV</b> (%)
C05	DDSRF-PLL	0,6	0,5	3,8	0
	DSOGI-PLL	0,3	0,6	4,2	0
	A-GDSC-PLL	0,8	0,9	2,7	0
	A-GDSC-PLL com compensação	0,8	0,9	2,7	0
C06	DDSRF-PLL	0	0	0,7	0
	DSOGI-PLL	0	0	0,8	0
	A-GDSC-PLL	0	0	0,5	0
	A-GDSC-PLL com compensação	0	0	0,5	0

Fonte: O autor (2018).

### 4.3.3 Presença de Componentes Harmônicas

Considerando a aplicação em que se deseja identificar a componente FFPS em local de elevada DHT, porém dentro das condições operacionais das normas IEEE 1547, BDEW e PRODIST, limitou-se a composição harmônica à 25ª ordem, visto que componentes de alta frequência não são esperadas em redes de alta e média tensão. As composições harmônicas dos sinais de teste para os Casos C07 a C10 estão apresentadas na Tabela 11. Primeiramente, foram definidos dois casos de teste:

- (C07) Distorção moderada com harmônicas pares: DHT de 5% (valor limite da norma IEEE 1547);
- (C08) Distorção leve com harmônicas pares: DHT de 1%.

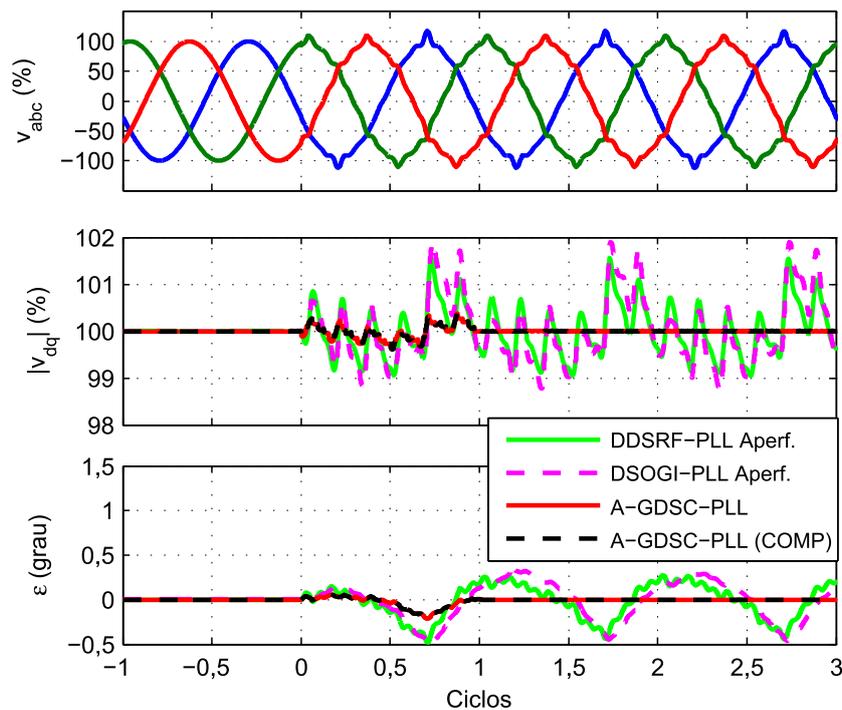
Os próximos dois casos apresentam componentes harmônicas encontradas durante a energização de transformadores. O teste C10 difere do teste C09 por não ter componentes harmônicas pares, com distorção máxima em cada fase.

- (C09) Distorção extrema com componentes harmônicas pares: contém componentes comumente encontradas na corrente de energização de transformadores. Os valores foram obtidos das simulações em Batista (2017);
- (C10) Distorção extrema sem componentes harmônicas pares: máxima distorção permitida entre as normas IEEE 1547, BDEW e PRODIST para cada componente harmônica individualmente.

Os padrões harmônicos dos quatro casos estão na Tabela 11. Os casos de teste também são adequados para as normas VDE-AR-N 4105 e IEC 61727.

Nas Figuras 46 a 49 apresentam-se as respostas dos métodos de sincronização para os Casos de teste (C07-C10) e os resultados de desempenho estão na Tabela 12.

Figura 46 – Respostas dos métodos de sincronização selecionados para o Caso 7.



Fonte: O autor (2018).

Tabela 11 – Componentes harmônicas dos Casos de teste (C07-C10).

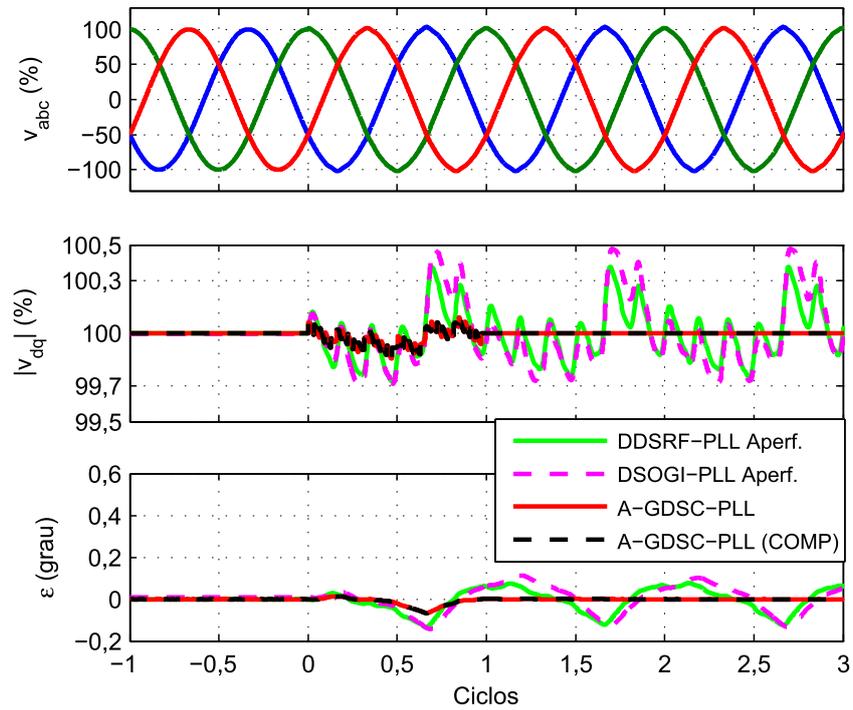
<b>Casos de teste*</b>				
<b>h**</b>	<b>(C07)</b>	<b>(C08)</b>	<b>(C09)</b>	<b>(C10)</b>
+2	1	0,3	40	0
+3	0,7	0,2	20	5
+4	0,5	0,2	10	0
-5	2,5	0,6	5	6
+6	0,2	0,1	4	0
+7	2,5	0,6	3	8,2
+8	0,1	0,1	2	0
+9	0,7	0,1	1	4
+10	0,1	0	0	0
-11	2	0,3	0	5,2
+12	0,1	0	0	0
+13	2	0,3	0	3,8
+14	0,1	0	0	0
+15	2	0,1	0	2
+16	0,1	0	0	0
-17	1	0,2	0	2,2
+18	0,1	0	0	0
+19	1	0,2	0	1,8
+20	0,1	0	0	0
+21	0,1	0	0	1,5
+22	0,1	0	0	0
-23	0,2	0	0	1,5
+24	0,1	0	0	0
+25	0,2	0	0	1,5
<b>DHT</b>	<b>5</b>	<b>1</b>	<b>46</b>	<b>14</b>

Fonte: O autor (2018).

\* Valores em percentual referentes à amplitude da componente fundamental de sequência positiva.

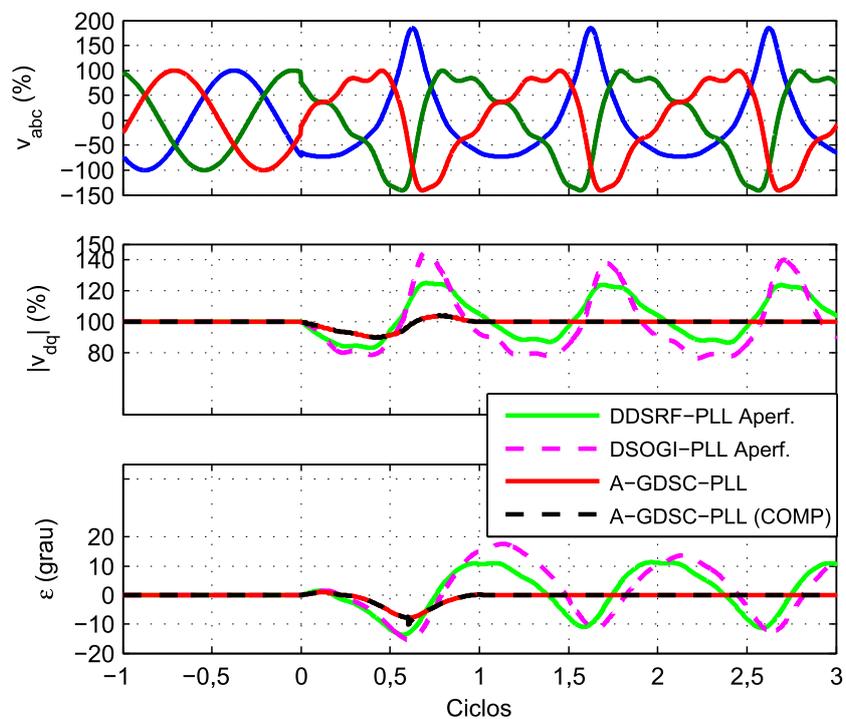
\*\* Os sinais (+) e (-) indicam que a componentes é de sequência positiva ou negativa, respectivamente.

Figura 47 – Respostas dos métodos de sincronização selecionados para o Caso 8.



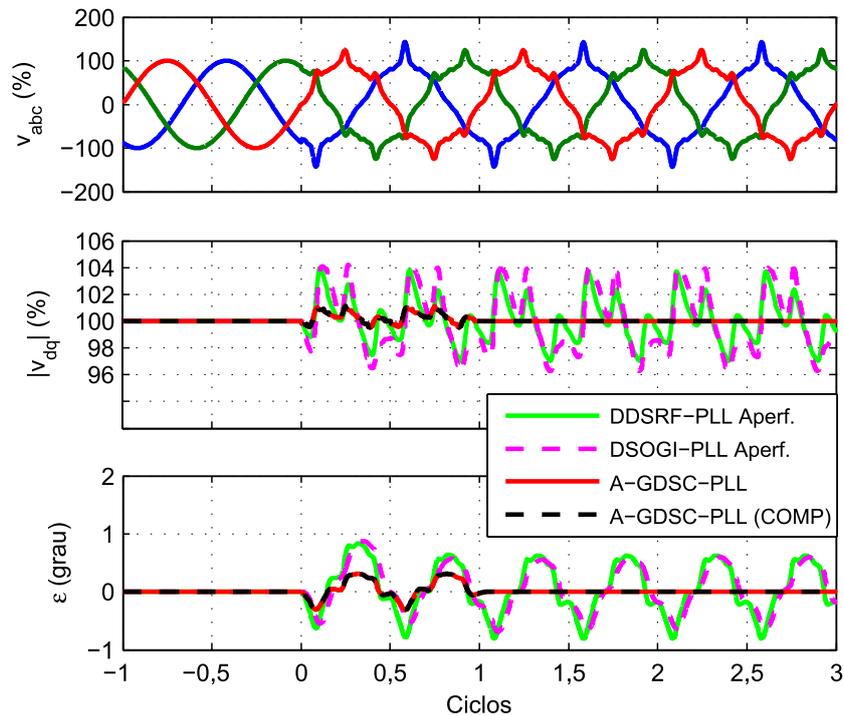
Fonte: O autor (2018).

Figura 48 – Respostas dos métodos de sincronização selecionados para o Caso 9.



Fonte: O autor (2018).

Figura 49 – Respostas dos métodos de sincronização selecionados para o Caso 10.



Fonte: O autor (2018).

Tabela 12 – Desempenho dos métodos de sincronização para os Casos de teste (C07-C10).

Caso	Método de Sincronização	$t_{c(amp)}$ (ciclos)	$t_{c(ang)}$ (ciclos)	$ss$ (graus)	DHTV (%)
C07	DDSRF-PLL	0	0	-0,5	0,5
	DSOGI-PLL	0	0	-0,5	0,8
	A-GDSC-PLL	0	0	-0,2	0
	A-GDSC-PLL com compensação	0	0	-0,2	0
C08	DDSRF-PLL	0	0	-0,1	0,1
	DSOGI-PLL	0	0	-0,1	0,7
	A-GDSC-PLL	0	0	-0,05	0
	A-GDSC-PLL com compensação	0	0	-0,05	0
C09	DDSRF-PLL	não*	não*	-13,6	10,4
	DSOGI-PLL	não*	não*	17,6	2,5
	A-GDSC-PLL	0,9	0,8	-7,7	0
	A-GDSC-PLL com compensação	0,9	0,8	-10,1	0
C10	DDSRF-PLL	não*	0	0,9	1,4
	DSOGI-PLL	não*	0	0,8	2,5
	A-GDSC-PLL	0	0	-0,3	0
	A-GDSC-PLL com compensação	0	0	-0,3	0

Fonte: O autor (2018).

\*: Não houve convergência.

Observa-se que o DDSRF-PLL e DSOGI-PLL aperfeiçoados apresentam erros de amplitude superiores a 2% nos casos de teste simulados, já para o Caso de teste 9 os erros de fase permanecem superiores a  $1,5^\circ$ . Sendo o teste C09 que simula harmônicas presentes durante a energização de transformadores o caso em que ambas apresentam os piores desempenhos. Já os métodos baseados em DSC apresentaram em regime DHTV de 0%. Para o A-GDSC com compensação de salto de fase, essas perturbações são facilmente distinguíveis de um salto de fase, de maneira que o desempenho é semelhante ao do A-GDSC-PLL original.

