

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



DISSERTAÇÃO DE MESTRADO

**Estimação Rápida do Ângulo do Salto de Fase para Melhorar
o Tempo de Convergência do GDSC-PLL**

Daniel Soares dos Santos Andrade

Daniel Soares dos Santos Andrade

Estimação Rápida do Ângulo do Salto de Fase para Melhorar o Tempo de Convergência do GDSC-PLL

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

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

Coorientador: Ygo Neto Batista, *D.Sc.*

Recife, Brasil

Setembro de 2018

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. Ao Prof. Dr. Helber Elias Paz de Souza pelas correções que melhoraram a didática. Aos professores e novos amigos que fiz no GEPAE, dividimos experiências, expectativas, procuramos sempre nos ajudar somando conhecimentos.

Resumo

Foi desenvolvido nesta dissertação o A-GDSC-PLL com compensação de salto de fase, esse esquema integra o detector de salto de fase, o estimador de ângulo e o compensador de fase. A detecção da ocorrência do salto de fase é feita monitorando o aumento da diferença de fase entre os vetores espaciais na saída do GDSC atual e um ciclo atrasado para gerar sinais de alerta. A estimação do ângulo de salto utiliza a resposta transitória fornecida pelo GDSC a qual controlou-se os efeitos de outras perturbações sobre a estimação e a compensação corrige a fase do vetor espacial transitório fornecido ao SRF-PLL. O SRF-PLL foi modificado para o aumento do desempenho, seu controlador PI é chaveado para o controlador P deadbeat somente quando a estimação do ângulo do salto converge. Já para a adaptabilidade em frequência foi adotada a configuração base do A-GDSC-PLL original e posteriormente incorporada a transformada wavelet para aumentar o desempenho para variações de frequência. Após as simulações de diversas condições operacionais do sistema elétrico, foi comprovado que o A-GDSC-PLL com compensação de salto de fase diminui o tempo de convergência do erro de fase após o salto em média de 50 %.

Palavras-chave: Algoritmo de Sincronização. Salto de Fase. Adaptabilidade em Frequência. Qualidade de Energia. Cancelamento por Sinal Atrasado Generalizado.

Lista de ilustrações

Figura 1 – (a) Composição gráfica do vetor espacial no referencial estacionário. (b) Lugar geométrico do vetor espacial no referencial estacionário de um sistema trifásico equilibrado e sem componentes harmônicas.	19
Figura 2 – Diagrama de blocos do SRF-PLL.	22
Figura 3 – Diagrama de blocos do SRF-PLL linearizado.	23
Figura 4 – Diagrama de blocos do SRF-PLL normalizado.	23
Figura 5 – Diagrama de blocos do SRF-PLL normalizado linearizado.	23
Figura 6 – Diagrama em blocos do SOGI-QSG.	27
Figura 7 – Diagrama em blocos do DSOGI-PLL.	28
Figura 8 – Rede que desacopla o sistema dq^x dos efeitos do vetor \vec{V}^y	31
Figura 9 – Sistema de desacoplamento entre os sinais dos sistemas dq^{+1} e dq^{-1}	32
Figura 10 – Diagrama em blocos do DDSRF-PLL.	32
Figura 11 – Resposta em frequência das operações $A - E$ em cascata.	38
Figura 12 – Diagrama em blocos do GDSC-PLL.	38
Figura 13 – Diagrama em blocos do A-GDSC-PLL.	39
Figura 14 – Resposta do A-GDSC-PLL sob distorção harmônica de $v^{-11} = 0,2\angle 0^\circ$ p.u.	40
Figura 15 – Resposta do A-GDSC-PLL sob distorção harmônica de $v^{+3} = 0,2\angle 0^\circ$ p.u..	41
Figura 16 – Resposta do A-GDSC-PLL sob distorção harmônica de $v^{-1} = 0,3\angle 0^\circ$ p.u..	41
Figura 17 – Resposta do A-GDSC-PLL sob sinais fortemente 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., $v^{-h} = \frac{0,6}{h}\angle 0^\circ$, $2, 3, \dots, 25$).	42
Figura 18 – Demonstração da capacidade do A-GDSC-PLL de detectar o quinto harmônico de sequência positiva.	43
Figura 19 – Demonstração da capacidade do A-GDSC-PLL de detectar o quinto harmônico de sequência negativa.	43
Figura 20 – Visão geral do método aplicado ao GDSC.	45
Figura 21 – Diferença de fase ($\Delta\theta(k)$) após o salto de fase para ângulos positivos e negativos.	46
Figura 22 – Dinâmica de $\Delta\theta(k)$ durante o transitório do GDSC.	46
Figura 23 – Dinâmica de $\Delta\theta(k)$ após o transitório do GDSC.	46
Figura 24 – Diferença entre $\Delta\theta(k)$ a cada $N/32$ amostras.	47
Figura 25 – Diferença entre $\Delta\theta(k)$ a cada $N/128$ amostras.	47
Figura 26 – Cálculo de $ \Delta\theta(k) - \Delta\theta(k - N/32) $ após a inserção de desbalanço severo antes da convergência do GDSC.	48
Figura 27 – Variável $\gamma(k)$ durante o transitório do GDSC.	52
Figura 28 – Dinâmica do vetor espacial na saída do GDSC durante o transitório devido ao salto de fase.	52

Figura 29 – Diagrama com vetores espaciais do GDSC.	53
Figura 30 – Diagrama dos procedimentos de detecção e estimação.	59
Figura 31 – Vetores espaciais durante a compensação do ângulo de fase.	60
Figura 32 – Compensação da fase na entrada do SRF-PLL.	60
Figura 33 – SRF-PLL de alto desempenho para o GDSC com compensação de salto de fase.	62
Figura 34 – Aplicação da wavelet à frequência fornecida pelo A-GDSC-PLL primário.	64
Figura 35 – Número estimado de amostras em um ciclo utilizando o A-GDSC-PLL original e o A-GDSC-PLL sugerido.	65
Figura 36 – Comparação do desempenho da estimação do número de amostras em um ciclo utilizando o A-GDSC-PLL original e o A-GDSC-PLL sugerido na ocorrência do salto de fase de 60°	65
Figura 37 – Diagrama do GDSC-PLL com estimador do salto de fase, adaptativo em frequência.	66
Figura 38 – Respostas dos métodos de sincronização selecionados para o caso (C01).	72
Figura 39 – Respostas dos métodos de sincronização selecionados para o caso (C02).	73
Figura 40 – Respostas dos métodos de sincronização selecionados para o caso (C03).	73
Figura 41 – Respostas dos métodos de sincronização selecionados para o caso (C04).	74
Figura 42 – Respostas dos métodos de sincronização selecionados para o caso (C05).	75
Figura 43 – Respostas dos métodos de sincronização selecionados para o caso (C06).	76
Figura 44 – Respostas dos métodos de sincronização selecionados para o caso (C07).	78
Figura 45 – Respostas dos métodos de sincronização selecionados para o caso (C08).	78
Figura 46 – Respostas dos métodos de sincronização selecionados para o caso (C09).	79
Figura 47 – Respostas dos métodos de sincronização selecionados para o caso (C10).	79
Figura 48 – Respostas dos métodos de sincronização selecionados para o caso (C11).	82
Figura 49 – Respostas dos métodos de sincronização selecionados para o caso (C12).	82
Figura 50 – Respostas dos métodos de sincronização selecionados para o caso (C13).	83
Figura 51 – Respostas dos métodos de sincronização selecionados para o caso (C14).	84
Figura 52 – Respostas dos métodos de sincronização selecionados para o caso (C15).	84
Figura 53 – Respostas dos métodos de sincronização selecionados para o caso (C16).	86
Figura 54 – Respostas dos métodos de sincronização selecionados para o caso (C17).	87
Figura 55 – Respostas dos métodos de sincronização selecionados para o caso (C18).	87
Figura 56 – Respostas dos métodos de sincronização selecionados para o caso (C19).	88
Figura 57 – Respostas dos métodos de sincronização selecionados para o caso (C20).	89
Figura 58 – Respostas dos métodos de sincronização selecionados para o caso (C21).	90
Figura 59 – Respostas dos métodos de sincronização selecionados para o caso (C22).	90
Figura 60 – Erros de fase para o teste C20 para saltos de fase negativos.	92
Figura 61 – Erros de fase para o teste C20 para saltos de fase positivos.	93
Figura 62 – Convergência na estimação do salto de fase de -60° para o teste C20.	94
Figura 63 – Convergência na estimação do salto de fase de $+60^\circ$ para o teste C20.	94

Figura 64 – Erros de fase para o teste C21 para saltos de fase negativos.	95
Figura 65 – Erros de fase para o teste C21 para saltos de fase positivos.	95
Figura 66 – Convergência na estimação do salto de fase de -60° para o teste C21.	96
Figura 67 – Convergência na estimação do salto de fase de $+60^\circ$ para o teste C21.	96
Figura 68 – Erros de fase para o teste C22 para saltos de fase negativos.	97
Figura 69 – Erros de fase para o teste C22 para saltos de fase positivos.	97
Figura 70 – Convergência na estimação do salto de fase de -60° para o teste C22.	98
Figura 71 – Convergência na estimação do salto de fase de $+60^\circ$ para o teste C22.	98

Lista de tabelas

Tabela 1 – Parâmetros do DSOGI-PLL	29
Tabela 2 – Parâmetros do DDSRF-PLL.	33
Tabela 3 – Parâmetros do GDSC para $h_d = 1$ (FFPS).	35
Tabela 4 – Parâmetros do GDSC para $h_d = 1$ (FFPS).	35
Tabela 5 – Harmônicas canceladas pelas transformações $A - E$ soma de dois termos. . .	36
Tabela 6 – Harmônicas canceladas pelas transformações $A - E$ soma de três termos. . .	36
Tabela 7 – Parametrização do GDSC.	49
Tabela 8 – Parâmetros para o GDSC ($h_d = 0$)	57
Tabela 9 – Desempenho dos métodos de sincronização para os casos de teste (C01-C04). . .	74
Tabela 10 – Desempenho dos métodos de sincronização para os casos de teste (C05-C06). . .	75
Tabela 11 – Componentes harmônicas dos casos de teste (C07-C10).	77
Tabela 12 – Desempenho dos métodos de sincronização para os casos de teste (C07-C10). . .	80
Tabela 13 – Desempenho dos métodos de sincronização para os casos de teste (C11-C13). . .	85
Tabela 14 – Desempenho dos métodos de sincronização para os casos de teste (C14-C16). . .	85
Tabela 15 – Desempenho dos métodos de sincronização para os casos de teste (C17-C19). . .	88
Tabela 16 – Desempenho dos métodos de sincronização para os casos de teste (C20-C22). . .	91