#### 4.3.4 Presença de Componentes Inter-harmônicas, c.c. e Decaimento Exponencial

É comum a presença de componentes de decaimento exponencial, chamada de componente c.c. de decaimento exponencial, sobretudo na energização de transformadores e nas correntes de curto-circuito na rede. Pelo fato dessa componente ser aperiódica, seu espectro das frequências obtido pela transformada de Fourier não fica restrito a harmônicas inteiras, também existem inter-harmônicas. As componentes c.c. de decaimento exponencial lento são associadas às inter-harmônicas de baixa ordem. Já as componentes exponenciais com decaimento rápido estão associadas a inter-harmônicas de ordem elevada. As normas apresentam baixa tolerância para uma componente inter-harmônicas individual, menor que 0,6% da amplitude nominal grandeza FFPS entre as normas (BATISTA, 2017).

Serão utilizados os valores de constantes de tempo de decaimento exponencial típicas dos resultados dos estudos obtidos por Batista (2017), após simulações de faltas típicas próximas a fontes geradoras e sobre as linhas de transmissão. Enquanto as faltas próximas a fontes geradoras dão origem a componentes c.c. de decaimento exponencial com constantes de tempo superiores a 100 ciclos, faltas em linhas de transmissão dão origem as componentes com constantes de tempo na faixa de 30 ms a 50 ms (1,5 a 2,5 ciclos). Essas últimas são tipicamente associadas às faltas em linhas de transmissão (PHADKE; IBRAHIM; HLIBKA, 1977; PHADKE; THORP, 2009). Já a amplitude inicial da componente assimétrica de curto-circuito é tão maior quanto mais perto a falta está das fontes geradoras do sistema de potência.

Como a componente de decaimento exponencial após uma falta no sistema elétrico é geralmente acompanhada de um salto de fase. Considerando ainda que o esquema de compensação foi projetado de modo a sempre estimar um ângulo de salto nestas situações mais encontradas, principalmente ângulo elevados. Atenuou-se esse caso em relação ao original de (BATISTA, 2017), que apresentava amplitudes iniciais da componente c.c. de 100% da componente FFPS sem salto de fase, pois estas componentes não periódicas de elevadas amplitudes sem salto podem sensibilizar o estimador de ângulo por poucas amostras e este fornecer um falso positivo ao ângulo estimado, sem comprometer a estabilidade. Porém, este caso extremo será considerado com salto de fase nos casos de teste de condições combinadas (C20) a (C22), sendo estas últimas situações mais próximas das encontradas em casos práticos.

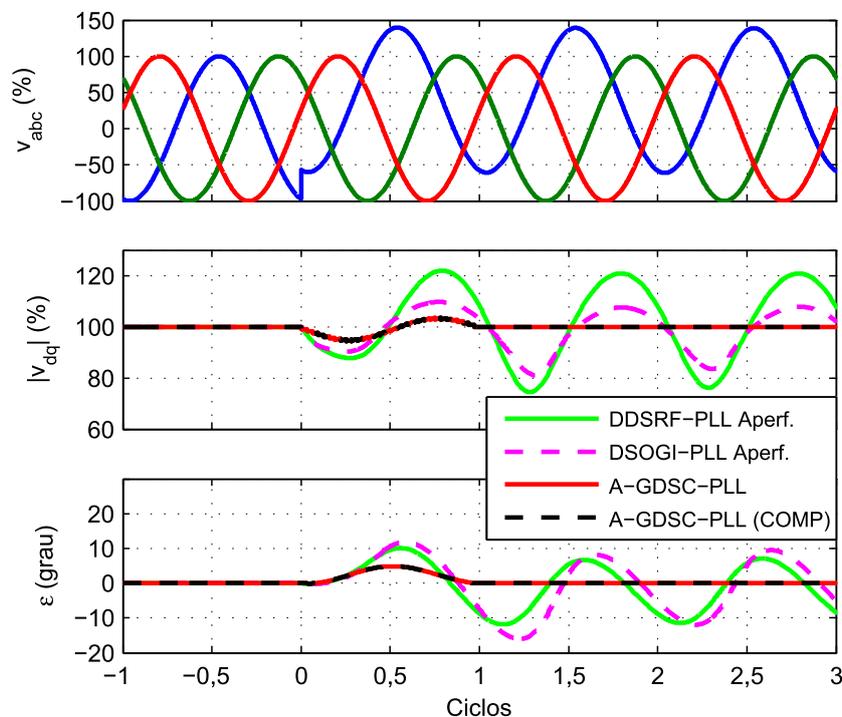
Considerando o exposto, apresentam-se os casos:

- (C11) Exponencial severa com decaimento lento: amplitude inicial da exponencial de 40% da componente FFPS e constante de tempo de 1600 ms;
- (C12) Exponencial severa com decaimento rápido: amplitude inicial da exponencial de 50% da componente FFPS e constante de tempo de 30 ms;
- (C13) Exponencial moderada com decaimento rápido: amplitude inicial da exponencial de 10% da componente FFPS e constante de tempo de 30 ms.

Os resultados das simulações estão nas Figuras 50 a 52, enquanto os índices de desempenho estão descritos na Tabela 13.

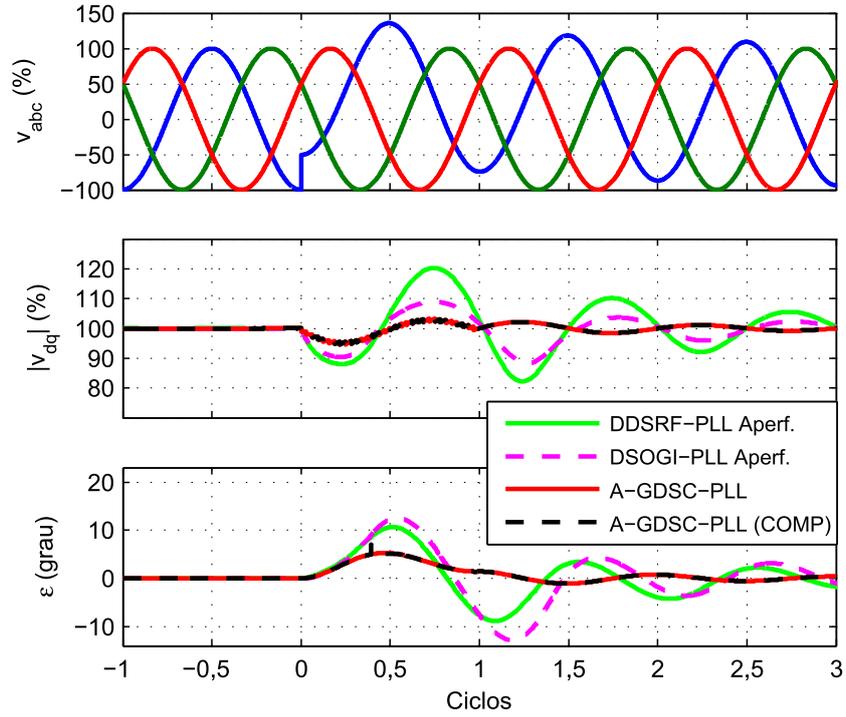
Quando a amplitude inicial da exponencial possui valor elevado, os métodos DDSRF-PLL e DSOGI-PLL aperfeiçoados não convergem durante o decaimento exponencial, mesmo para amplitudes iniciais baixas esses métodos apresentam grandes tempos para convergência. A menos que seja modificado o projeto inicial, ambos os métodos se tornam inviáveis em muitas aplicações que envolvam, por exemplo, recomposição do sistema elétrico após uma falta.

Figura 50 – Respostas dos métodos de sincronização selecionados para o Caso 11.



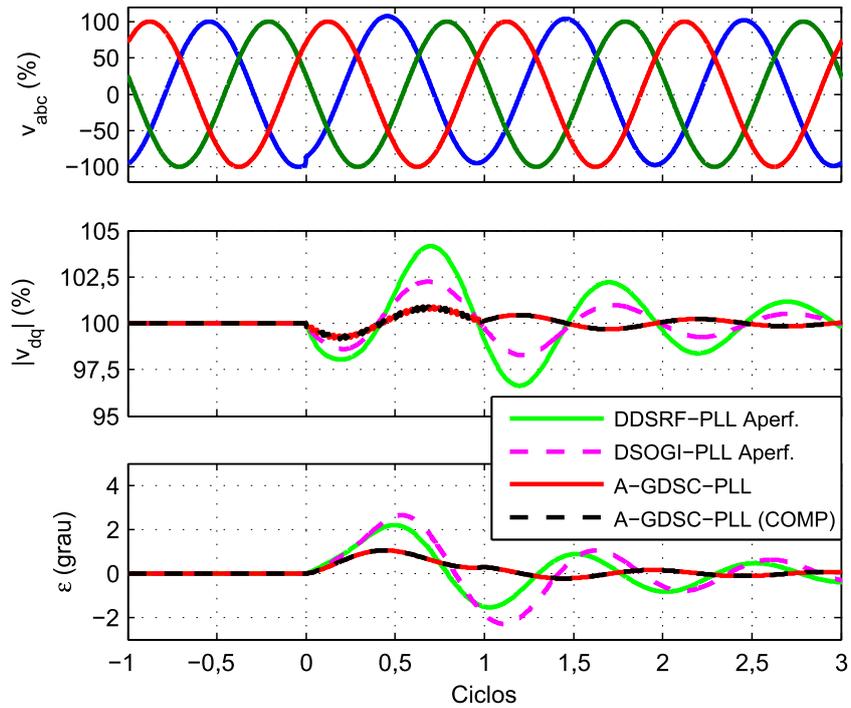
Fonte: O autor (2018).

Figura 51 – Respostas dos métodos de sincronização selecionados para o Caso 12.



Fonte: O autor (2018).

Figura 52 – Respostas dos métodos de sincronização selecionados para o Caso 13.



Fonte: O autor (2018).

Tabela 13 – Desempenho dos métodos de sincronização para os Casos de teste (C11-C13).

Caso	Método de Sincronização	$t_{c(amp)}$ (ciclos)	$t_{c(ang)}$ (ciclos)	$ss$ (graus)	DHTV (%)
C11	DDSRF-PLL	não*	não*	-11,8	23,1**
	DSOGI-PLL	não*	não*	-16,0	17,6**
	A-GDSC-PLL	0,9	0,9	4,8	0,1
	A-GDSC-PLL com compensação	0,9	0,9	4,8	0,1
C12	DDSRF-PLL	> 3	> 3	10,6	7,5*
	DSOGI-PLL	> 3	> 3	-12,8	6*
	A-GDSC-PLL	1,8	1	5,1	0
	A-GDSC-PLL com compensação	1,8	1	7,1	0
C13	DDSRF-PLL	1,8	1,0	2,2	1,5*
	DSOGI-PLL	0,8	1,3	2,6	1,4*
	A-GDSC-PLL	0	0	1,0	0
	A-GDSC-PLL com compensação	0	0	1,0	0

Fonte: O autor (2018).

\*: Não houve convergência durante o período de decaimento da componente exponencial (5 vezes a constante de tempo).

\*\* : Medido no nono ciclo após inserir a componente exponencial.

#### 4.3.5 Variação de Frequência em Rampa

Para os testes de variação na frequência do sistema elétrico de potência, considerou-se sua variação em rampa, pois, a variável apresenta dinâmica lenta sendo controlada geralmente pela atuação de sistemas reguladores dos geradores conectados ao sistema elétrico. Tal consideração foi feita também por Ghartemani et al. (2012) no estudo de métodos de sincronização, de forma que é improvável salto de frequência em sistemas elétricos reais. A faixa de variação de frequência para estes testes teve como base a norma NTC 905200 que apresenta uma faixa de variação de -5,8% a 10% em torno da frequência nominal, 60 Hz. Para a taxa de variação, adotou-se a norma IEEE C37.118.1. Dois testes seguiram essas premissas:

- (C14) Variação extrema na frequência: 4 Hz/s, variando de 50 Hz a 53 Hz;
- (C15) Variação severa na frequência: 1 Hz/s, variando de 50 Hz a 48 Hz;
- (C16) Variação moderada na frequência: 0,1 Hz/s, variando de 50 Hz a 50,1 Hz.

Os gráficos das Figuras 53 a 55 apresentam as respostas dos métodos de sincronização para os Casos de teste (C14-C16). Observando as curvas de  $\varepsilon$  (grau) devido à janela de amostras para fins de comparação dos métodos não é possível observar o momento da correção do erro no ângulo de fase. Os índices de desempenho obtidos estão disponibilizados na Tabela 14.

Figura 53 – Respostas dos métodos de sincronização seleccionados para o Caso 14.

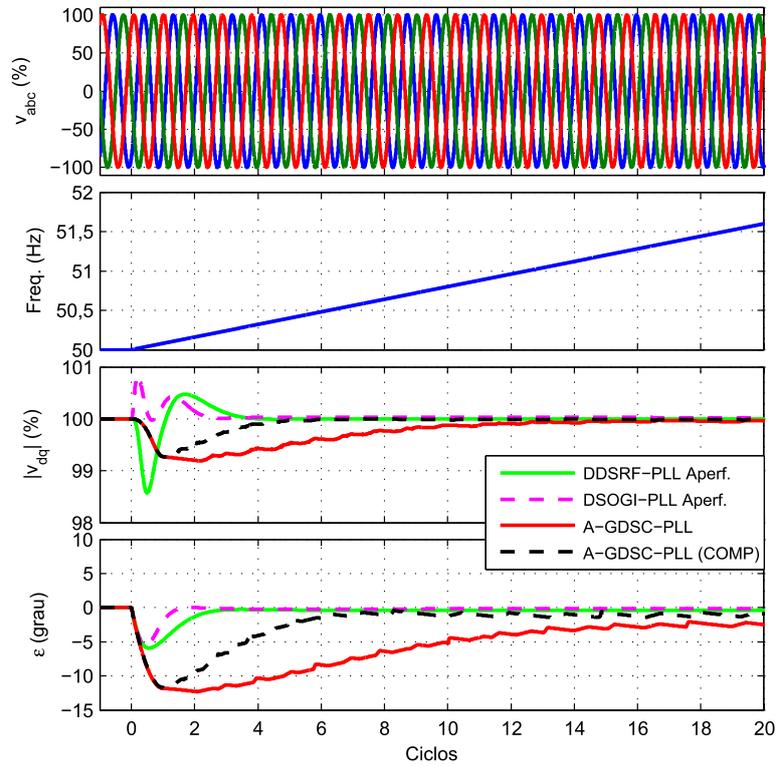


Figura 54 – Respostas dos métodos de sincronização seleccionados para o Caso 15.

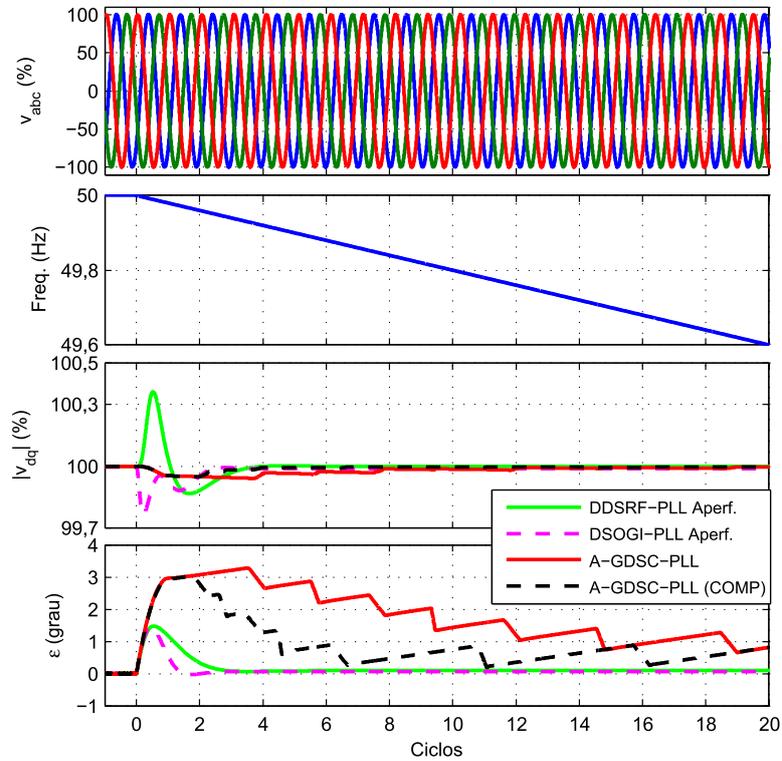
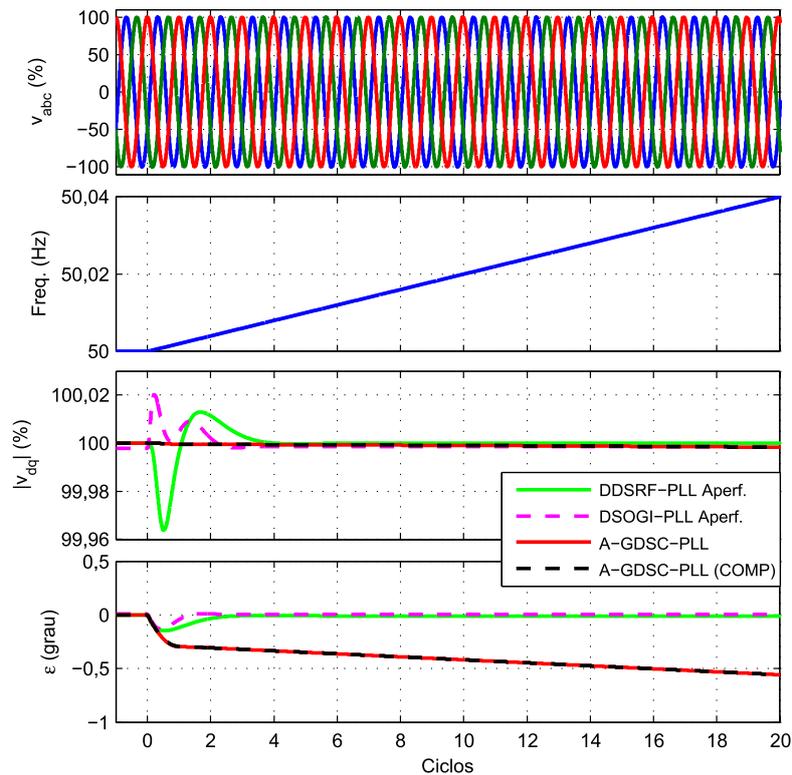


Figura 55 – Respostas dos métodos de sincronização selecionados para o Caso 16.



Fonte: O autor (2018).

Tabela 14 – Desempenho dos métodos de sincronização para os Casos de teste (C14-C16).

Caso	Método de Sincronização	$t_{c(amp)}$ (ciclos)	$t_{c(ang)}$ (ciclos)	$ss$ (graus)	DHTV (%)
C14	DDSRF-PLL	0	1,9	-5,9	10,5**
	DSOGI-PLL	0	1,1	-5,6	11,9**
	A-GDSC-PLL	0	não*	-12,3	12,8**
	A-GDSC-PLL com compensação	0	6	-11,8	12,2**
C15	DDSRF-PLL	0	0	1,4	5,3**
	DSOGI-PLL	0	0	1,4	6,1**
	A-GDSC-PLL	0	11,7	3,2	3,4**
	A-GDSC-PLL com compensação	0	3,8	3,0	3,2**
C16	DDSRF-PLL	0	0	-0,1	0,3**
	DSOGI-PLL	0	0	-0,1	0,3**
	A-GDSC-PLL	0	0	-0,72	0,3**
	A-GDSC-PLL com compensação	0	0	-0,7	0,3**

Fonte: O autor (2018).

\*: Não houve convergência durante a variação de frequência.

\*: Medido no nono ciclo após o início da variação de frequência.

Verifica-se que os métodos DDSRF-PLL e DSOGI-PLL apresentaram resultados melhores que os métodos baseados em DSC tanto em relação aos valores dos picos de erro, quanto no que se refere aos tempos de convergência. Também, observa-se que o aumento da frequência de corte do filtro Butterworth para estimação do número de amostras em um ciclo do A-GDSC-PLL com compensação de salto de fase fez com que esse apresentasse menores erros em relação ao A-GDSC-PLL original.

#### 4.3.6 Variação de Fase em Degrau (Salto de Fase)

Este é um dos principais testes utilizados pelos autores de artigos da área de métodos de sincronização. Os valores para os casos foram obtidos de artigos, pois as normas apesar de reconhecerem a utilidade dos relés de salto vetorial, não trazem especificações.

Definiram-se os seguintes casos de estudo:

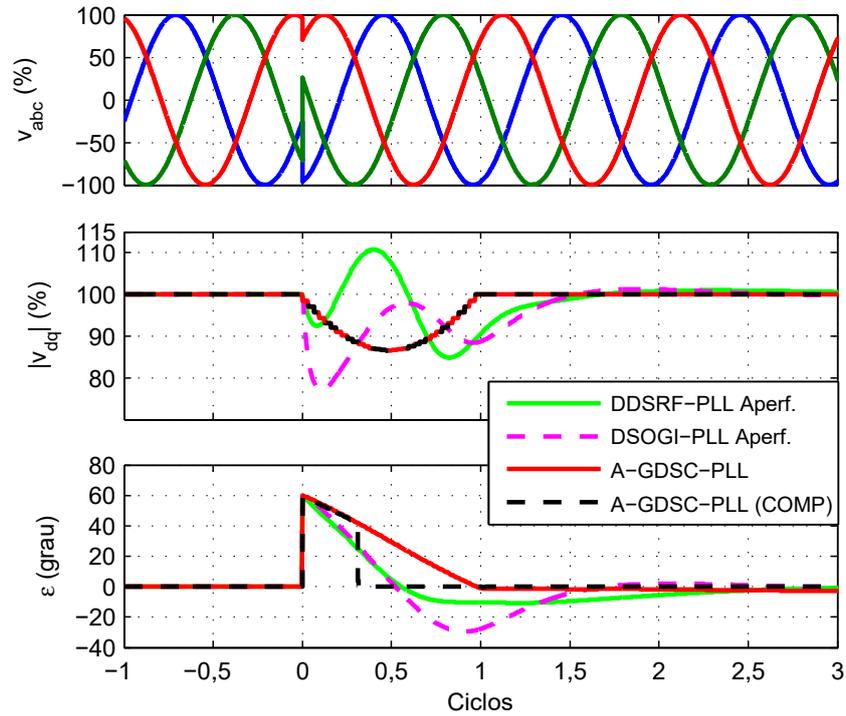
- (C17) Salto de fase severo:  $-60^\circ$ ;
- (C18) Salto de fase moderado:  $+40^\circ$ ;
- (C19) Salto de fase leve:  $-15^\circ$ .

Os resultados dos Casos C17 a C19 estão mostrados nas Figuras 56 a 58 e os índices de desempenho estão na Tabela 15.

Apesar do estimador de salto de fase poder indicar corretamente ângulos de salto muito baixos, esta estimação precisa é possível para o caso de ocorrência isolada, ou seja, sem uma mudança significativa no conteúdo harmônico das demais componentes, para as quais o GDSC já convergiu.

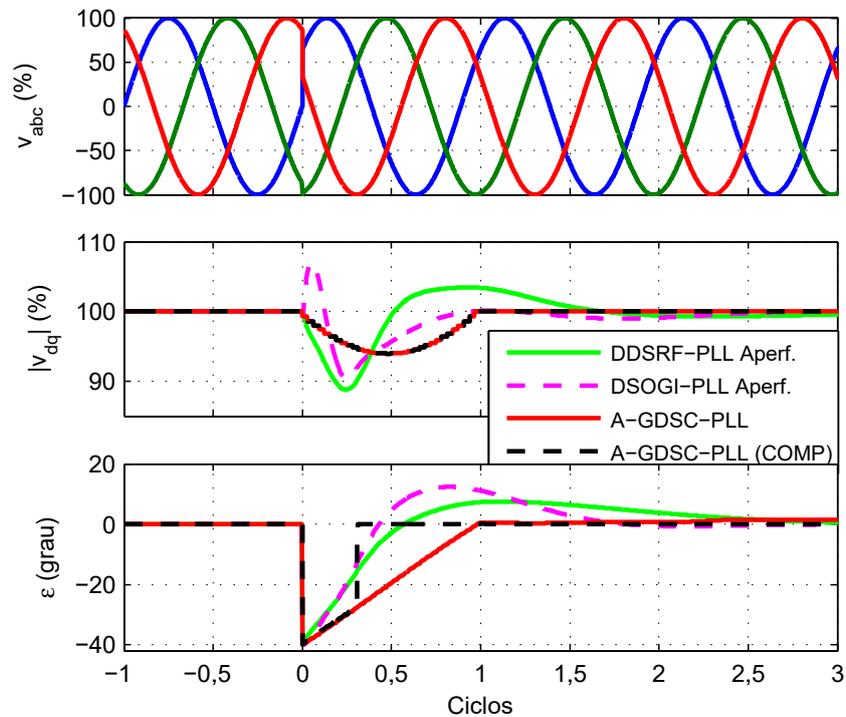
Enquanto o DDSRF-PLL apresentou os maiores tempos de convergência (2,8 ciclos) para os testes (C17) e (C18), o DSOGI-PLL apresentou os maiores sobressinais ( $-49\%$  para o Caso C17). Já o A-GDSC-PLL com compensação de salto de fase apresentou os menores tempos de convergência. Este foi tão somente o tempo para ativação do *flag* de habilitação do bloco *detector de salto de fase*, que pode ser diminuído caso se conheça o comportamento típico da rede. Quanto ao sobressinal, o método proposto não o apresentou para esses casos.

Figura 56 – Respostas dos métodos de sincronização selecionados para o Caso 17.



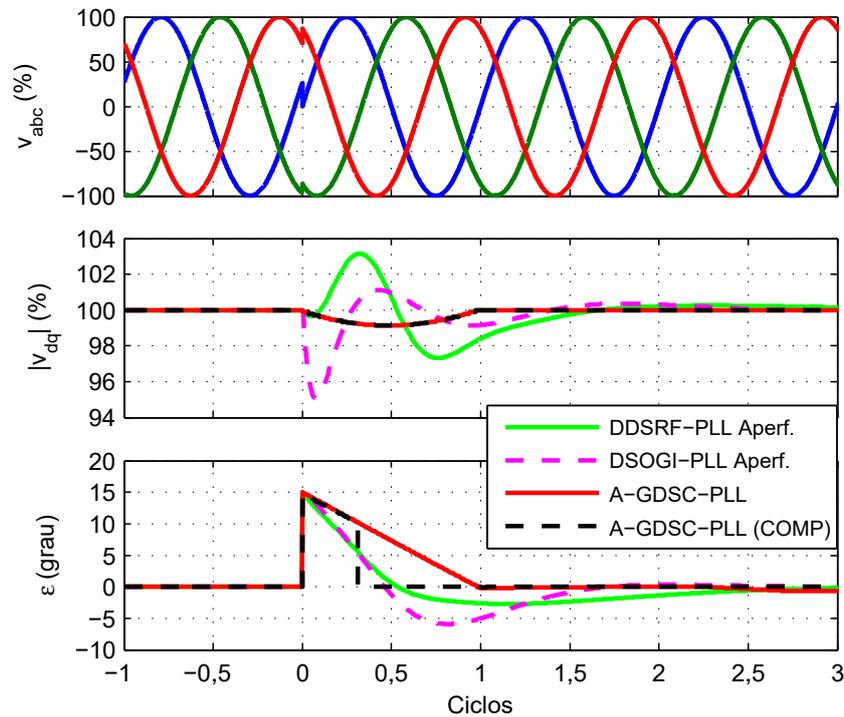
Fonte: O autor (2018).

Figura 57 – Respostas dos métodos de sincronização selecionados para o Caso 18.



Fonte: O autor (2018).