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
DHTV	Distorção Harmônica Total Vetorial
DSOGI-PLL	PLL baseado em Duplo Integrador de Segunda Ordem Generalizado (<i>Dual Second Order Generalized Integrator PLL</i>)
EPE	Empresa de Pesquisa Energética
PI	Proporcional-Integral
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>)
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 Sistema de Referência Síncrono - PLL (*Synchronous Reference Frame - PLL*)

THD Distorção harmônica total (*Total Harmonic Distortion*)

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
α	Rotação espacial de 120° em sentido anti-horário
α^2	Rotação espacial de 120° em sentido horário
ω	Frequência angular da componente fundamental em $[rad/s]$
ω_c	Largura de banda de uma malha de controle
ω_f	Frequência de corte do filtro passa-baixa
ω_{ff}	Compensação <i>feed forward</i> igual a velocidade angular nominal
$\Psi(s)$	Transformada de <i>Laplace</i> de ωt
$\Theta(s)$	Transformada de <i>Laplace</i> da posição angular estimada
$E(s)$	Transformada de <i>Laplace</i> do erro na estimação da posição angular
ε	Erro na estimação da posição angular
θ_d	Valor de um retardo angular
θ_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 θ_d radianos

K_p, K_i	Ganhos proporcional e integral de um controlador PI
ξ	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 e s_c	Valores instantâneos de uma sistema trifásico generalizado
s_α e s_β	Componentes ortogonais α e β 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 de frequência fundamental de sequência positiva
$\vec{v}_{1(a)}$	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

1	Introdução	14
1.1	Contexto atual	14
1.2	Métodos de sincronização	14
1.3	Estrutura da dissertação	16
2	Alguns Métodos de Sincronização	17
2.1	Ferramentas Matemáticas	17
2.1.1	Transformada de Fortescue	17
2.2	Malha Travada em Fase: PLL	21
2.2.1	PLL de Referência Síncrono: SRF-PLL	21
2.3	Filtragem para SRF-PLL	25
2.4	DSOGI-PLL	26
2.4.1	Calculador de Sequência Positiva no referencial $\alpha\beta$	26
2.4.2	Integrador Generalizado de Segunda Ordem	27
2.4.3	Estrutura do DSOGI-PLL	27
2.4.4	Aperfeiçoamento do DSOGI-PLL	29
2.5	DDSRF-PLL	29
2.5.1	Parâmetros Adotados Para Simulação	33
2.6	Generalização do Cancelamento por Sinal Atrasado	33
2.7	Resposta em frequência do GDSC	37
2.8	A-GDSC-PLL	38
2.9	Simulações do A-GDSC-PLL	39
2.10	Conclusão do Capítulo	42
3	A-GDSC-PLL com compensação de Salto de Fase	44
3.1	Visão geral	44
3.2	Detector de Salto de Fase	45
3.3	Estimador de ângulo	49
3.3.1	Resposta transitória do GDSC após o salto de fase	49
3.3.2	O método de estimação	53
3.3.2.1	Utilização da resposta transitória	54
3.3.2.2	Filtragem do ângulo após o GDSC	58
3.4	Compensador de fase	59
3.5	SRF-PLL modificado	61
3.6	Adaptabilidade em frequência	62
3.7	Conclusão do Capítulo	66
4	Resultados	68
4.1	Conjunto de sinais para teste	68

4.2	Figuras de mérito	69
4.3	Casos de Teste	70
4.3.1	Amplitude da componente fundamental de sequência positiva	70
4.3.2	Amplitude da componente fundamental de sequência negativa	71
4.3.3	Presença de componentes harmônicas	72
4.3.4	Presença de componentes inter-harmônicas, CC e decaimento exponencial	76
4.3.5	Variação de frequência em rampa	81
4.3.6	Variação de fase em degrau (salto de fase)	83
4.3.7	Combinações de Perturbações	88
4.4	Simulações e Resultados Complementares	92
5	Conclusões e Trabalhos Futuros	99
5.1	Trabalhos Futuros	102
	Referências	103

1 Introdução

1.1 Contexto atual

O aumento da participação das fontes de energia renováveis dentro da matriz elétrica brasileira, formando o sistema de geração distribuída, aumentou a quantidade de conversores eletrônicos conectados à rede. Devido a atuação desses dispositivos, a produção de energia consegue ser injetada no sistema elétrico, com tensões e correntes controladas.

Para fazer isso, os conversores demandam a informação das grandezas fundamentais da rede, uma forma eficiente é associá-las ao vetor tensão de frequência fundamental de sequência positiva (*Fundamental-Frequency Positive-Sequence*: FFPS), que é fornecido por um método de sincronização com a rede, ou seja, um algoritmo de seguimento do vetor tensão FFPS.

O seguimento do vetor tensão FFPS é necessário para o controle de vários dispositivos como filtros ativos de potência, FACTS (*Flexible AC Transmission Systems*), restauradores dinâmicos de tensão e condicionador unificado de qualidade de energia. Outras áreas do controle do sistema elétrico são beneficiadas pelos métodos de sincronização que são utilizados no monitoramento da rede, detecção de ilhamento de microrredes e detecção de faltas (GOLESTAN; MONFARED; FREIJEDO, 2013).

De forma que os métodos de sincronização com a rede são hoje uma necessidade nas aplicações que envolvem dispositivos e algoritmos de controle conectados ao sistema elétrico. 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.

1.2 Métodos de sincronização

Existe grande diversidade entre os algoritmos PLL, porém o mais amplamente utilizado é o PLL de Referência 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 \vec{v}_{dq} (KAURA; BLASKO, 1997; CHUNG, 2000). Suas componentes estão associadas a um eixo direto (parte real) e ao eixo em quadratura (parte imaginária). O SRF-PLL normalmente utiliza o controlador PI e 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. 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 da largura de banda no projeto do controlador do SRF-PLL, porém ao custo de aumentar o tempo 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 atrasadas obtidas após cada componente passar por um SOGI-QSG cujos resultados são a entrada 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 do próprio PLL utilizado.

De forma sucinta o PLL baseado em um Sistema de Referência Síncrono Duplo (*Decoupled Double Synchronous Reference Frame PLL: DDSRF-PLL*) (RODRIGUEZ et al., 2007) pode ser entendido como um SRF-PLL que utiliza uma rede que desacopla o sinal da rede em dois sinais: um de sequência positiva e outro de sequência negativa utilizando a posição angular indicada por um PLL. Utiliza para isso dois sistemas de referência girantes, porém em sentidos opostos. Desta forma, foca em redes com desbalanços, visto que pode ser entendido como a soma de componentes positiva e negativa.

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, capaz de cancelar famílias de componentes harmônicas do sinal. Sua utilização se dá em maior parte com outras operações em cascata de modo a fornecer ao SRF-PLL o vetor espacial FFPS do sistema elétrico. O GDSC aplicado como pré-filtro do SRF-PLL, forma com ele o GDSC-PLL.

Embora sua utilização ofereça melhores resultados diante de muitas perturbações presentes no sistema elétrico e sua adaptabilidade em frequência tenha sido alcançada (A-GDSC-PLL) (NEVES et al., 2012), e melhorada em (BATISTA; SOUZA; NEVES, 2015), também são mencionadas desvantagens sendo a principal seu tempo de convergência após o salto de fase (FREIJEDO et al., 2011).

O salto de fase é um fenômeno que ocorre no sistema elétrico de potência após uma falta e em regra é acompanhada de uma componente c.c. de decaimento exponencial (componente assimétrica de curto-circuito), é um problema enfrentado também por outros métodos de sincronização (BLAABJERG et al., 2006). Um curto-circuito impõe aos métodos de sincronização um intervalo de tempo no qual a referência de fase do vetor espacial FFPS fornecida não estará correta e poderá causar falhas, por exemplo, aos conversores ligados aos sistemas de geração distribuída poderão submeter os sistemas elétricos a admitir quantidade incorretas de potência (BOYRA; THOMAS, 2011), os controles do sistema elétrico, como algoritmos de proteção não terão conhecimento do estado real do sistema elétrico.

Isso limita, por exemplo, que sistemas de geração distribuída conectados a rede possam oferecer rápido tempo de recomposição do sistema elétrico após uma falta e condições operacionais sejam diagnosticadas com maior rapidez. Considerando o exposto, que o objetivo geral desta dissertação é a melhoria do desempenho do A-GDSC-PLL quando submetido ao salto de fase, torná-lo uma boa alternativa também nas condições de faltas como método de sincronização e monitoramento do sistema elétrico.

1.3 Estrutura da dissertação

A dissertação está organizada da seguinte forma:

- No capítulo 2 fornece os fundamentos matemáticos para o entendimento da dissertação, assim como uma revisão dos principais métodos de sincronização que utilizam filtros: DSOGI-PLL, DDSRF-PLL e GDSC-PLL, assim como simulações do A-GDSC-PLL sob diversas condições. Será dada maior ênfase ao GDSC-PLL, pois é a base deste trabalho.
- No capítulo 3 é explicado o método proposto para melhorar o desempenho do A-GDSC-PLL submetido ao salto de fase, os fundamentos matemáticos que foram 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. Também serão mostrados os aperfeiçoamentos do SRF-PLL e a adaptabilidade em frequência tendo como base o A-GDSC-PLL.
- No capítulo 4 são apresentados os resultados das simulações para diversos testes que em sua base seguiram a metodologia sistemática da tese de (BATISTA, 2017) para os métodos de sincronização DSOGI-PLL, DDSRF-PLL, ambos aperfeiçoados, o A-GDSC-PLL original e A-GDSC-PLL com compensação de salto de fase, esses métodos foram implementados no MATLAB[®] e seus desempenhos são comparados.
- No capítulo 5 são apresentadas as conclusões e sugestões de trabalhos futuros.

2 Alguns Métodos de Sincronização

Este capítulo trará uma revisão dos conceitos que fundamentam esta dissertação, primeiro abordando as transformações de Fortescue, Clarke e Park. Em seguida, será abordado o conceito Malha de Travada em Fase (PLL) como meio para compreender o PLL de Referência Síncrono (SRF-PLL). Serão abordados alguns dos principais métodos de sincronização que utilizam filtros: PLL fundamentado em Dois Integradores Generalizados de Segunda Ordem (DSOGI-PLL), PLL em um Sistema de Referência Síncrono Duplo (DDSRF-PLL) e o PLL que utiliza a Generalização do Cancelamento por Sinal Atrasado (GDSC-PLL). Maior destaque será dado ao GDSC-PLL, pois é a base para o entendimento dos próximos capítulos desta dissertação, será mostrada a obtenção dos parâmetros de projeto, adaptabilidade em frequência e simulações sob diversas perturbações.

2.1 Ferramentas Matemáticas

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, aplicada ao sistema trifásico original (\tilde{S}_a, \tilde{S}_b e \tilde{S}_c), o decompõem 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° no sentido anti-horário e 120° no sentido horário, \tilde{S} é a representação fasorial de um dado sinal senoidal e os subscritos +, - e 0, referem-se as componentes simétricas de sequência positiva, negativa e zero, respectivamente.

Se as componentes de sequência positiva ou negativa forem necessárias, pode-se utilizar apenas a linha correspondente da equação (2.1)

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

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

de modo a obter os sinais das tensões ou correntes no referencial natural (abc), nas sequências positiva ou negativa, pode-se utilizar as equações (2.2) e (2.3), segue que

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

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

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 nesse caso o operador $\alpha = e^{j\frac{2\pi}{3}}$ é o deslocamento no tempo equivalente a um terço do período fundamental.

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, assim como no caso de algoritmos de sincronização. 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 $\vec{s}_{\alpha\beta} = s_\alpha + js_\beta$.

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

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

de modo que a matriz de transformação $[T_{\alpha\beta}]$ também é definida

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

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:

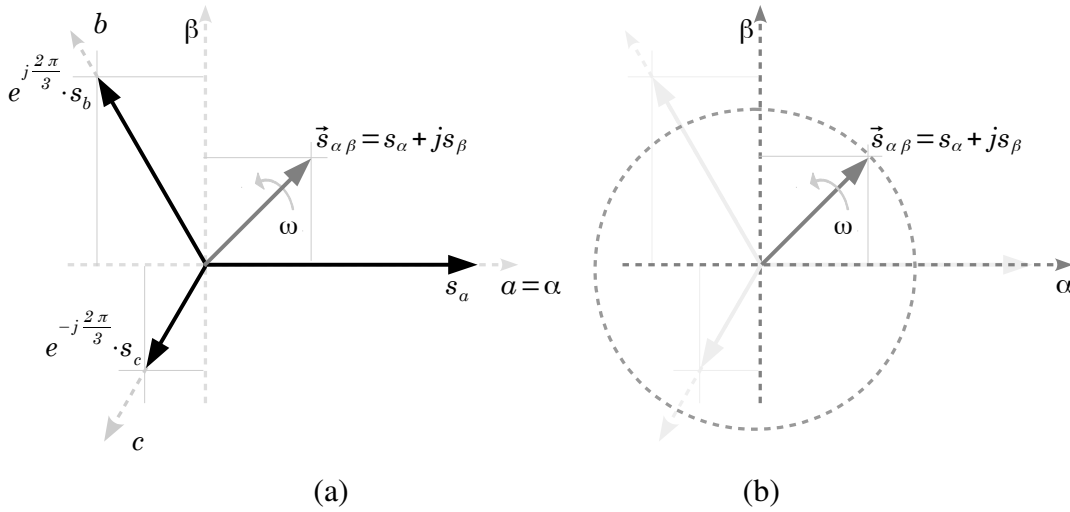


Figura 1 – (a) Composição gráfica do vetor espacial no referencial estacionário. (b) Lugar geométrico do vetor espacial no referencial estacionário de um sistema trifásico equilibrado e sem componentes harmônicas.

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

A transformação de Park é obtida por

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

$$\begin{bmatrix} s_d \\ s_q \\ s_0 \end{bmatrix} = [T_{dq0}][T_{\alpha\beta0}] \begin{bmatrix} s_a \\ s_b \\ s_c \end{bmatrix},$$

$$\begin{bmatrix} s_d \\ s_q \\ s_0 \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ -\text{sen}(\theta) & -\text{sen}(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\text{sen}(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_a \\ s_b \\ s_c \end{bmatrix} = [T_\theta] \begin{bmatrix} s_a \\ s_b \\ s_c \end{bmatrix}. \quad (2.11)$$

Considerando um sistema trifásico no referencial natural, a existência de componente de sequência zero e harmônicos em cada fase:

$$\begin{cases} s_a = \sum_{h=0}^{\infty} \left[S_a^{(h)} \cos(h\omega t + \varphi_a^{(h)}) + S_0^{(h)} \cos(h\omega t + \varphi_0^{(h)}) \right] \\ s_b = \sum_{h=0}^{\infty} \left[S_b^{(h)} \cos(h\omega t + \varphi_b^{(h)}) + S_0^{(h)} \cos(h\omega t + \varphi_0^{(h)}) \right] \\ s_c = \sum_{h=0}^{\infty} \left[S_c^{(h)} \cos(h\omega t + \varphi_c^{(h)}) + S_0^{(h)} \cos(h\omega t + \varphi_0^{(h)}) \right] \end{cases}. \quad (2.12)$$

A h -ésima componente harmônica dos sinais (2.12) pode ser escrita como:

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

então,

$$\begin{cases} s_a^{(h)} = S_a^{(h)} \frac{e^{j(h\omega t + \varphi_a^{(h)})} + e^{-j(h\omega t + \varphi_a^{(h)})}}{2} + S_0^{(h)} \cos(h\omega t + \varphi_0^{(h)}) \\ s_b^{(h)} = S_b^{(h)} \frac{e^{j(h\omega t + \varphi_b^{(h)})} + e^{-j(h\omega t + \varphi_b^{(h)})}}{2} + S_0^{(h)} \cos(h\omega t + \varphi_0^{(h)}) \\ s_c^{(h)} = S_c^{(h)} \frac{e^{j(h\omega t + \varphi_c^{(h)})} + e^{-j(h\omega t + \varphi_c^{(h)})}}{2} + S_0^{(h)} \cos(h\omega t + \varphi_0^{(h)}) \end{cases}. \quad (2.14)$$

também é possível expressar cada um dos vetores espaciais em (2.14) de forma genérica $i = a, b, c$ por

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

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

Utilizando as tensões encontradas em (2.14), encontra-se o vetor espacial no referencial estacionário, aplicando a transformação de Clarke (2.8), repetida aqui:

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

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

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

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

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

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

é possível também expressar um vetor espacial de maneira generalizada,

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

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 sobressai as técnicas baseadas em algoritmos de Malha Travada em Fase (*Phase Locked Loop*: PLL).

2.2.1 PLL de Referência Síncrono: SRF-PLL

A malha de controle mais utilizada em sistemas trifásicos para a obtenção das grandezas fundamentais do sistema (amplitude, frequência e fase) e sincronização de conversores é o PLL de Referência 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

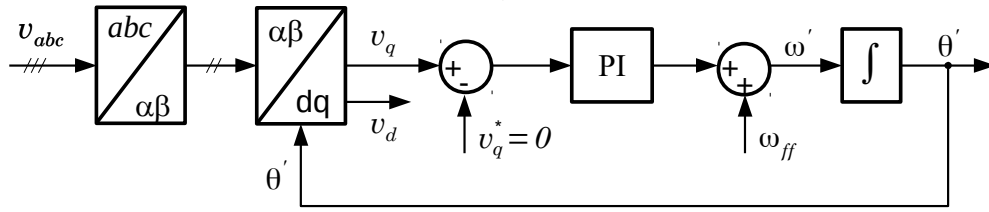


Figura 2 – Diagrama de blocos do SRF-PLL.

do vetor espacial a ser zero em regime. Os blocos fundamentais do SRF-PLL estão ilustrados na Figura 2:

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

$$\begin{cases} v_a(t) = V \cdot \cos(\omega_1 t) \\ v_b(t) = V \cdot \cos(\omega_1 t - \frac{2\pi}{3}) \\ v_c(t) = V \cdot \cos(\omega_1 t + \frac{2\pi}{3}) \end{cases}, \quad (2.15)$$

em que V e $\omega_1 t$ são a amplitude e o 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

$$\begin{aligned} v_d(t) &= V \cos(\omega_1 t - \theta'), \\ v_q(t) &= V \sin(\omega_1 t - \theta'). \end{aligned}$$

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:

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

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

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 trifásicos. A malha de controle do SRF-PLL linearizada é apresentada na Figura 3, onde percebe-se que esta depende da amplitude das tensões de entrada, que aparece como um ganho dentro da malha de controle, isso significa que variações da amplitude dos sinais de entrada mudariam o ganho da malha e portanto as margens 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 $\sqrt{v_d^2 + v_q^2}$.

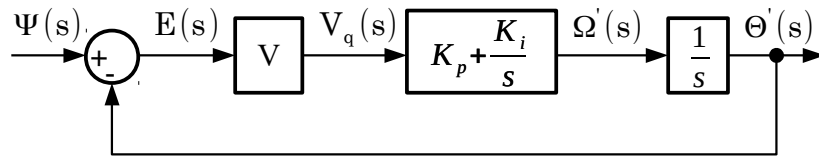


Figura 3 – Diagrama de blocos do SRF-PLL linearizado.

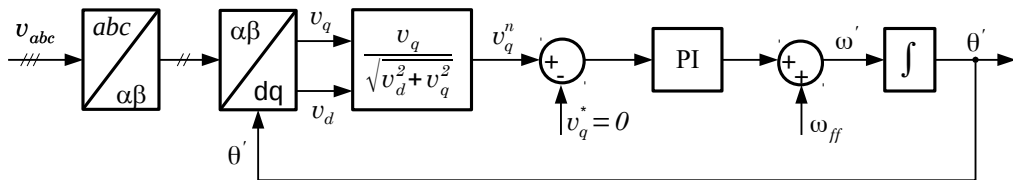


Figura 4 – Diagrama de blocos do SRF-PLL normalizado.

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

$$\frac{\Theta'(s)}{\Psi(s)} = \frac{2\xi\omega_c s + \omega_c^2}{s^2 + 2\xi\omega_c s + \omega_c^2}, \quad (2.16)$$

em que $\omega_c = \sqrt{K_i}$ e $\xi = \frac{K_p}{2} \sqrt{\frac{1}{K_i}}$.

Como o SRF-PLL é utilizado em sua forma digital, o controlador é discretizado, escolhe-se o método *Euler forward*, que fornece a função de transferência para o controlador

$$K_d(z) = K_p \frac{z - \alpha_c}{z - 1}, \quad (2.17)$$

em que,

$$\alpha_c = 1 - \frac{K_i T s}{K_p}. \quad (2.18)$$

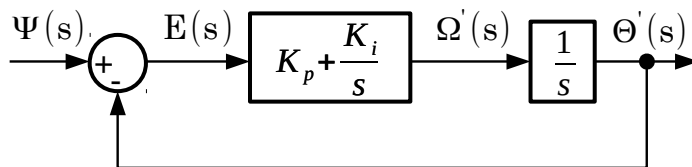


Figura 5 – Diagrama de blocos do SRF-PLL normalizado linearizado.