Figura 58 – Respostas dos métodos de sincronização selecionados para o Caso 19.



Fonte: O autor (2018).

Tabela 15 – Desempenho dos métodos de sincronização para o Casos de teste (C17-C19).

Caso	Método de Sincronização	$t_{c(amp)}$ (ciclos)	$t_{c(ang)}$ (ciclos)	$ss$ (%)	DHTV (%)
C17	DDSRF-PLL	1,4	2,8	-18	0
	DSOGI-PLL	1,4	2,6	-49	0
	A-GDSC-PLL	0,9	0,9	-2	0
	A-GDSC-PLL com compensação	0,9	0,3	0	0
C18	DDSRF-PLL	1,3	2,8	19	0
	DSOGI-PLL	0,7	1,7	31	0
	A-GDSC-PLL	0,9	1,0	2	0
	A-GDSC-PLL com compensação	0,9	0,3	0	0
C19	DDSRF-PLL	0,9	2,8	-18	0
	DSOGI-PLL	0,2	2,2	-39	0
	A-GDSC-PLL	0	1,0	-1	0
	A-GDSC-PLL com compensação	0	0,3	0	0

Fonte: O autor (2018).

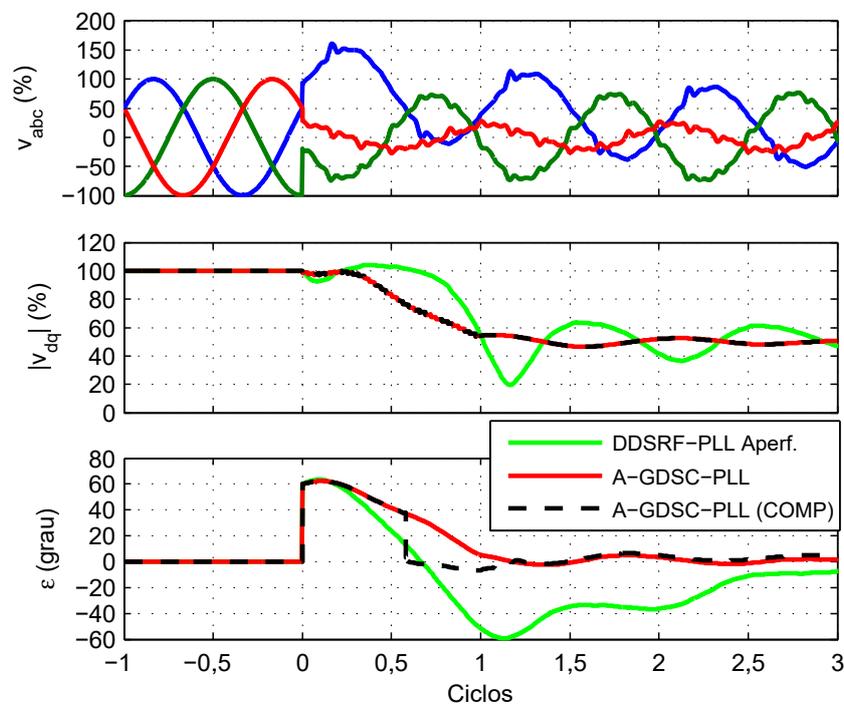
### 4.3.7 Combinações de Perturbações

Nesta seção, as perturbações foram combinadas a fim de obter sinais de teste:

- (C20) Combinações de perturbações severas: (C02) afundamento severo + (C05) desbalanço severo + (C07) distorção moderada com componentes harmônicas pares (DHT = 5%) + exponencial com amplitude inicial de 100% da FFPS (caso extremo) com decaimento rápido + (C15) variação severa na frequência + (C17) salto de fase severo;
- (C21) Combinações de perturbações severas/moderadas, sem componentes harmônicas pares: (C02) afundamento severo + (C05) desbalanço severo + (C10) distorção extrema sem componentes harmônicas pares (DHT = 14%) + (C16) variação moderada na frequência + (C18) salto de fase moderado;
- (C22) Combinações de perturbações leves: (C03) afundamento moderado + (C06) desbalanço leve + (C08) distorção leve com componentes harmônicas pares (DHT = 1%) + (C13) exponencial leve com decaimento rápido + (C19) salto de fase leve.

Nas Figuras 59 a 61 são apresentados os resultados das simulações para os Casos (C20) a (C22). Os índices de desempenho são apresentados na Tabela 16.

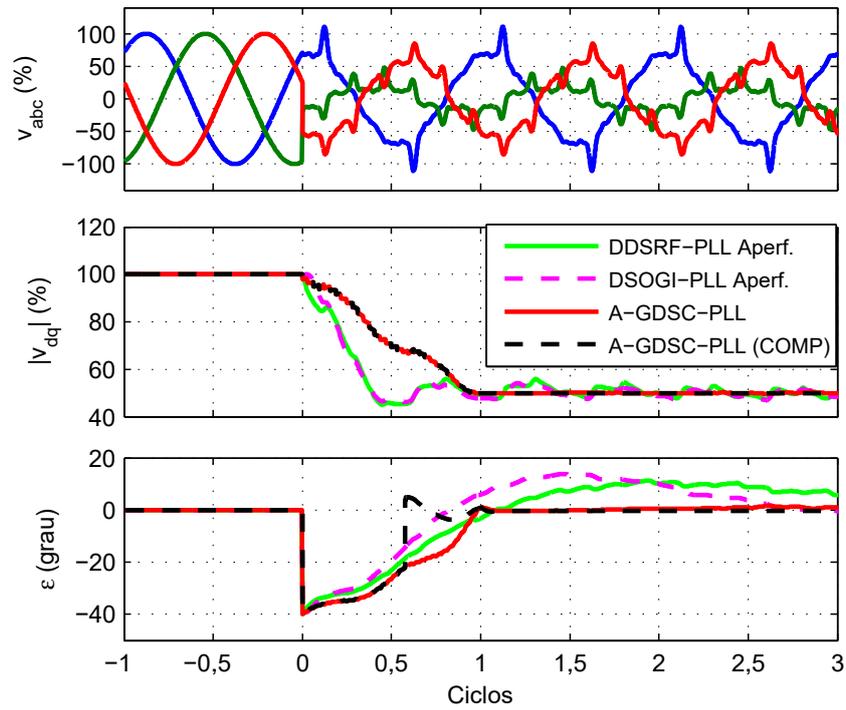
Figura 59 – Respostas dos métodos de sincronização selecionados para o Caso 20.



\*: O DSOGI-PLL aperfeiçoado foi retirado dos gráficos, pois apresentou instabilidade

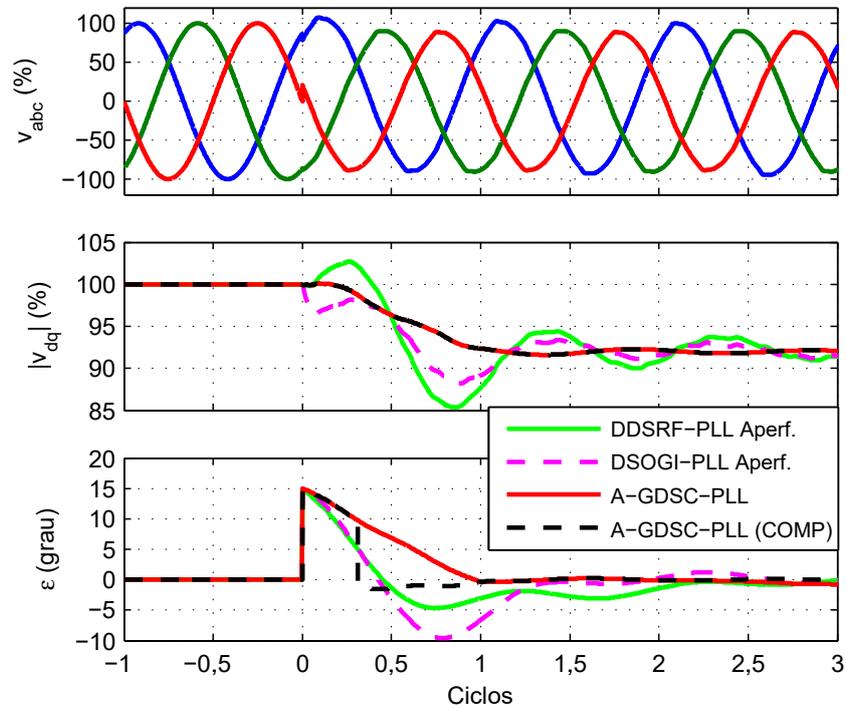
Fonte: O autor (2018).

Figura 60 – Respostas dos métodos de sincronização selecionados para o Caso 21.



Fonte: O autor (2018).

Figura 61 – Respostas dos métodos de sincronização selecionados para o Caso 22.



Fonte: O autor (2018).

Tabela 16 – Desempenho dos métodos de sincronização para os Casos de teste (C20-C22).

Caso	Método de Sincronização	$t_{c(amp)}$ (ciclos)	$t_{c(ang)}$ (ciclos)	$ss$ (%)	DHTV (%)
C20	DDSRF-PLL	não*	5,8	-98	7,1
	DSOGI-PLL	Instável			
	A-GDSC-PLL	2,2	não*	-8	1,1
	A-GDSC-PLL com compensação	2,2	não*	-11	1,1
C21	DDSRF-PLL	2,6	não**	28	6,6
	DSOGI-PLL	2,6	não**	35	1,1
	A-GDSC-PLL	0,9	1,0	4	0,1
	A-GDSC-PLL com compensação	0,9	1,0	12	0,1
C22	DDSRF-PLL	não**	3,5	-31	1,2
	DSOGI-PLL	não**	4,5	-64	2,0
	A-GDSC-PLL	2	2,2	-5	0
	A-GDSC-PLL com compensação	2	1,3	-11	0

Fonte: O autor (2018).

\*: Não houve convergência.

\*\* : Não houve convergência enquanto havia componente c.c. de decaimento exponencial presente no sinal.

No teste C20, o DSOGI-PLL aperfeiçoado foi retirado dos gráficos, pois apresentou instabilidade. Observa-se que o DDSRF-PLL aperfeiçoado seguindo a técnica proposta em Golestan et al. (2014) apresentou os maiores sobressinal e tempo de convergência de erro de fase. Já sua amplitude FFPS estimada não permaneceu na variação máxima permitida dentro da janela temporal observada. Observa-se neste mesmo caso, que o A-GDSC-PLL com compensação de salto de fase apresentou praticamente os mesmos tempos de convergência e sobressinal que o A-GDSC-PLL, porém o erro de fase alcançou valores entre 90% e 110% do valor de regime em cerca de 0,6 ciclo.

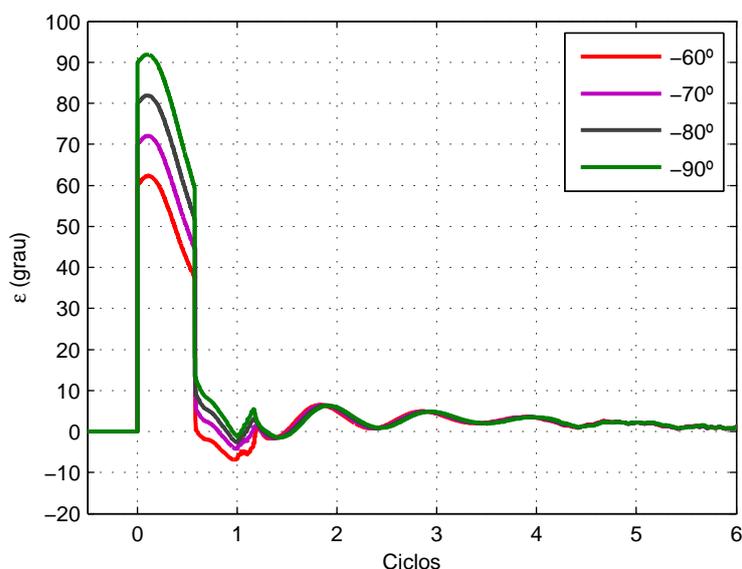
No teste C21, o DSOGI-PLL não foi instável, porém apresentou o maior sobressinal (-35%). Quanto ao A-GDSC-PLL com compensação, o método novamente atuou reduzindo o erro durante o transitório do A-GDSC-PLL. No teste C22, o A-GDSC-PLL com compensação de salto de fase conseguiu oferecer melhores características transitórias, reduzindo o tempo de convergência do erro de fase.

#### 4.4 SIMULAÇÕES E RESULTADOS COMPLEMENTARES

Para mostrar a efetividade do A-GDSC-PLL com compensação de salto de fase serão mostrados os resultados de simulações adicionais com ocorrência de salto de fase de diferentes amplitudes em relação às condições C20 a C22 mostradas anteriormente. Nas Figuras 62 e 63

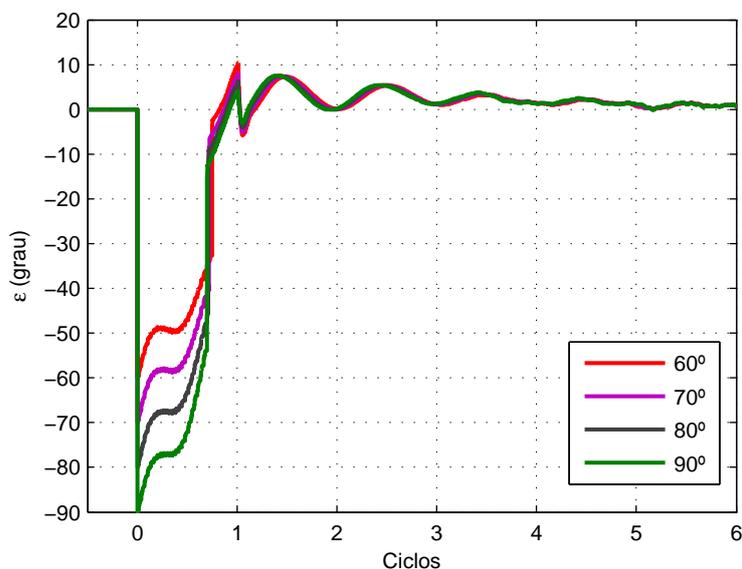
são mostrados os erros de fase ( $\varepsilon$ ) para as condições do teste C20 para saltos de fase positivos e negativos. Observa-se que o A-GDSC-PLL com compensação de salto de fase consegue reduzir o erro de fase para menos de 10 graus em cerca de meio ciclo. Depois disso, tendo em vista a atenuação das perturbações, o erro decai lentamente.