Ao escolher o controlador PI para o SRF-PLL, sua função de transferência de malha aberta 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. Isto pode ser compreendido com a

aplicação do teorema do valor final aplicado à função de transferência do sinal de erro para cada entrada

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

em que,

$$E(s) = \frac{1}{1 + G_{ma}} \rightarrow E(s) = \frac{s^2}{s^2 + K_p s + K_i}.$$

Aplicando-se as entradas do salto de fase ($\Psi(s) = \theta/s$) e salto de frequência ($\Psi(s) = \theta/s^2$), para as quais encontra-se $e_{ss}(\infty) = 0$, o mesmo não é alcançado para variação de frequência em rampa ($\Psi(s) = \theta/s^3$), nesse caso, o erro de regime permanente será de θ/K_i , ou seja, o controlador PI falha em fornecer erro de regime nulo 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) esta 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.

Quando a rede elétrica está livre de componentes harmônicas e balanceada, o SRF-PLL pode ser ajustado com elevada largura de banda e assim fornecer rápida resposta dinâmica. Contudo, quando a rede elétrica apresenta tensões desbalanceadas ou distorcidas, seu desempenho diminui e apresenta oscilações de regime permanente de elevada amplitude. 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, esta 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. pelo conversor. 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 são principalmente baseados em adicionar filtragem, seja dentro malha do SRF-PLL, seja antes da malha (GOLESTAN; GUERRERO; GHAREHPETIAN, 2016; GOLESTAN; GUERRERO; VASQUEZ, 2016; KULKARNI; JOHN, 2015).

2.3 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, a tarefa não é simples e frequentemente os projetistas dão mais prioridade a alguma característica que querem melhorar.

A principal vantagem das técnicas de filtragem aplicadas no referencial estacionário, antes da malha do SRF-PLL é a capacidade de detecção de sequência, inclusive eliminação seletiva de componente harmônica. A maior parte aplica um conjunto de operações, cada uma delas é responsável por extrair parte dos harmônicos dos sinais de entrada. Dependendo do sistema de referência adotado as técnicas podem ser classificadas em síncrona (dq), natural (abc) e estacionária ($\alpha\beta$).

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

É um exemplo desse grupo o DDSRF (*Decoupled Double Synchronous Reference Frame*), o método foi proposto por (RODRIGUEZ et al., 2007) e emprega dois sistemas de referência 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 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° é realizado, por exemplo, utilização de filtros passa-tudo para gerar versões de cada fase deslocadas de 90° ou a utilização de PLL monofásico melhorado (*Enhanced PLL: EPLL*).

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

Tem-se como exemplo o DSOGI-PLL (*Dual Second-Order Generalized Integrator*) foi uma técnica proposta por (RODRIGUEZ et al., 2006a) baseada na teoria das componentes simétricas no referencial estacionário. Também nesse grupo encontra-se o GDSC (*Generalized Delayed Signal Cancellation*) proposto por (NEVES et al., 2010) surge como uma técnica digital no referencial estacionário, capaz de cancelar famílias de harmônicas, adaptável em frequência (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 de controle este projeto, porém deve ser feito de modo cuidadoso, por exemplo, a escolha da ordem e frequência de corte do filtro deve ser escolhido 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 atrativas em aplicações onde a estimação precisa das componentes FFPS e FFNS são necessárias (GOLESTAN; GUERRERO; VASQUEZ, 2017).

2.4 DSOGI-PLL

2.4.1 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 obtém-se as componentes alfa 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 obter as componentes FFPS no referencial estacionário:

$$\begin{bmatrix} v_a^+ \\ v_b^+ \\ v_c^+ \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 & \alpha & \alpha^2 \\ \alpha^2 & 1 & \alpha \\ \alpha & \alpha^2 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = [T_+] \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix}, \quad (2.19)$$

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 (2.19), tem-se:

$$\begin{bmatrix} v_\alpha^+ \\ v_\beta^+ \end{bmatrix} = [T_{\alpha\beta}] \begin{bmatrix} v_a^+ \\ v_b^+ \\ v_c^+ \end{bmatrix} = [T_{\alpha\beta}] [T_+] \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = [T_{\alpha\beta}] [T_+] [T_{\alpha\beta}]^{-1} \begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix}. \quad (2.20)$$

Dessa forma da equação (2.20) demonstra-se como obter a sequência positiva no referencial de Clarke. Resolve-se o produto matricial $[T_{\alpha\beta}][T_+][T_{\alpha\beta}]^{-1}$ de onde se chega a:

$$\begin{bmatrix} v_\alpha^+ \\ v_\beta^+ \end{bmatrix} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 1 & -q \\ q & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix}, \quad (2.21)$$

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

$$\begin{bmatrix} v_\alpha^+ \\ v_\beta^+ \end{bmatrix} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 1 & -|n|q \\ |n|q & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_\alpha^n \\ v_\beta^n \end{bmatrix}. \quad (2.22)$$

Para a componente fundamental o PSC apresenta ganho complexo $1\angle 0^\circ$, porém em frequência diferente da nominal o ganho complexo pode ser calculado utilizando as equações

(2.23), (2.24) e (2.25), (RODRIGUEZ et al., 2006b):

$$|C^m| = \sqrt{\frac{1}{2} \left[1 + \text{sen} \left(\frac{n\omega \pi}{\omega' 2} \right) \right]}, \quad (2.23)$$

$$\angle C^m = \text{sgn}(n) \cdot \text{arctg} \left[\frac{\cos \left(\frac{n\omega \pi}{\omega' 2} \right)}{2|C^n|^2} \right], \quad (2.24)$$

$$v_\alpha^+ = C^m v_\alpha^n. \quad (2.25)$$

2.4.2 Integrador Generalizado de Segunda Ordem

O Integrador Generalizado de Segunda Ordem (*Second Order Generalized Integrator*: SOGI) tem a estrutura como mostrado no diagrama da Figura 6:

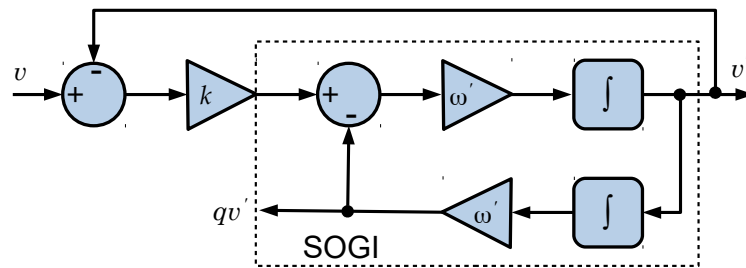


Figura 6 – Diagrama em blocos do SOGI-QSG.

As funções de transferência do SOGI são:

$$D(s) = \frac{v'(s)}{v(s)} = \frac{k\omega' s}{s^2 + k\omega' s + \omega'^2}, \quad (2.26)$$

$$Q(s) = \frac{qv'(s)}{v(s)} = \frac{k\omega'^2}{s^2 + k\omega' s + \omega'^2}, \quad (2.27)$$

em que ω' é a frequência de ressonância e $k/2$ é o fator de amortecimento, $\omega' = 2\pi 50$ rad/s, em regime. 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° em relação a v' , independentemente dos valores de k , ω e ω' .

2.4.3 Estrutura do DSOGI-PLL

O esquema completo do DSOGI-PLL está ilustrado na Figura 7, as tensões no referencial estacionário v_α e v_β são as entradas do bloco SOGI-QSG que fornece as versões filtradas direta

e em quadratura, v'_α e v'_β , qv'_α e qv'_β . Estas são a entrada do PSC, implementado conforme a equação (2.21) que calcula os componentes $\alpha\beta$ de tensão FFPS de acordo com a teoria das componentes simétricas no referencial estacionário.

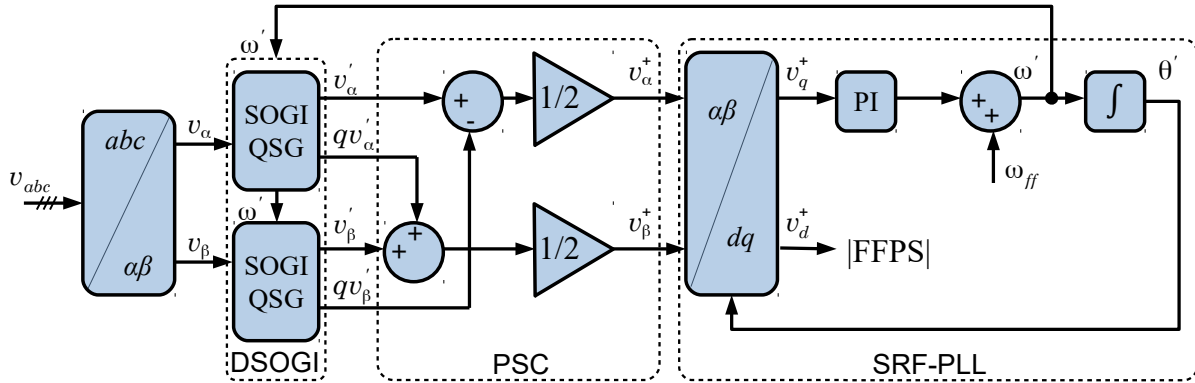


Figura 7 – Diagrama em blocos do DSOGI-PLL.