Figura 62 – Erros de fase para o teste C20 para saltos de fase negativos.



Fonte: O autor (2018).

Figura 63 – Erros de fase para o teste C20 para saltos de fase positivos.

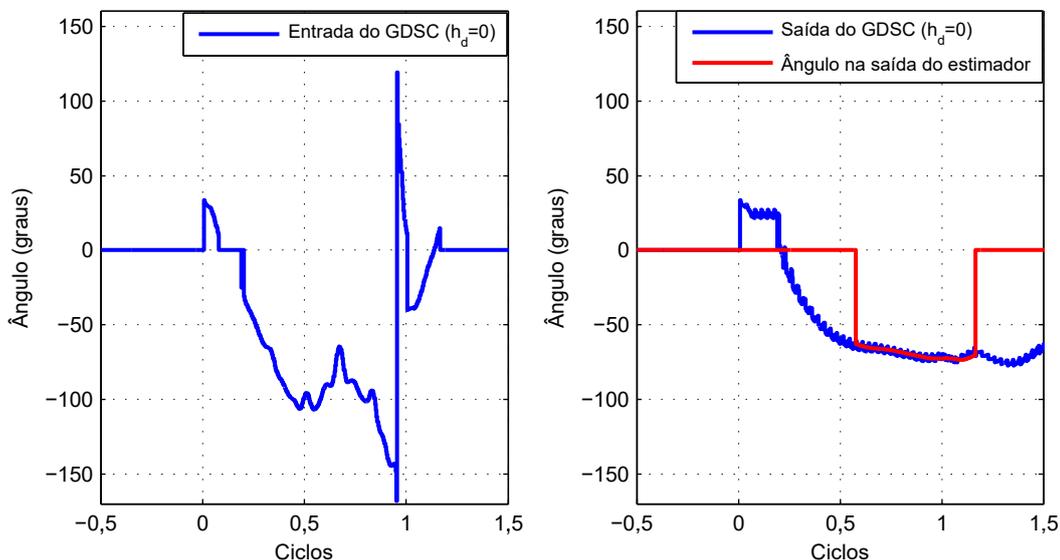


Fonte: O autor (2018).

Também nas mesmas condições do teste C20, os resultados das Figuras 64 e 65 mostram como o GDSC auxiliar, ajustado para a componente contínua ( $h_d = 0$ ) aumenta a precisão da estimação da amplitude do salto. O filtro GDSC auxiliar é utilizado somente para os casos suspeitos de salto de fase e está no bloco estimador de ângulo (subseção 3.3.2.2, do capítulo

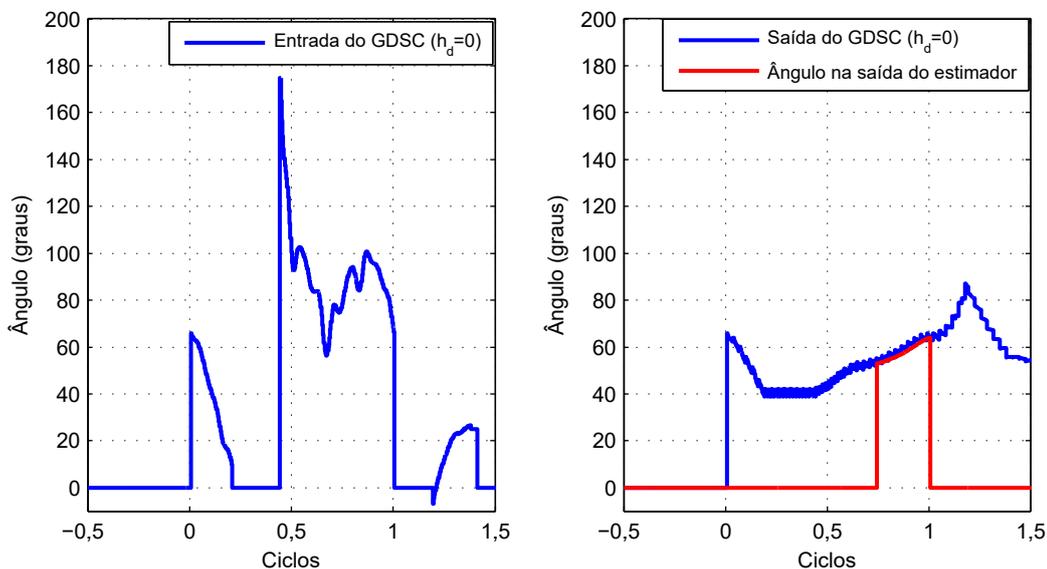
3). Será mostrado o ângulo de fase na entrada do GDSC auxiliar e após o filtro, mostrando a capacidade de atenuação do filtro às perturbações.

Figura 64 – Convergência na estimação do salto de fase de  $-60^\circ$  para o teste C20.



Fonte: O autor (2018).

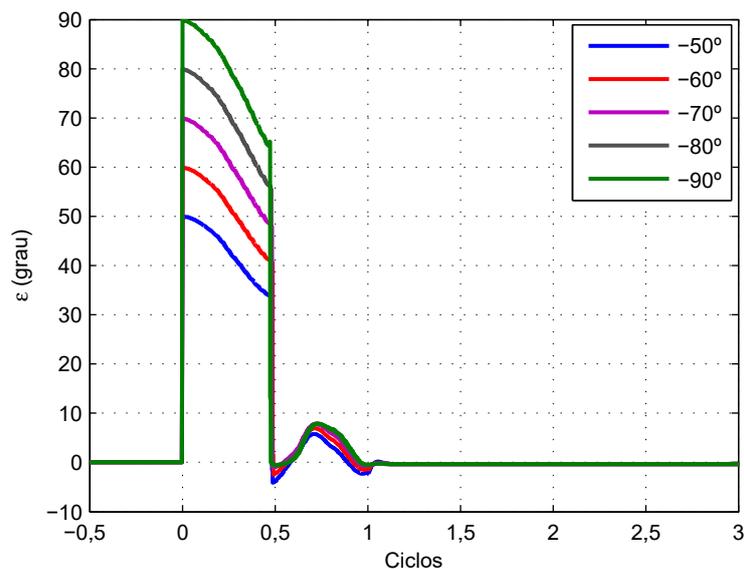
Figura 65 – Convergência na estimação do salto de fase de  $+60^\circ$  para o teste C20.



Fonte: O autor (2018).

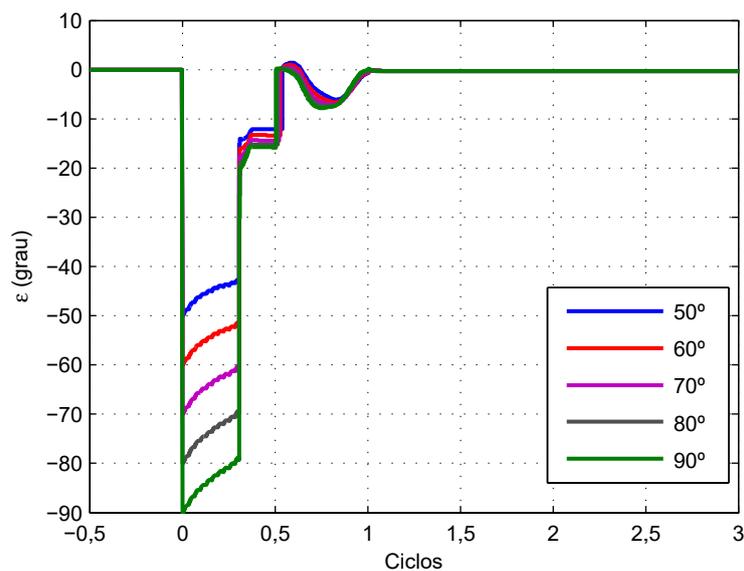
Nas Figuras 66 e 67 são mostrados os erros de fase ( $\varepsilon$ ) para as condições do teste C21. Enquanto na Figura 66 o compensador de salto forneceu desempenhos semelhantes para os saltos de fase selecionados, na Figura 67 o esquema apresentou transitoriamente um ângulo intermediário após a ativação do *flag* de habilitação do salto de fase (0,3 ciclo após o salto), depois entra em outra zona de convergência. Para o Caso 21, observa-se que a oscilação da resposta do estimador após a entrada da solução em sua zona de convergência foi praticamente independente da amplitude do salto.

Figura 66 – Erros de fase para o teste C21 para saltos de fase negativos.



Fonte: O autor (2018).

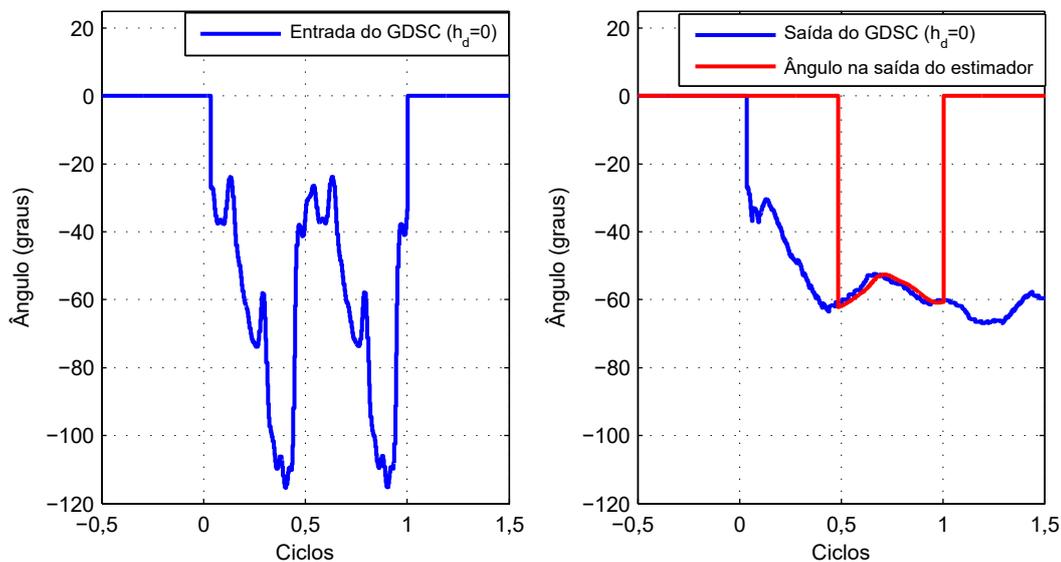
Figura 67 – Erros de fase para o teste C21 para saltos de fase positivos.



Fonte: O autor (2018).

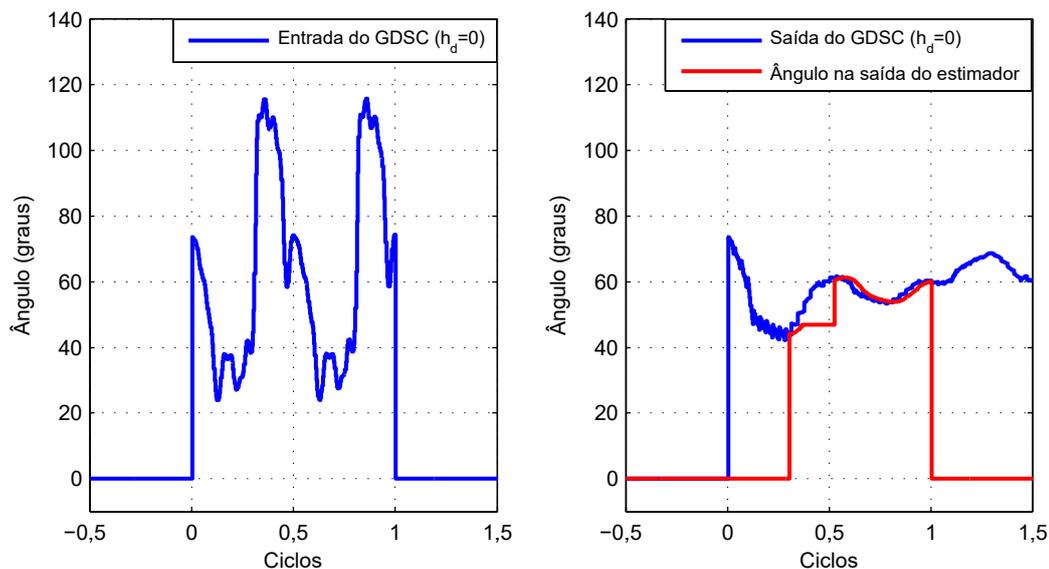
Nas mesmas condições do teste C21, as Figuras 68 e 69 mostram, para saltos de fase de  $-60^\circ$  e  $+60^\circ$ , respectivamente, que o GDSC auxiliar já oferece um ângulo de salto filtrado próximo do ângulo efetivamente utilizado.

Figura 68 – Convergência na estimação do salto de fase de  $-60^\circ$  para o teste C21.



Fonte: O autor (2018).