Utilizando as equações (2.21), (2.26) e (2.27) que descrevem as relações entrada-saída do PSC e DSOGI-QSG, pode-se obter:

$$\begin{bmatrix} \hat{v}_{\alpha,1}^+(s) \\ \hat{v}_{\beta,1}^+(s) \end{bmatrix} = \frac{1}{2} \frac{k\omega'}{s^2 + k\omega' s + \omega'^2} \begin{bmatrix} s & -\omega' \\ \omega' & s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_\alpha(s) \\ v_\beta(s) \end{bmatrix}, \quad (2.28)$$

a equação matricial para sequência positiva pode ser expressa na notação complexa por

$$\frac{\hat{v}_{\alpha\beta}^+(s)}{v_{\alpha\beta}(s)} = \frac{1}{2} \frac{k\omega'(s + j\omega')}{s^2 + k\omega' s + \omega'^2}. \quad (2.29)$$

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 como erro de fase. Porém, em regime os sinais são sempre ortogonais. O PSC age como um filtro passa-baixas para 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, isto melhora a resposta em regime na presença de alto nível de distorção de tensão, porém aumenta as oscilações na saída e o tempo de estabilização quando a rede experimenta afundamento de tensão. Para a inicialização do DSOGI-PLL é necessário a realimentação *feed forward* (ω_{ff}) na saída do controlador PI do SRF-PLL, assim 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 $1/s$ é aproximado por:

$$\frac{T_s}{2} \frac{3z - 1}{z^2 - z},$$

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

$$\frac{T_s z + 1}{2 z - 1}.$$

2.4.4 Aperfeiçoamento do DSOGI-PLL

Frequentemente o controlador PI é utilizado no SRF-PLL do DSOGI-PLL e para sua sintonia a dinâmica da etapa pré-PLL é desconsiderada. Considerando a abordagem em (GOLESTAN et al., 2014) que utiliza o modelo em pequenos sinais e a operação ao redor das condições nominais do DSOGI-QSG e PSC que fornecem a função de transferência da equação (2.29) estes passam a ser filtros passa-baixas. Aplica-se um controlador PID, ao invés do controlador PI, para compensar o atraso de fase. A função de transferência do controlador PID é da forma

$$G_{PID}(s) = k_p \frac{1 + \tau_i s}{\tau_i s} \frac{1 + \tau_d s}{1 + DFF \tau_d s}, \quad (2.30)$$

em que k_p é o ganho proporcional, τ_i e τ_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 obtidos na sintonia do controlador obtidos por (GOLESTAN et al., 2014) fornecem menores sobressinal e tempo de estabelecimento, a salto de frequência de +5 Hz e salto de fase de 40° , comparativamente aos parâmetros propostos originalmente por (RODRIGUEZ et al., 2006a) e podem ser consultados na Tabela 1.

Tabela 1 – Parâmetros do DSOGI-PLL

Sugerido por (GOLESTAN et al., 2014)	Parâmetros convencionais (RODRIGUEZ et al., 2006a)
$V_1^+ = 100V$	$V_1^+ = 100V$
$\xi = 0,707$	$\xi = 0,707$
$\omega_c = 157,08\text{rad/s}$	$\omega_c = 138,23\text{rad/s}$
$k_p = 2,22$	$k_p = 1,38$
$k_i = 246,7$	$k_i = 79,61$

Fonte: (GOLESTAN et al., 2014)

2.5 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 Sistema de Referência Síncrono Duplo (*Decoupled Double Synchronous Reference Frame: DDSRF*) desacopla o sinal da rede em componentes de sequência positiva e negativa utilizando dois sistemas de referência girantes porém em sentidos opostos utilizando como referência a posição do vetor espacial indicada por um PLL.

Uma demonstração generalizada que considera o desacoplamento de harmônicos de sequência positiva e negativa pode ser consultada na língua portuguesa em (SOUZA, 2012) e no artigo original (RODRIGUEZ et al., 2007), neste trabalho será dada ênfase a componente de frequência fundamental, tendo em vista que é de interesse.

Novamente, a fim de poder desacoplar 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,

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

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

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

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

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

Ao redor 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 observa-se que as componentes de sequência positiva possuem um termo constante e um termo que oscila na frequência angular 2ω , o que pode ser observado nas equações (2.31), já para o sistema dq^{-1} observa-se o análogo na equação (2.32).

$$\vec{V}_{dq^{+1}} = \begin{bmatrix} v_{d^{+1}} \\ v_{q^{+1}} \end{bmatrix} \approx V^{+1} \begin{bmatrix} 1 \\ \omega t - \theta' \end{bmatrix} + V^{-1} \begin{bmatrix} \cos(-2\omega t + \phi^{-1}) \\ \text{sen}(-2\omega t + \phi^{-1}) \end{bmatrix}, \quad (2.31)$$

$$\vec{V}_{dq^{-1}} = \begin{bmatrix} v_{d^{-1}} \\ v_{q^{-1}} \end{bmatrix} \approx V^{+1} \begin{bmatrix} \cos(2\omega t) \\ \text{sen}(2\omega t) \end{bmatrix} + V^{-1} \begin{bmatrix} \cos(\phi^{-1}) \\ \text{sen}(\phi^{-1}) \end{bmatrix}, \quad (2.32)$$

adotando-se a simplificação de que $\phi^{-1} = 0$ e considerando que ocorre o seguimento do vetor espacial FFPS ($\theta' = \omega t$):

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

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

Percebe-se a amplitude das oscilações do sinal $\vec{V}_{dq^{+1}}$ coincide com os valores médios do sinal $\vec{V}_{dq^{-1}}$, e vice-versa. Assim a rede de desacoplamento $D \begin{pmatrix} x \\ y \end{pmatrix}$ é utilizada como mostra a Figura 8, ela implementa as equações (2.33),

$$\begin{cases} v_{d^x}^* = v_{d^x} - \bar{v}_{d^y} \cos[(x-y)\omega t] - \bar{v}_{q^y} \text{sen}[(x-y)\omega t] \\ v_{q^x}^* = v_{q^x} + \bar{v}_{d^y} \text{sen}[(x-y)\omega t] - \bar{v}_{q^y} \cos[(x-y)\omega t] \end{cases}. \quad (2.33)$$

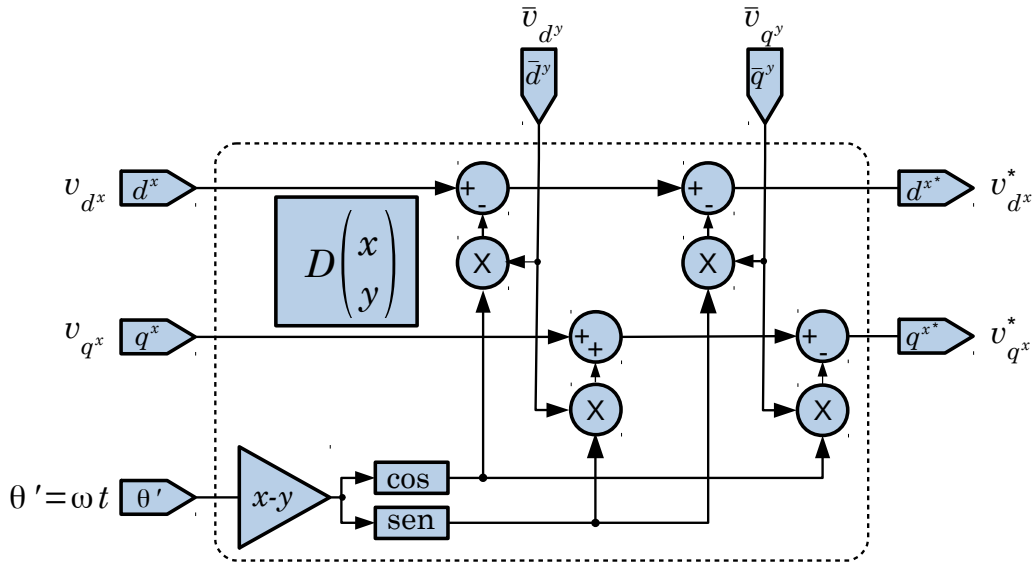


Figura 8 – Rede que desacopla o sistema dq^x dos efeitos do vetor \vec{V}^y .

Para eliminar as oscilações dos sinais são utilizadas duas malhas de desacoplamento uma delas é realizada para $x = +1$ e $y = -1$, enquanto a outra $x = -1$ e $y = +1$. Do mesmo modo, poderia ter sido adotado outros valores de x e y se o objeto de estudo fossem outras componentes harmônicas. Para obter os valores médios, \bar{v}_d^{+1} e \bar{v}_q^{+1} , são utilizados filtros passa-baixas (LPF) combinados com a realimentação cruzada, as seguintes equações implementam o sistema de desacoplamento mostrado na Figura 10,

$$\begin{cases} v_{d^{+1}}^* = v_{d^{+1}} - \bar{v}_{d^{-1}} \cos(2\omega t) - \bar{v}_{q^{-1}} \text{sen}(2\omega t) \\ v_{q^{+1}}^* = v_{q^{+1}} + \bar{v}_{d^{-1}} \text{sen}(2\omega t) - \bar{v}_{q^{-1}} \cos(2\omega t) \\ v_{d^{-1}}^* = v_{d^{-1}} - \bar{v}_{d^{+1}} \cos(-2\omega t) - \bar{v}_{q^{+1}} \text{sen}(-2\omega t) \\ v_{q^{-1}}^* = v_{q^{-1}} + \bar{v}_{d^{+1}} \text{sen}(-2\omega t) - \bar{v}_{q^{+1}} \cos(-2\omega t) \end{cases}. \quad (2.34)$$

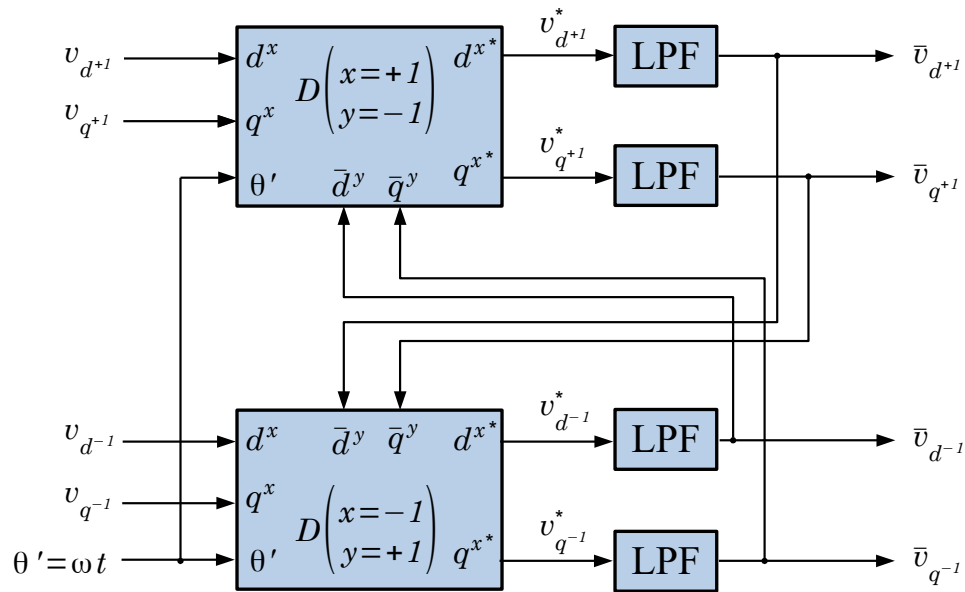


Figura 9 – Sistema de desacoplamento entre os sinais dos sistemas dq^{+1} e dq^{-1} .

A componente $v_{q^{+1}}^*$ é enviada ao controlador proporcional-integral (PI), 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. Desse modo, embora haja limitação devido a frequência de corte do filtro passa-baixas o valor de $(\omega_f/\sqrt{2})$ é compromisso entre sobressinal máximo e velocidade da resposta dinâmica (SOUZA, 2012).

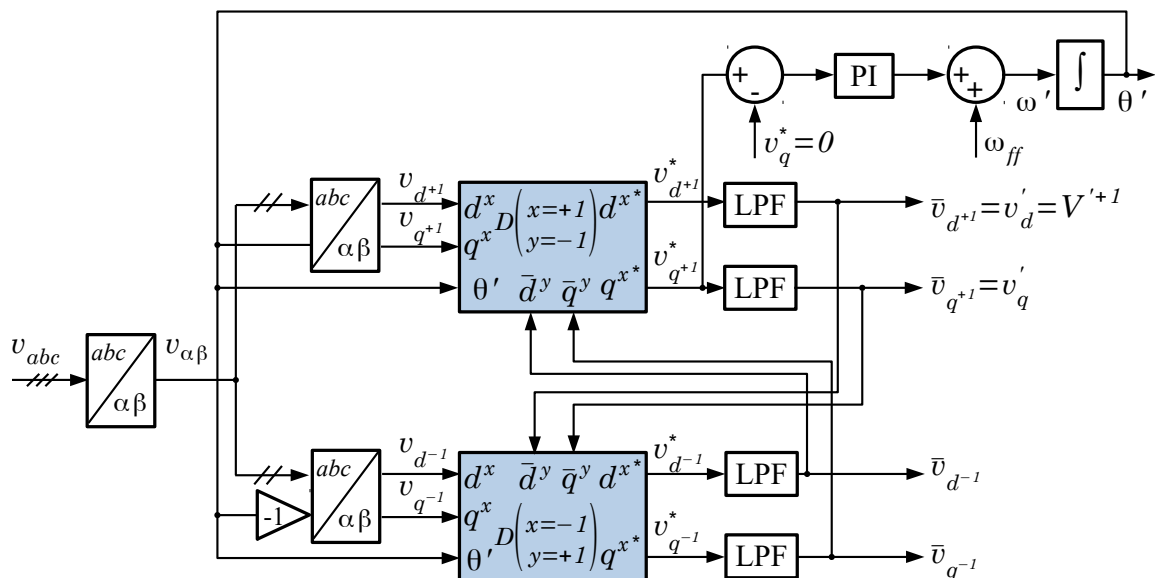


Figura 10 – Diagrama em blocos do DDSRF-PLL.

2.5.1 Parâmetros Adotados Para Simulação

Nas simulações realizadas nesta dissertação foram adotados os parâmetros publicados por (GOLESTAN; MONFARED; FREIJEDO, 2013), que consideraram o modelo em pequenos sinais do bloco de desacoplamento e do SRF-PLL. Nesta abordagem houve ganho de desempenho, menor *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 2.

Tabela 2 – Parâmetros do DDSRF-PLL.

Sugerido por (RODRIGUEZ et al., 2007)	Sugerido por (GOLESTAN; MONFARED; FREIJEDO, 2013)
$V_1^+ = 100V$	$V_1^+ = 100V$
$\xi = 0,707$	$\xi = 0,707$
$\omega_c = 157,08 \text{ rad/s}$	$\omega_c = 138,23 \text{ rad/s}$
$k_p = 2,22$	$k_p = 1,38$
$k_i = 246,7$	$k_i = 79,61$

Fonte: (GOLESTAN; MONFARED; FREIJEDO, 2013; BATISTA, 2017).

2.6 Generalização do Cancelamento por Sinal Atrasado

A técnica Generalizada do Cancelamento por Sinal Atrasado (*Generalized Delayed Signal Cancellation: GDSC*) é uma técnica no referencial estacionário que consiste na aplicação de uma operação capaz de eliminar vetores espaciais harmônicos de sequência positiva ou negativa. 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, utilizando os valores anteriormente amostrados.

Como a técnica é digital, ela pode ser expressa por

$$\vec{f}_{gdsc}(kT_s) = \vec{a} \left\{ \vec{s}_{\alpha\beta}(kT_s) + e^{j\theta_d} \vec{s}_{\alpha\beta}[(k - k_d)T_s] \right\}, \quad (2.35)$$

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 necessário para a operação k_d é a quantidade de amostras referente a um atraso no tempo que fornece um ângulo θ_d realizado em relação à frequência fundamental,

$$\theta_d = \omega_1 T_s k_d \rightarrow \theta_d = \frac{2\pi}{N} k_d.$$

O ganho de uma operação GDSC é dada por:

$$\vec{G}^{(h_s)} = \vec{a} \left[1 + e^{j(\theta_d - h_s \frac{2\pi}{N} k_d)} \right], \quad (2.36)$$

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 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.

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

isolando o termo h_s , tem-se:

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

$$h_s = h_d + q + pn, n \in \mathbb{Z},$$

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 definido para eliminar uma harmônica específica. Como n está no conjunto \mathbb{Z} , uma mesma operação pode cancelar ambas componentes harmônicas de sequência positiva ou negativa.

$$\begin{cases} h_d = \frac{N\theta_r}{2\pi k_d} \\ q = \frac{N}{2k_d} \\ p = \frac{N}{k_d} \end{cases} . \quad (2.37)$$

O parâmetro θ_r necessário para a transformação é

$$h_d + q = \frac{N\theta_r}{2\pi k_d} + \frac{N}{2k_d},$$

$$\theta_r = \frac{2\pi}{p} (h_d + q) - \pi. \quad (2.38)$$

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

$$\vec{a} = \frac{1}{1 + e^{j\pi\left(\frac{2q}{p} - 1\right)}}. \quad (2.39)$$

As operações devem ser colocadas em cascata para cancelar diferentes famílias de componentes harmônicas. Deseja-se 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 3 que seguem a metodologia encontrada em (NEVES et al., 2012).

Tabela 3 – Parâmetros do GDSC para $h_d = 1$ (FFPS).

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

Para implementar as operações $A - E$ deve-se calcular os atrasos k_d para cada uma das cinco operações, assim é necessário armazenar $k_{dA} + k_{dB} + k_{dC} + k_{dD} + k_{dE}$ vetores espaciais no referencial estacionário, neste caso $31N/32$ valores amostrados.

Da mesma maneira, seguindo a metodologia de projeto é possível obter os parâmetros para outras operações GDSC, apresentando capacidade de filtragem harmônica diferentes, isso mostra a grande flexibilidade do método. Por exemplo, operações com soma de três termos:

$$\vec{f}_{gdsc}(kT_s) = \vec{a} \left\{ \vec{s}_{\alpha\beta}(kT_s) + e^{j\theta_r} \vec{s}_{\alpha\beta}[(k - k_d)T_s] + e^{j2\theta_r} \vec{s}_{\alpha\beta}[(k - 2k_d)T_s] \right\}, \quad (2.40)$$

de forma que o ganho da operação também é encontrado:

$$\vec{G}^{(h_s)} = \vec{a} \left[1 + e^{j(\theta_r - h_s \frac{2\pi}{N} k_d)} + e^{j2(\theta_r - h_s \frac{2\pi}{N} k_d)} \right], \quad (2.41)$$

impondo que o ganho da equação (2.41) seja nulo e tomando o termo geral $r = e^{j(\theta_r - h_s \frac{2\pi}{N} k_d)}$ obtém-se:

$$1 + r + r^2 = 0 \rightarrow \theta_r - h_s \frac{2\pi}{N} k_d = \pm \frac{2\pi}{3} - 2\pi n,$$

seguindo os mesmos passos dados para a operação GDSC original, isola-se o termo h_s :

$$h_s = \left(\frac{N\theta_r}{2\pi k_d} \pm \frac{N}{3k_d} \right) + \frac{N}{k_d} n, \quad n \in \mathbb{Z}.$$

Seguindo a mesma sequência dos coeficientes de periodicidade das harmônicas (p) da metodologia de (NEVES et al., 2012), ou seja, seguindo uma progressão de geométrica, escolhem-se os parâmetros conforme a Tabela 4.

Tabela 4 – Parâmetros do GDSC para $h_d = 1$ (FFPS).

Filtro	θ_r (rad)	k_d	\vec{a}
A	$2\pi/3$	$N/3$	$1/3$
B	$2\pi/9$	$N/9$	$1/3$
C	$2\pi/27$	$N/27$	$1/3$
D	$2\pi/81$	$N/81$	$1/3$

Dessa maneira, podem ser obtidas outras operações GDSC com um número de termos desejado, logo periodicidade, para cancelar famílias harmônicas específicas. Nas Tabela 5 e

Tabela 5 – Harmônicas canceladas pelas transformações $A - E$ soma de dois termos.

n	A		B		C		D		E	
	$2+2n$	$2n$	$3+4n$	$-1+4n$	$5+8n$	$-3+8n$	$9+16n$	$-7-16n$	$17+32n$	$-15+32n$
-5	-8	-10	-17	-21	-35	-43	-71	-87	-143	-175
-4	-6	-8	-13	-17	-27	-35	-55	-71	-111	-143
-3	-4	-6	-9	-13	-19	-27	-39	-55	-79	-111
-2	-2	-4	-5	-9	-11	-19	-23	-39	-47	-79
-1	0	-2	-1	-5	-3	-11	-7	-23	-15	-47
0	2	0	3	-1	5	-3	9	-7	17	-15
1	4	2	7	3	13	5	25	9	49	17
2	6	4	11	7	21	13	41	25	81	49
3	8	6	15	11	29	21	57	41	113	81
4	10	8	19	15	37	29	73	57	145	113
5	12	10	23	19	45	37	89	73	177	145

Tabela 6 – Harmônicas canceladas pelas transformações $A - E$ soma de três termos.

n	A		B		C		D	
	$2+3n$	$3n$	$4+9n$	$-2+9n$	$10+27n$	$-8+27n$	$28+81n$	$-26+81n$
-5	-13	-15	-41	-47	-125	-143	-377	-431
-4	-10	-12	-32	-38	-98	-116	-296	-350
-3	-7	-9	-23	-29	-71	-89	-215	-269
-2	-4	-6	-14	-20	-44	-62	-134	-188
-1	-1	-3	-5	-11	-17	-35	-53	-107
0	2	0	4	-2	10	-8	28	-26
1	5	3	13	7	37	19	109	55
2	8	6	22	16	64	46	190	136
3	11	9	31	25	91	73	271	217
4	14	12	40	34	118	100	352	298
5	17	15	49	43	145	127	433	379

6 são mostrados alguns harmônicos cancelados para cada operação para ambos filtros GDSC observa-se que as operações resultantes apresentam capacidade de cancelamento de harmônicos diferentes o que pode ser interessante em algumas aplicações.