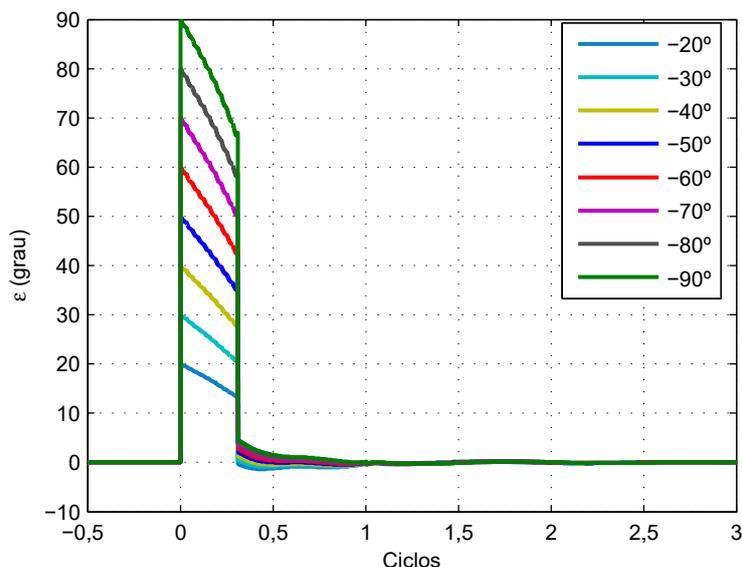
Figura 69 – Convergência na estimação do salto de fase de  $+60^\circ$  para o teste C21.



Fonte: O autor (2018).

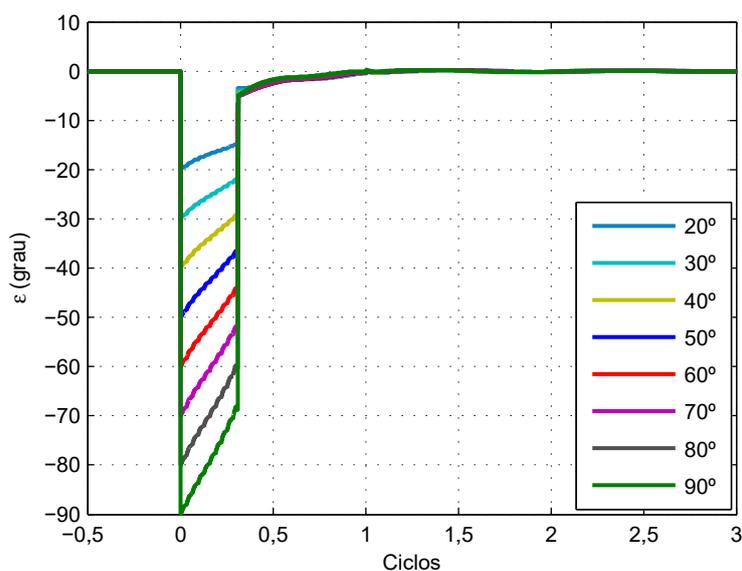
A Figura 70 mostra os erros de fase ( $\varepsilon$ ) para o teste C22 para saltos de fase negativos de  $-20^\circ$  a  $-90^\circ$  com passos de  $-10^\circ$ , já a Figura 71 apresenta os erros de fase para saltos positivos de  $20^\circ$  a  $90^\circ$  com passos de  $10^\circ$ . Observa-se que o desempenho do esquema de compensação foi praticamente o mesmo, sendo o tempo para atuação do compensador apenas o necessário para a ativação do *flag* de habilitação do bloco *detector de salto de fase*. Isso se deve ao baixo DHT e componente exponencial com pequenas constantes de tempo e amplitude inicial.

Figura 70 – Erros de fase para o teste C22 para saltos de fase negativos.



Fonte: O autor (2018).

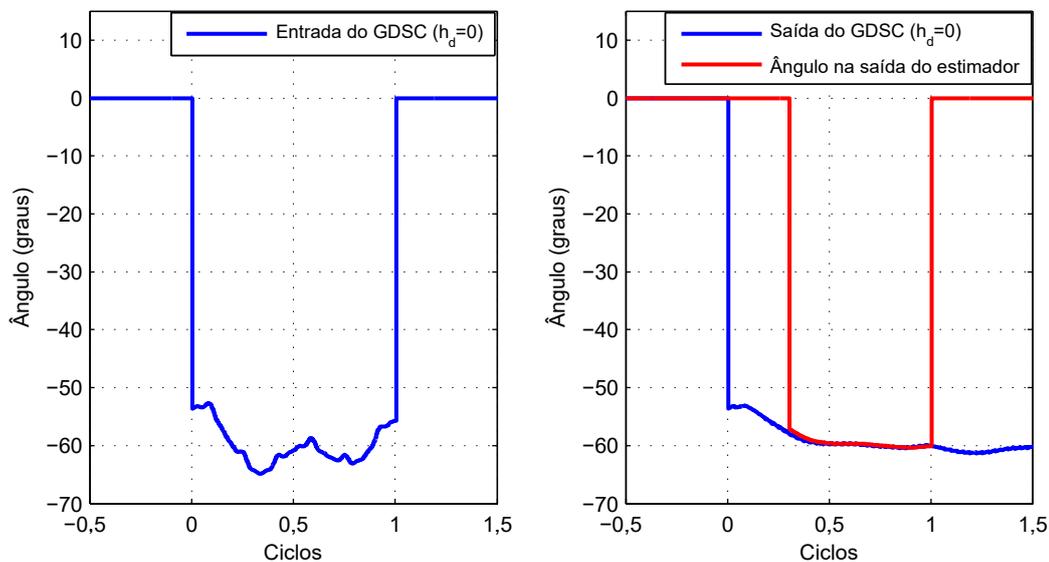
Figura 71 – Erros de fase para o teste C22 para saltos de fase positivos.



Fonte: O autor (2018).

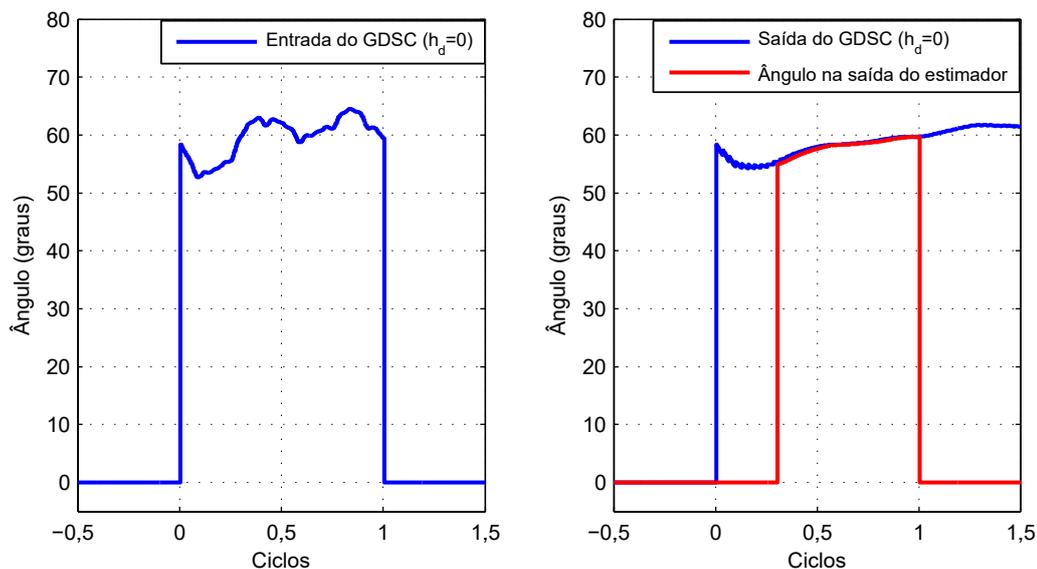
São apresentados para os saltos de fase de  $-60^\circ$  e  $+60^\circ$ , nas mesmas condições do teste C22, o comportamento do ângulo de salto antes da aplicação do filtro GDSC auxiliar e após esse filtro. Mostra-se também o ângulo de salto estimado utilizado pelo compensador de fase do vetor espacial FFPS durante o transitório. Como observado, há pouca diferença entre o ângulo de fase após a aplicação do GDSC e ângulo obtido após o filtro LPF. Observando esses comportamentos, conclui-se que, em redes apenas sujeitas a perturbações das magnitudes encontradas no teste C22, o filtro LPF pode ser retirado do bloco *estimador de ângulo* e a solução para o estimador poderá ser baseada apenas em filtros GDSC.

Figura 72 – Convergência na estimação do salto de fase de  $-60^\circ$  para o teste C22.



Fonte: O autor (2018).

Figura 73 – Convergência na estimação do salto de fase de  $+60^\circ$  para o teste C22.



Fonte: O autor (2018).

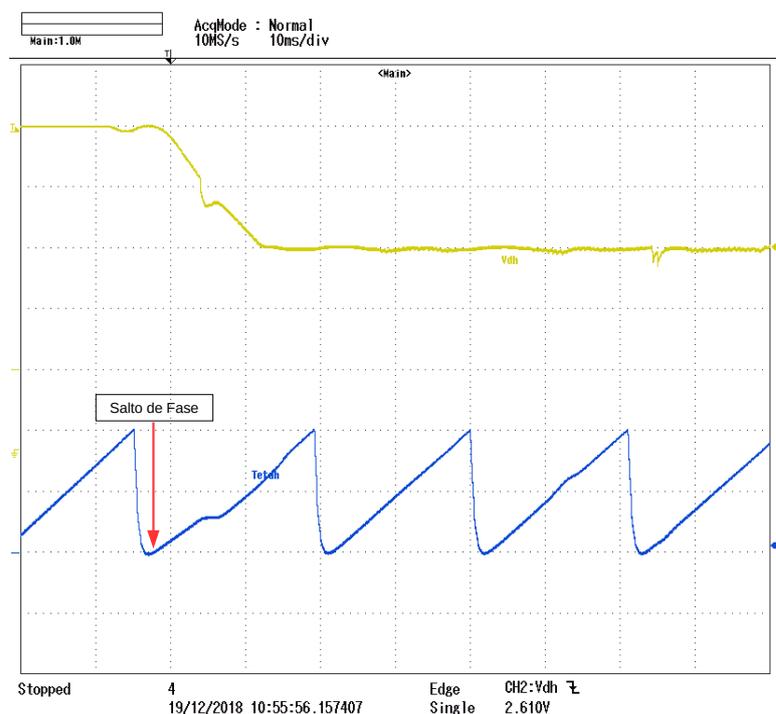
#### 4.5 RESULTADOS EXPERIMENTAIS

De maneira a demonstrar a efetividade do esquema proposto, resultados experimentais são apresentados nesta seção. O A-GDSC-PLL com compensação de salto de fase foi implementado em um protótipo tendo um processador digital de sinais (DSP) da Texas Instruments TMS320F28335, com frequência de clock  $f_{clock} = 150$  MHz e frequência de amostragem  $f_s = 12,8$  kHz, sendo executado em aproximadamente  $43,2 \mu s$ , que corresponde a 55,3%

do período de amostragem. Os mesmos testes usados nas simulações foram utilizados nos experimentos, resultando em respostas muito similares.

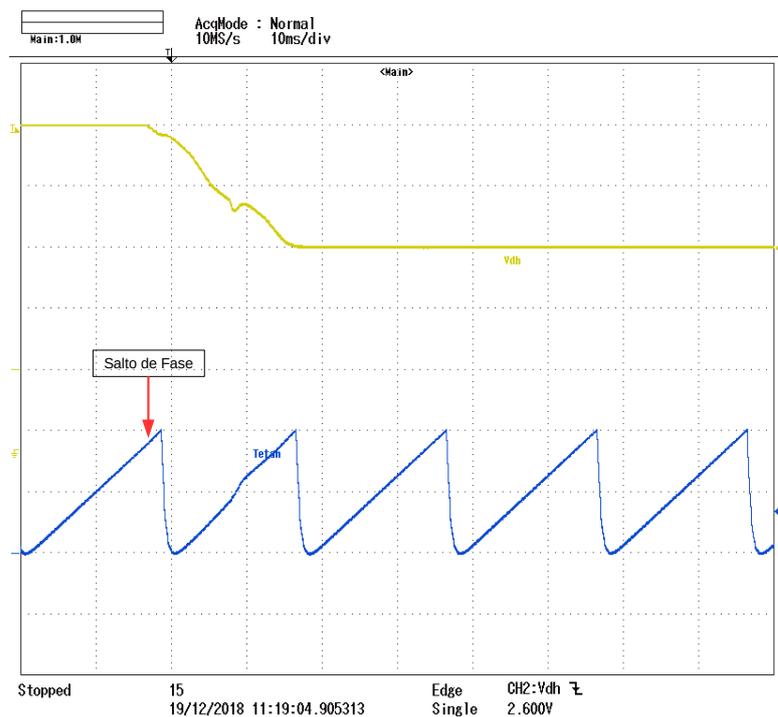
O protótipo experimental tem apenas dois conversores digital/analógico (DA) baseados em PWM. As grandezas escolhidas para medir em cada experimento foram a amplitude e o ângulo de fase da componente FFPS detectada. As Figuras 74 a 76 mostram os resultados experimentais correspondendo aos Casos de teste 20 a 22, respectivamente. Pode ser observado que a dinâmica da resposta está de encontro aos resultados das simulações. Contudo, a resposta temporal não pode ser precisamente medida agora, devido a dinâmica do conversor DA e seu filtro passa-baixas na saída (com frequência de corte de 328,8 Hz).

Figura 74 – Amplitude e fase da componente FFPS no Caso 20 para um salto de fase de  $-60^\circ$ .



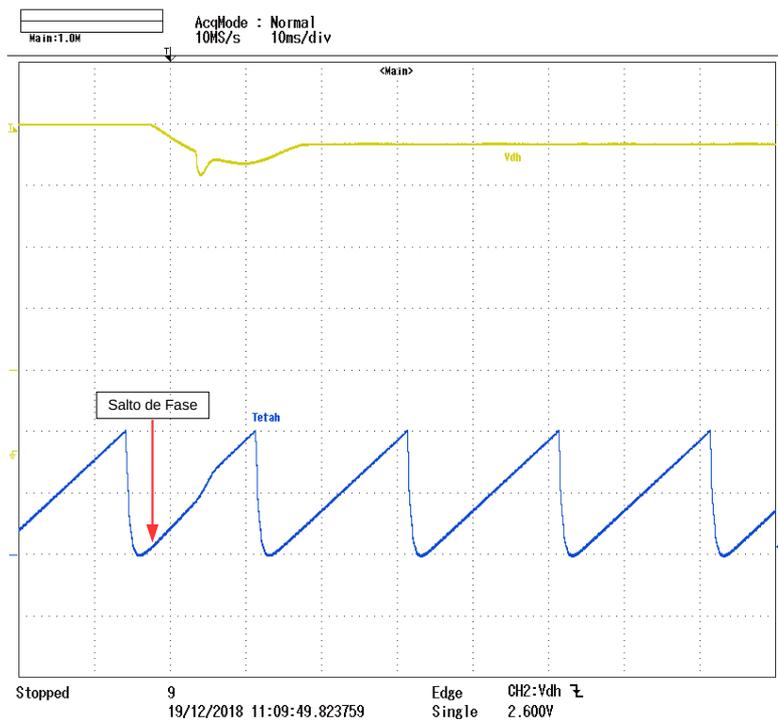
Fonte: O autor (2018).