Outra característica que difere as operações é que para o GDSC “soma de dois termos” as duas colunas de uma mesma operação da Tabela 5 mostram a mesma capacidade de cancelamento, já para o GDSC “soma de três termos” mostra capacidade de cancelamento diferente entre as duas colunas para uma mesma operação, conforme Tabela 6. A diferença vem do fato de que na solução que origina o termo “ q ” não há diferença entre $\pm\pi$ enquanto que em outra há diferença entre $\pm 2\pi/3$.

A escolha dos parâmetros de multiplicidade (p) seguindo a regra da progressão geométrica pode ser seguida para a obtenção do vetor espacial FFPS em redes com componentes harmônicos consecutivos somente para as operações com soma de dois ou três termos.

Para a mesma capacidade de eliminação de harmônicos, um conjunto de operações com menor número de termos será mais rápida, assim o filtro GDSC com operações que somam dois termos é mais rápida. Isso se deve a operação mais lenta (A), por isso será dado maior enfoque nesta dissertação ao filtro GDSC original.

Uma característica marcante do GDSC é a possibilidade de chaveamento das operações conforme a necessidade, essa propriedade é explorada por (BATISTA et al., 2015) onde a operação com resultado mais lento (operação A) é aplicada somente quando é detectada a presença de componentes harmônicas pares, onde obteve-se o GDSC de Estrutura Variável (*Variable Structure GDSC: VS-GDSC*).

2.7 Resposta em frequência do GDSC

A resposta em frequência das operações GDSC A – E, projetadas conforme a Tabela 3 está plotada tanto para a magnitude por unidade ($M_{p.u.}$), quanto para o ângulo de fase em graus (AF_{grau}), Figura 11. Os ganhos das operação são

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

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

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

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

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

A magnitude por unidade e o ângulo de fase em graus são calculados por

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

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

Esses gráficos fornecem a informação da capacidade de atenuação das operações para cada harmônica e também o quanto um desvio de frequência pode alterar a atenuação desejada. Pelos gráficos da Figura 11, observa-se que para a componente harmônica desejada, aqui FFPS, o ganho é unitário e o desvio de fase é nulo.

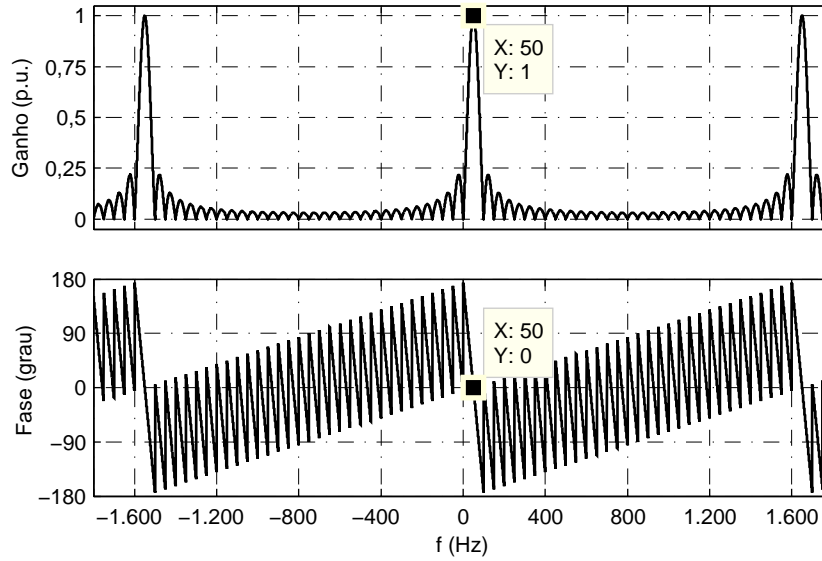


Figura 11 – Resposta em frequência das operações $A - E$ em cascata.

2.8 A-GDSC-PLL

As operações GDSC são filtros FIR (Resposta ao Impulso Finita), portanto são incondicionalmente estáveis, a saída da última operação é a entrada do SRF-PLL, o filtro GDSC seguido do SRF-PLL, formam o GDSC-PLL. Na Figura 12 observa-se que foi utilizado o SRF-PLL normalizado para tornar o ajuste e desempenho do controlador PI independente da amplitude do vetor de entrada, assim como o desempenho e a estabilidade do SRF-PLL.

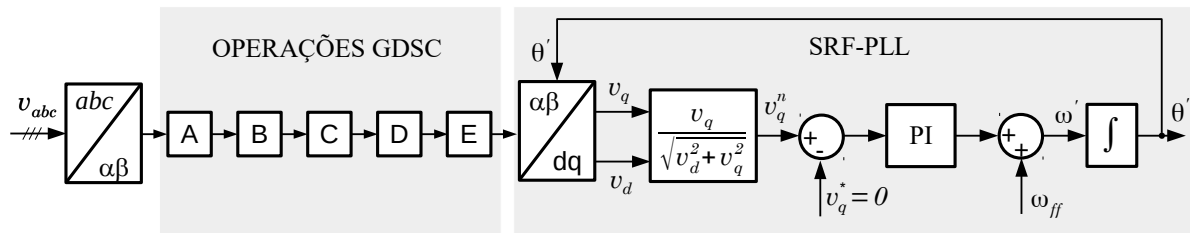


Figura 12 – Diagrama em blocos do GDSC-PLL.

Como em regime o filtro GDSC elimina as harmônicas de baixa ordem, 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 demonstrado na Figura 4 da seção 2.2.1. A função de transferência é

$$\frac{\Theta'(s)}{\Psi(s)} = \frac{2\xi\omega_c s + \omega_c^2}{s^2 + 2\xi\omega_c s + \omega_c^2}, \quad (2.42)$$

em que $\omega_c = \sqrt{K_i}$ e $\xi = \frac{K_p}{2} \sqrt{\frac{1}{K_i}}$. Como a técnica GDSC-PLL é digital, o controlador é discretizado utilizando o método *Euler forward*, que fornece a seguinte função de transferência

para o controlador

$$K_d(z) = K_p \frac{z - \alpha_c}{z - 1}, \quad (2.43)$$

em que,

$$\alpha_c = 1 - \frac{K_i T_s}{K_p}. \quad (2.44)$$

O GDSC necessita acompanhar a frequência da rede, caso contrário os atrasos calculados necessários para as operações não fornecerão a componente harmônica desejada no projeto. É observado nos gráficos de resposta em frequência da amplitude e da fase, mostradas na Figura 11, quando os atrasos dos filtros não acompanham a frequência da rede o ganho varia em módulo e fase, sendo necessária a adaptabilidade para que o ganho volte a ser $1 \angle 0^\circ$ para a FFPS.

Um esquema do GDSC-PLL adaptativo em frequência foi implementado por (SOUZA, 2012) utilizando dois GDSC-PLL, um deles para fornecer a frequência fundamental para estimação do número de amostras em um ciclo a ser utilizada pelo segundo GDSC-PLL para calcular os atrasos necessários para as operações. Também emprega-se um filtro passa-baixa Butterworth de segunda ordem com uma frequência de corte de 2,0 Hz, utilizado para reduzir ruídos de alta frequência, (SOUZA, 2012).

A utilização da estimação da frequência utilizando um SRF-PLL traz a intrinsecamente o problema do acoplamento entre fase e frequência e um inconveniente durante a implementação do sistema, pois o sinal fornece a frequência necessária para tornar o segundo GDSC adaptativo em frequência, porém não é capaz de fazer uma distinção entre variação da fase do sinal de entrada e a variação de sua frequência. Fato é que se houver salto de fase este também será utilizado como se fosse frequência, causando grande tempo de restabelecimento. Este é mais um fato que justifica o uso do filtro com frequência de corte reduzida.

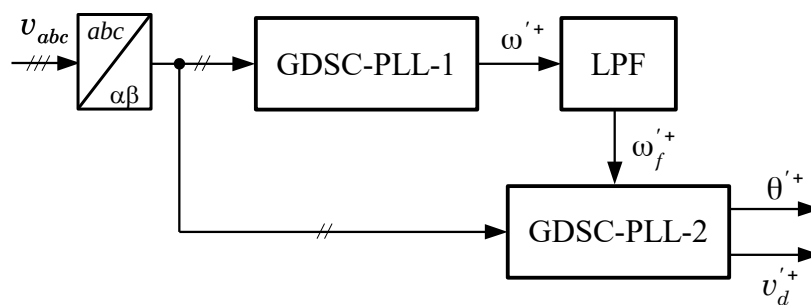


Figura 13 – Diagrama em blocos do A-GDSC-PLL.

2.9 Simulações do A-GDSC-PLL

Serão demonstrados os gráficos das simulações realizadas do A-GDSC-PLL no *software* MATLAB[®], o controlador foi discretizado utilizando o método *Euler forward*. A frequência

fundamental da rede elétrica é de 50 Hz e a frequência de amostragem de 16 kHz. Demais parâmetros:

- Largura de banda $\omega_c = 2\pi \cdot 320 = 2010,62$ rad/s;
- Fator de amortecimento $\xi = 1/\sqrt{2}$;
- Ganho proporcional $K_p = 2.836,29$;
- Ganho integral $K_i = 3.698.872,64$.

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. O erro na estimação da posição angular é $\varepsilon = \omega t - \theta'$.

A Figura 14 apresenta os resultados da simulação considerando que durante uma falta as tensões são distorcidas apenas por um harmônico de ordem 11 de sequência negativa $v^{+1} = 1,0\angle 0^\circ$ p.u. e $v^{-11} = 0,2\angle 0^\circ$ p.u.. Observa-se que este harmônico é rapidamente eliminado pelas operações, seus efeitos acontecem apenas quando a perturbação é inserida e retirada das tensões de entrada. A amplitude do erro ($\varepsilon = \omega t - \theta'$) durante o transitório não é significativa e em regime permanente é anulada.