Figura 75 – Amplitude e fase da componente FFPS no Caso 21 para um salto de fase de  $+40^\circ$ .



Fonte: O autor (2018).

Figura 76 – Amplitude e fase da componente FFPS no Caso 22 para um salto de fase de  $+50^\circ$ .



Fonte: O autor (2018).

#### 4.6 RESUMO DO CAPÍTULO

Neste capítulo foram apresentados e comparados os resultados das simulações dos métodos DDSRF-PLL aperfeiçoado por Golestan, Monfared e Freijedo (2013), DSOGI-PLL aperfeiçoado por Golestan et al. (2014), A-GDSC-PLL proposto por Neves et al. (2012) e A-GDSC-PLL com compensação de salto de fase submetidos a vinte e dois casos de teste selecionados.

Nos casos de teste que simularam subtensões e sobretensões abruptas (C01 a C04) os métodos que utilizam o GDSC apresentaram melhores desempenhos que o DSOGI-PLL e DDSRF-PLL, que não apresentaram tempo de convergência para o erro de fase e o tempo de convergência para a amplitude estimada foi de aproximadamente um ciclo. Caso seja realizado um esquema de normalização seguido de um novo ajuste dos parâmetros dos controladores para o DSOGI-PLL e o DDSRF-PLL aperfeiçoados, o tempo de convergências desses métodos podem se tornar mais competitivos.

A simulação das componentes FFNS aplicadas ao sistema de potência (C05 a C06) mostraram que todas as técnicas apresentaram mostraram tempos de convergência abaixo de um ciclo. Para o teste C05 o DDSRF-PLL e DSOGI-PLL apresentaram tempos de convergência menores, embora maiores sobressinais que as técnicas que empregam o GDSC, isso acontece porque essas técnicas tratam as componentes FFNS de forma mais particular. Para o Caso de teste 6 todas as técnicas se mantiveram na faixa de tolerância, não apresentando tempo de convergência.

Os resultados dos casos de teste que simularam a entrada de componentes harmônicas (C07 a C10) mostraram que para os Casos C07 e C08 todas as técnicas apresentaram tempos de convergência insignificante. No Caso de teste 9 devido a elevada DHT, o DSOGI-PLL e DDSRF-PLL não convergiram, enquanto os métodos baseados em GDSC apresentaram um tempo de convergência para amplitude estimada de 0,9 ciclo e para o erro de fase, de 0,8 ciclo. Para o Caso de teste 10 todas as técnicas ofereceram tempo de convergência de erro de fase insignificante. Para todos os Casos de teste (C07 a C10) as técnicas baseadas em GDSC apresentaram DHTV nulos, pois o filtro GDSC elimina todos os harmônicos.

Nos resultados dos testes que envolvem componentes c.c. de decaimento exponencial (C11 a C13), o DSOGI-PLL e o DDSRF-PLL apresentam tempos de convergência maiores que as técnicas baseadas em GDSC. Para o Caso de teste 11, o DSOGI-PLL e o DDSRF-PLL não convergiram, tanto utilizando os parâmetros originais, quanto os aperfeiçoados. Nos Casos de teste C11 e C12, o A-GDSC-PLL e o A-GDSC-PLL com compensação de salto de fase apresentaram tempos de convergência tanto de amplitude estimada, quanto de erro de fase de 0,9 ciclo. Para o teste que simula componentes típicas de linhas de transmissão C13, o tempo de convergência dos métodos que utilizam o GDSC são desprezíveis.

O DSOGI-PLL e o DDSRF-PLL apresentaram melhores resultados para os Casos de teste C14 a C16, que simulam variação de frequência em rampa. Todos os métodos apresentam tempos de convergência desprezíveis para a amplitude estimada. Nos Casos de teste C14 e C15 que abrangem grande variação de frequência a uma elevada derivada, os métodos que utilizam GDSC apresentaram tempos de convergência maiores. Isso é principalmente devido a pequena frequência de corte do filtro passa baixas utilizado para estimação do número de amostras em um ciclo, que diminui a velocidade dinâmica do A-GDSC-PLL.

Para os Casos de testes C17 a C19 que envolvem o salto de fase, os métodos que utilizam o GDSC apresentam menores tempos de convergência tanto para a amplitude estimada, quanto para o erro de fase. Para esses casos, o A-GDSC-PLL com compensação de salto de fase apresentou, como esperado, o menor tempo de convergência, sendo este tempo apenas o necessário para a confirmação do salto de fase. O DDSRF-PLL apresentou os maiores tempos de convergência para as duas variáveis observadas e o DSOGI-PLL os maiores sobressinais, pois seus projetos baseiam-se em operação em torno das condições nominais.

Nos Casos de teste C20 a C22 que simulam condições dos testes anteriores combinadas, o DDSRF-PLL e o DSOGI-PLL apresentaram tempos de convergência maiores, sendo o Caso de teste 20 o que impôs instabilidade ao DSOGI-PLL. Nesses casos com perturbações combinadas o DSOGI-PLL e DDSRF-PLL aperfeiçoados apresentaram tempos de convergência de vários ciclos, isso também se deve ao fato de que os parâmetros de ajuste desses métodos foram obtidos supondo-se a operação em torno das condições nominais.

Para todos os casos de condições combinadas o A-GDSC-PLL com compensação de salto de fase atuou diminuindo o erro durante o transitório do GDSC, embora não entrasse completamente na faixa de convergência. Para o Caso de teste 22 o A-GDSC-PLL com compensação de salto de fase apresentou o menor tempo de convergência, com redução de aproximadamente 50% em relação ao A-GDSC-PLL.

Mostrou-se também que o A-GDSC-PLL com compensação de salto de fase é capaz de atuar em uma ampla faixa de ângulos de salto. Para o Caso de teste 20, o menor tempo de convergência foi para o salto de fase de  $-70^\circ$  mostrando que a amplitude do salto de fase não tem correlação direta com a diminuição do tempo de convergência. Outro comportamento que também merece destaque é o Caso de teste 21, para os saltos positivos o esquema proposto estima os ângulos de salto em 0,3 ciclo, enquanto que para saltos negativos, as estimações de ângulo ocorrem após 0,5 ciclo. O A-GDSC-PLL com compensador de salto obteve os melhores resultados para o Caso de teste 22, no qual para os saltos simulados o esquema consegue atuar em 0,3 ciclo. Os resultados experimentais mostraram que as respostas obtidas corroboram o método proposto, indicando a mesma dinâmica das simulações.

## 5 CONCLUSÕES E TRABALHOS FUTUROS

O objetivo principal desta dissertação foi apresentar uma proposta para a melhoria do desempenho do A-GDSC-PLL quando submetido ao salto de fase. Sendo assim, foi desenvolvido um método integrado de detecção do salto de fase, estimação do ângulo do salto e compensação adequada da fase do vetor espacial transitório fornecido pelo GDSC. Para o maior benefício do método, foi proposta a modificação do SRF-PLL e da adaptabilidade em frequência do A-GDSC-PLL.

No Capítulo 2, a fim de facilitar o acompanhamento dos desenvolvimentos e comparações a serem apresentadas, bem como a familiarização com a notação adotada, são revistos conceitos fundamentais como a obtenção dos vetores espaciais nos referenciais estacionário e girante e as ferramentas de transformação de referência. Também é descrita a representação do vetor espacial do sistema elétrico como a soma de vetores espaciais harmônicos de sequência positiva e sequência negativa.

Os conceitos de Malha Travada em Fase (PLL) são tratados como meio de entender o PLL sob referencial síncrono (SRF-PLL), que usa, via de regra, o controlador PI destinado a manter o erro de regime nulo. É mostrado que o SRF-PLL normalizado mantém os ganhos e a estabilidade independentes da amplitude do vetor espacial de entrada. Evidencia-se que, devido às perturbações normalmente encontradas no sistema elétrico, o SRF-PLL demanda melhorias na capacidade de rejeição de distúrbios, o que leva a utilização de filtros combinados com o SRF-PLL.

Conceitua-se o DSOGI-PLL e seus subsistemas, o SOGI-QSG e o PSC, sendo este último uma aplicação da teoria das componentes simétricas ao vetor espacial instantâneo no referencial estacionário, para fornecer o vetor FFPS estimado ao SRF-PLL. Em seguida, o DDSRF-PLL é modelado para a rede de desacoplamento das componentes de sequência positiva e negativa, e posteriormente aplicado às componentes FFPS e FFNS utilizando realimentação cruzada. São mostrados também os ganhos do controlador aperfeiçoados seguindo o modelo em pequenos sinais. O GDSC também é abordado, descrevendo-se a obtenção dos parâmetros de projeto, a resposta em frequência, sua utilização como pré-filtro para o SRF-PLL normalizado, bem como a adaptabilidade em frequência, formando assim o A-GDSC-PLL. As simulações realizadas demonstraram o desempenho do A-GDSC-PLL e mostraram novamente sua eficácia para a obtenção do vetor FFPS.

No Capítulo 3 são tratados os detalhes da técnica proposta, o A-GDSC-PLL com compensação de salto de fase. Seu esquema foi dividido em subsistemas: um *detector de salto de fase*, um *estimador de ângulo* e um *compensador de fase*. O esquema recebe o vetor espacial na saída do filtro GDSC ( $\vec{f}_{ABCDE}(k)$ ) e fornece, durante o transitório do GDSC, o ângulo de salto de fase estimado ( $\varphi_e$ ) e vetor espacial na saída do GDSC com ângulo de fase corrigido ( $\vec{f}_{ABCDE(comp)}(k)$ ). O SRF-PLL modificado recebe o vetor espacial filtrado com fase corrigida

e chaveia para o controlador  $P$  *deadbeat* durante o transitório do GDSC, quando o ângulo de salto de fase for estimado. A adaptabilidade em frequência utiliza o conceito do A-GDSC-PLL e utiliza o chaveamento da informação quando é detectada uma variação abrupta.

No Capítulo 4 são apresentados e comparados os resultados das simulações do DSOGI-PLL aperfeiçoado conforme Golestan et al. (2014), DDSRF-PLL aperfeiçoado conforme Golestan, Monfared e Freijedo (2013), A-GDSC-PLL proposto por Neves et al. (2012) e A-GDSC-PLL com compensação de salto de fase, submetidos a testes de perturbações. Os sinais de teste escolhidos e suas intensidades seguiram em sua maioria a metodologia da tese de doutorado de Batista (2017), pois nesta tese houve uma extensa pesquisa feita sobre normas técnicas aplicáveis à qualidade de energia em sistemas de geração distribuída e aos métodos de sincronização.

Nos testes envolvendo a adição de uma componente c.c. de decaimento exponencial, as técnicas empregando o A-GDSC-PLL apresentaram menores sobressinal, DHTV e tempo de convergência tanto no que se refere à amplitude, quanto à fase. Quanto maior a amplitude e/ou constante de decaimento, maiores os tempos de convergência para os DSOGI-PLL e DDSRF-PLL aperfeiçoados, dado que suas melhorias se basearam na operação em torno das condições nominais e modelo em pequenos sinais. Dessa forma, em relação aos resultados obtidos para os DSOGI-PLL e DDSRF-PLL pela utilização dos parâmetros originalmente estabelecidos, por apresentarem tempos de convergência similares, apenas têm o benefício de uma discreta redução no sobressinal.

Quanto aos casos envolvendo variação da frequência em rampa, os DSOGI-PLL e DDSRF-PLL aperfeiçoados apresentaram menores sobressinais nos erros de fase, quando comparados aos métodos baseados em cancelamento por sinal atrasado. Indicando que esses métodos de sincronização são levemente mais eficazes quando aplicados a sistemas elétricos cuja regulação da frequência seja o maior problema.

Nos testes que consideram salto de fase sem outras perturbações simultâneas, os quais são largamente empregados nos artigos que tratam de métodos de sincronização, o A-GDSC-PLL com compensação de salto de fase consegue, conforme esperado, atuar com precisão sobre o ângulo de fase, fazendo o método convergir em apenas 0,3 ciclo, o suficiente para o *flag* de habilitação confirmar o salto de fase. Nestes testes, considerou-se que o comportamento típico do sistema elétrico era completamente desconhecido, desse modo, não houve mudança nos parâmetros do esquema proposto para que houvesse compensação do salto de fase quase instantaneamente. Caso o comportamento típico das componentes harmônicas após um salto de fase seja conhecido e comprovarem ser de pequeno efeito, os parâmetros do esquema de compensação podem ser alterados para diminuir o tempo de convergência.

Os testes de casos com perturbações ocorrendo simultaneamente ao salto de fase mostraram a efetividade do método proposto, inclusive na presença de componentes c.c. de decaimento exponencial. A presença de saltos de fase simultâneos a componentes FFNS severas, componentes de sequência negativa segundo a teoria de Fortescue, mostrou que o A-GDSC-PLL com

compensador de salto é capaz de atuar também em faltas assimétricas.

A detecção e estimação do ângulo de salto puderam ser feitas também para os casos de salto de fase simultâneo a variação de frequência em rampa. O DSOGI-PLL se mostrou instável no teste de perturbações extremas, enquanto o DDSRF-PLL apresentou grandes sobressinal e tempo de convergência. Para a necessidade de fornecer, após faltas severas, o ângulo de fase estimado com rapidez, por exemplo, ao controle de conversores ou aos algoritmos de proteção, os dois métodos não são indicados.

Mostrou-se, para cada um dos casos combinados, que o A-GDSC-PLL com compensação de salto de fase é capaz de atuar em uma ampla faixa de ângulos de salto. O tempo necessário para o método estimar a amplitude do salto e utilizá-lo na compensação foi similar dentro do mesmo conjunto de perturbações. Quanto ao tempo de convergência, este não apresentou relação com a amplitude do salto, por exemplo, na Figura 62, a amplitude do salto que resultou em convergência mais rápida foi  $-70^\circ$ .

Mostrou-se a efetividade do GDSC auxiliar na atenuação do efeito de perturbações, inclusive atuando na presença de componente c.c. de decaimento exponencial. Os resultados experimentais mostraram que as respostas obtidas corroboram o método proposto, indicando a mesma dinâmica das simulações. Logo, o método proposto tende a fornecer melhores características de desempenho transitório para o ângulo de fase na saída do A-GDSC-PLL, menores tempos de convergência para a maioria dos casos práticos, tanto em perturbações leves, quanto extremas.

### 5.1 SUGESTÕES PARA TRABALHOS FUTUROS

Em seguida, são enumeradas algumas sugestões de trabalhos futuros relacionadas com o tema desta dissertação:

1. Estudar o desacoplamento dos efeitos de salto de fase e variação de frequência ocorrendo simultaneamente na saída do GDSC;
2. Desenvolvimento de uma metodologia de projeto para controladores adaptativos para o SRF-PLL considerando a utilização de filtros como o GDSC;
3. Tornar o esquema proposto independente da experiência do usuário, estudando maneiras de adotar limiares de ativação de casos suspeitos de salto de fase de maneira automática;
4. Estudar conceitos que levem a melhoria o método proposto quando aplicado a sistemas suspeitos a variação de frequência em rampa.

A partir deste trabalho de mestrado, o artigo *Fast Phase Angle Jump Estimation to Improve the Convergence Time of the GDSC-PLL* foi submetido ao periódico *IEEE Transactions on Industrial Electronics* e em fevereiro de 2019 encontra-se em revisão.

## REFERÊNCIAS

ANDRETA, A. G. *Estratégia híbrida de controle para inversores trifásicos conectados à rede baseada em controladores deadbeat e proporcional+ressonante*. Dissertação (Mestrado) — Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, 2014. Citado na página 69.

ANEEL. *Módulo 8 - Qualidade da Energia Elétrica. Aprovado na Resolução Normativa 664/2015 da Agência Nacional de Energia Elétrica (ANEEL)*. [S.l.], 2015. Citado 3 vezes nas páginas 54, 77 e 78.

ARRUDA, L. N.; SILVA, S. M.; FILHO, B. J. C. PLL structures for utility connected systems. In: *Conference Record of the 2001 IEEE Industry Applications Conference. 36th IAS Annual Meeting*. Chicago, IL, USA, USA: [s.n.], 2001. p. 2655–2660 vol.4. ISSN 0197-2618. Citado na página 69.

ASIMINOEL, L.; BLAABJERG, F.; HANSEN, S. Detection is key - harmonic detection methods for active power filter applications. *IEEE Industry Applications Magazine*, v. 13, n. 4, p. 22–33, July 2007. ISSN 1077-2618. Citado na página 24.

BATISTA, Y. N. *Cancelamento por sinal atrasado generalizado: Estrutura variável para sincronização e identificação de curto-circuitos*. Tese (Doutorado) — Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Universidade Federal de Pernambuco, Recife, Brasil, 2017. Citado 6 vezes nas páginas 76, 77, 82, 85, 89 e 112.

BATISTA, Y. N.; SOUZA, H. E. P.; NEVES, F. A. S. Frequency adaptivity improvement in gdsc-pll. In: IEEE, 2015. *2015 IEEE 24th International Symposium on Industrial Electronics (ISIE)*. [S.l.], 2015. p. 1333–1338. ISSN 2163-5137. Citado 2 vezes nas páginas 18 e 29.

BATISTA, Y. N. et al. Variable-structure generalized delayed signal cancellation pll to improve convergence time. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 62, n. 11, p. 7146–7150, June 2015. ISSN 0278-0046. Citado 3 vezes nas páginas 16, 43 e 64.

BDEW. *Generating Plants Connected to the Medium-Voltage Network*. [S.l.], 2008. Citado na página 76.

BLAABJERG, F. et al. Overview of control and grid synchronization for distributed power generation systems. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 53, n. 5, p. 1398–1409, Oct 2006. ISSN 0278-0046. Citado na página 18.

BOYRA, M.; THOMAS, J. A review on synchronization methods for grid-connected three-phase vsc under unbalanced and distorted conditions. In: *Proceedings of the 2011 14th European Conference on Power Electronics and Applications*. [S.l.: s.n.], 2011. p. 1–10. Citado na página 18.

CHUNG, S.-K. A phase tracking system for three phase utility interface inverters. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 15, n. 3, p. 431–438, May 2000. ISSN 0885-8993. Citado 2 vezes nas páginas 16 e 25.

COPEL. *NTC 905200 - Acesso de Micro e Minigeração Distribuída ao Sistema da Copel (com compensação de energia)*. [S.l.], 2014. Citado na página 77.

DIAS FILHO, R. F. *Algoritmo de estimação fasorial para relés numéricos baseado no método de generalizado de cancelamento por sinais atrasados*. Tese (Doutorado) — Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Universidade Federal de Pernambuco, Recife, Brasil, 2015. Citado na página 21.

DONG, D. et al. Analysis of phase-locked loop low-frequency stability in three-phase grid-connected power converters considering impedance interactions. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 62, n. 1, p. 310–321, Jan. 2015. ISSN 0278-0046. Citado na página 24.

GHARTEMANI, M. K. et al. Problems of startup and phase jumps in pll systems. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 27, n. 4, p. 1830–1838, September 2012. ISSN 0885-8993. Citado 3 vezes nas páginas 68, 71 e 92.

GOLESTAN, S.; GUERRERO, J. M.; GHAREHPETIAN, G. B. Five approaches to deal with problem of dc offset in phase-locked loop algorithms: Design considerations and performance evaluations. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 31, n. 1, p. 648–661, Jan 2016. ISSN 0885-8993. Citado na página 28.

GOLESTAN, S.; GUERRERO, J. M.; VASQUEZ, J. C. Dc-offset rejection in phase-locked loops: A novel approach. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 63, n. 8, p. 4942–4946, Aug 2016. ISSN 0278-0046. Citado na página 28.

GOLESTAN, S.; GUERRERO, J. M.; VASQUEZ, J. C. Three-phase plls: a review of recent advances. *IEEE Transactions On Power Electronics*, v. 32, n. 3, p. 1894–1907, March 2017. ISSN 0885-8993. Citado 6 vezes nas páginas 16, 17, 26, 28, 29 e 71.

GOLESTAN, S.; MONFARED, M.; FREIJEDO, F. D. Design-oriented study of advanced synchronous reference frame phase-locked loops. *IEEE Transactions On Power Electronics*, v. 28, n. 2, p. 765–778, June 2013. ISSN 0885-8993. Citado 11 vezes nas páginas 10, 16, 17, 24, 37, 38, 39, 40, 76, 109 e 112.

GOLESTAN, S. et al. Performance improvement of a prefiltered synchronous-reference-frame pll by using a pid-type loop filter. *IEEE Transactions On Industrial Electronics*, v. 61, n. 7, p. 3469–3479, July 2014. ISSN 0278-0046. Citado 10 vezes nas páginas 10, 17, 24, 33, 34, 40, 76, 100, 109 e 112.

IEC. *IEC 61727 – Photovoltaic (PV) systems - Characteristics of the utility interface*. [S.l.], 2004. Citado na página 77.

IEEE. *IEEE 1547 - Standard for Interconnection and Interoperability of Distributed Energy Resources with Associated Electric Power Systems Interfaces*. [S.l.], 2003. Citado na página 76.

IEEE. *IEEE Std C37.118.1-2011 (Revision of IEEE Std C37.118-2005) - Standard for Synchrophasor Measurements for Power Systems*. [S.l.], 2011. Citado na página 77.

KAMBLE, S. Y.; MATE, S. N.; WAWARE, M. M. Online wavelet based control algorithm for shunt active power filter operation. In: IEEE, 2013. *2013 IEEE International Conference on Control Applications (CCA)*. Hyderabad, India, 2013. p. 1–6. ISSN 1085-1992. Citado na página 71.

KARIMI-GHARTEMANI, M.; KARIMI, H. Analysis of symmetrical components in time-domain. In: *48th Midwest Symposium on Circuits and Systems, 2005*. [S.l.: s.n.], 2005. p. 28–31 Vol. 1. ISSN 1548-3746. Citado na página 21.

KAURA, V.; BLASKO, V. Operation of a phase locked loop system under distorted utility conditions. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 33, n. 1, p. 58–63, Jan./Feb. 1997. ISSN 0093-9994. Citado 2 vezes nas páginas 16 e 69.

KULKARNI, A.; JOHN, V. Design of synchronous reference frame phase-locked loop with the presence of dc offsets in the input voltage. *IET Power Electronics*, v. 8, n. 12, p. 2435–2443, 2015. ISSN 1755-4535. Citado na página 28.

LI, W. et al. Grid synchronization systems of three-phase grid-connected power converters: A complex-vector-filter perspective. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 61, n. 4, p. 1855–1870, April 2014. ISSN 0278-0046. Citado na página 24.

MATTAVELLI, P. An improved deadbeat control for ups using disturbance observers. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 52, n. 1, p. 206–212, Feb. 2005. ISSN 0278-0046. Citado na página 69.

MOHAMED, Y. A.-R. I.; EL-SAADANY, E. F. An improved deadbeat current control scheme with a novel adaptive self-tuning load model for a three-phase pwm voltage-source inverter. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 54, n. 2, p. 747–759, April 2007. ISSN 0278-0046. Citado na página 69.

NEVES, F. A. S. et al. A generalized delayed signal cancellation method for detecting fundamental-frequency positive-sequence three-phase signals. *IEEE Transactions on Power Delivery*, v. 25, n. 3, p. 1816–1825, July 2010. ISSN 0885-8977. Citado 4 vezes nas páginas 18, 29, 40 e 64.

NEVES, F. A. S. et al. Digital filters for fast harmonic sequence component separation of unbalanced and distorted three-phase signals. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 59, n. 10, p. 3847–3859, October 2012. ISSN 0278-0046. Citado 14 vezes nas páginas 8, 18, 29, 43, 64, 70, 71, 72, 73, 74, 76, 78, 109 e 112.

PAAP, G. C. Symmetrical components in the time domain and their application to power network calculations. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 15, n. 2, p. 522–528, May 2000. ISSN 1558-0679. Citado na página 21.

PEREIRA, S. *Transformada wavelet aplicada a análise automática de oscilografias de curta geração em unidades geradoras*. Dissertação (Mestrado) — Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Universidade Federal Tecnológica do Paraná, Pato Branco, 2016. Citado na página 71.

PHADKE, A. G.; IBRAHIM, M.; HLIBKA, T. Fundamental basis for distance relaying with symmetrical components. *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*, v. 96, n. 2, p. 635–646, March 1977. ISSN 0018-9510. Citado na página 89.

PHADKE, A. G.; THORP, J. S. *Computer relaying for power systems*. [S.l.]: John Wiley & Sons, 2009. Citado na página 89.

RAO, U. K.; MISHRA, M. K.; GHOSH, A. Control strategies for load compensation using instantaneous symmetrical component theory under different supply voltages. *IEEE Transactions on Power Delivery*, v. 23, n. 4, p. 2310–2317, Oct 2008. ISSN 0885-8977. Citado na página 21.

RODRIGUEZ, P. et al. Decoupled double synchronous reference frame pll for power converters control. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 22, n. 2, p. 584–592, March 2007. ISSN 0885-8993. Citado 7 vezes nas páginas 17, 29, 35, 36, 37, 39 e 40.

RODRIGUEZ, P. et al. New positive-sequence voltage detector for grid synchronization of power converters under faulty grid conditions. In: IEEE, 2006, Jeju. *Power Electronics Specialists Conference, 2006. PESC '06. 37th IEEE*. Jeju, South Korea, 2006. p. 1–7. ISSN 0275-9306. Citado 7 vezes nas páginas 10, 17, 29, 31, 32, 33 e 34.

RODRIGUEZ, P. et al. New positive-sequence voltage detector for grid synchronization of power converters under faulty grid conditions. In: IEEE, 2006. *2006 37th IEEE Power Electronics Specialists Conference*. [S.l.], 2006. p. 1–7. ISSN 0275-9306. Citado na página 31.

ROLIM, L. G. B.; COSTA, D. R.; AREDES, M. Analysis and software implementation of a robust synchronizing pll circuit based on the pq theory. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 53, n. 6, p. 1919–1926, Dec. 2006. ISSN 0278-0046. Citado na página 69.

SALEH, S. A.; SCAPLEN, B.; RAHMAN, M. A. A new implementation method of wavelet-packet-transform differential protection for power transformers. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 47, n. 2, p. 1003–1012, March 2011. ISSN 0093-9994. Citado na página 71.

SIMONE, B.; PAOLO, M. *Digital control in power electronics*. [S.l.]: Morgan & Claypool Publishers, 2006. v. 1. 1-159 p. (Synthesis Lectures on Power Electronics, v. 1). Citado na página 70.

SOUZA, H. E. P. d. *Uma abordagem vetorial para a detecção em tempo real de componentes harmônicas de sequência positiva e negativa em sinais trifásicos*. Tese (Doutorado) — Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Universidade Federal de Pernambuco, Recife, Brasil, 2012. Citado 11 vezes nas páginas 26, 31, 32, 35, 36, 44, 45, 46, 47, 48 e 78.

VDE. *VDE-AR-N 4105 - Generators connected to the low-voltage distribution network*. [S.l.], 2011. Citado na página 77.