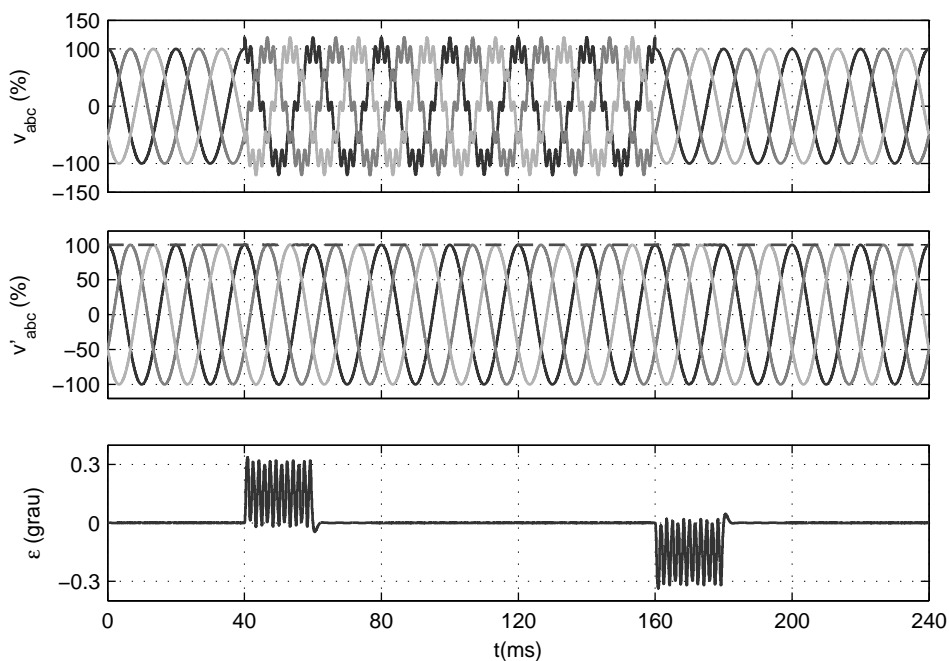


Figura 14 – Resposta do A-GDSC-PLL sob distorção harmônica de $v^{-11} = 0,2\angle 0^\circ$ p.u.

Os gráficos da Figura 15 apresentam o resultado da simulação de tensões trifásicas de frequência fundamental na presença de terceiro harmônico de sequência positiva $v^{+1} = 1,0\angle 0^\circ$ p.u., $v^{+3} = 0,2\angle 0^\circ$ p.u., o gráfico demonstra a rápida convergência das operações no fornecimento da resposta.

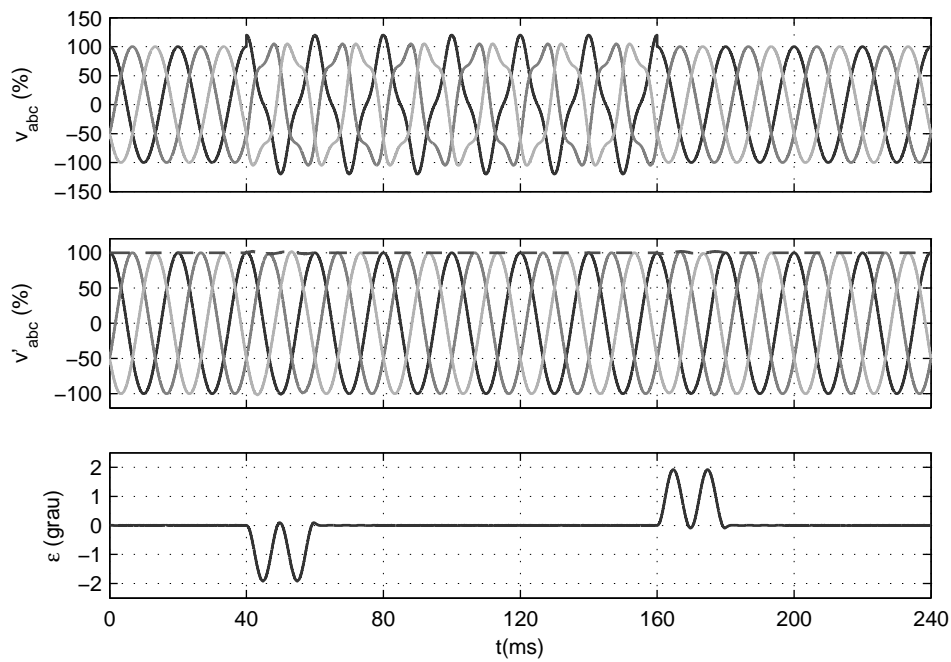


Figura 15 – Resposta do A-GDSC-PLL sob distorção harmônica de $v^{+3} = 0,2\angle 0^\circ$ p.u..

Os gráficos da Figura 16 apresentam os resultados da simulação do A-GDSC-PLL atuando sob tensões trifásicas de frequência fundamental de sequência positiva e negativa $v^{+1} = 1,0\angle 0^\circ$ p.u., $v^{-1} = 0,3\angle 0^\circ$ p.u., a operação converge rapidamente para o resultado desejado.

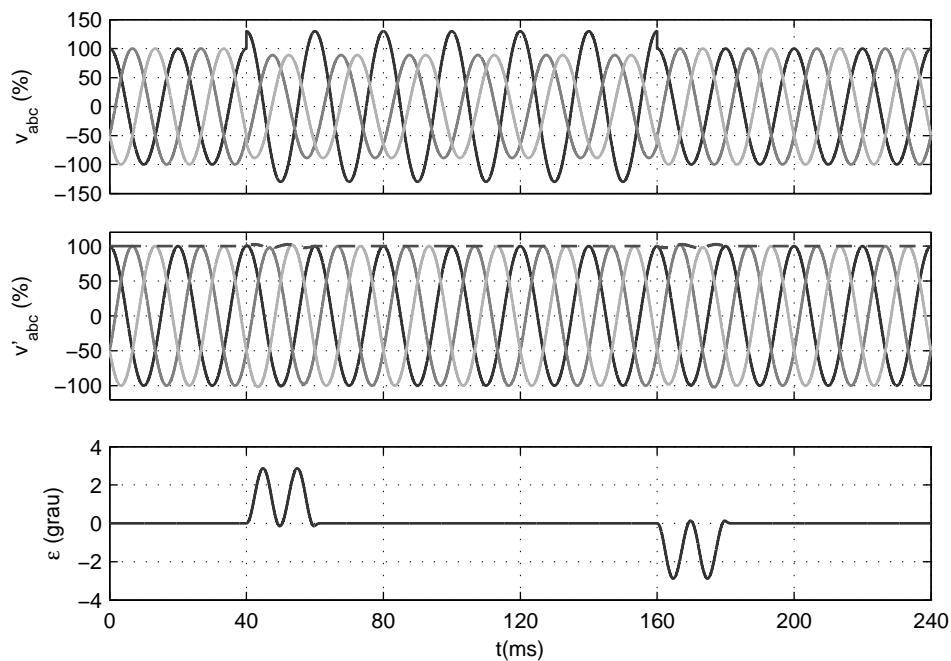


Figura 16 – Resposta do A-GDSC-PLL sob distorção harmônica de $v^{-1} = 0,3\angle 0^\circ$ p.u..

Os resultados mostrados na Figura 17 demonstram os resultados do A-GDSC-PLL atuando sobre tensões de grande 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., $h = 2, 3, \dots, 25$, mais uma vez demonstra-se que o erro de regime permanente é nulo.

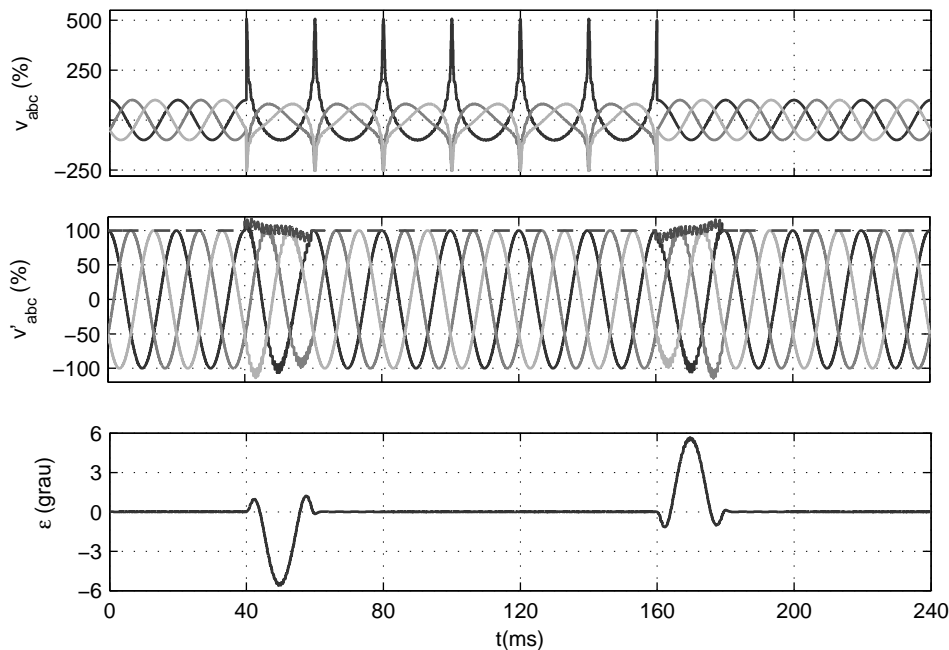


Figura 17 – Resposta do A-GDSC-PLL sob sinais fortemente distorcidos de ($v^{+1} = 1,0\angle 0^\circ$ p.u., $v^{-1} = 0,4\angle 0^\circ$ p.u., $v^{+h} = \frac{0,7\angle 0^\circ}{h}$ p.u., $v^{-h} = \frac{0,6\angle 0^\circ}{h}$, $2, 3, \dots, 25$).

Os gráficos das Figuras 18 e 19 demonstram o A-GDSC-PLL atuando para detectar o quinto harmônico de sequência positiva e negativa, respectivamente, das mesmas tensões simuladas para o caso na Figura 17, os resultados demonstram que o A-GDSC-PLL pode ser utilizado para detectar um harmônico diferente da frequência fundamental.

As simulações para a detecção do quinto harmônico de sequência positiva e negativa mostram que após o transitório, o A-GDSC-PLL converge para a detecção o grandeza desejada.

2.10 Conclusão do Capítulo

Este capítulo tratou da representação dos sinais do sistema elétrico utilizando os vetores espaciais nos referenciais estacionário e girante, assim como sua representação generalizada como soma de componentes de sequência positivas e negativas. Foram tratados dos elementos da Malha Travada em Fase (PLL) e PLL de Referência Síncrono (SRF-PLL) e os métodos de rejeição de perturbações que utilizam filtros: DSOGI-PLL, DDSRF-PLL e GDSC-PLL.

Os DSOGI-PLL e DDSRF-PLL foram fundamentados conforme sua abordagem original e foram mostrados os aperfeiçoamentos alcançados utilizando os modelos de pequenos sinais,

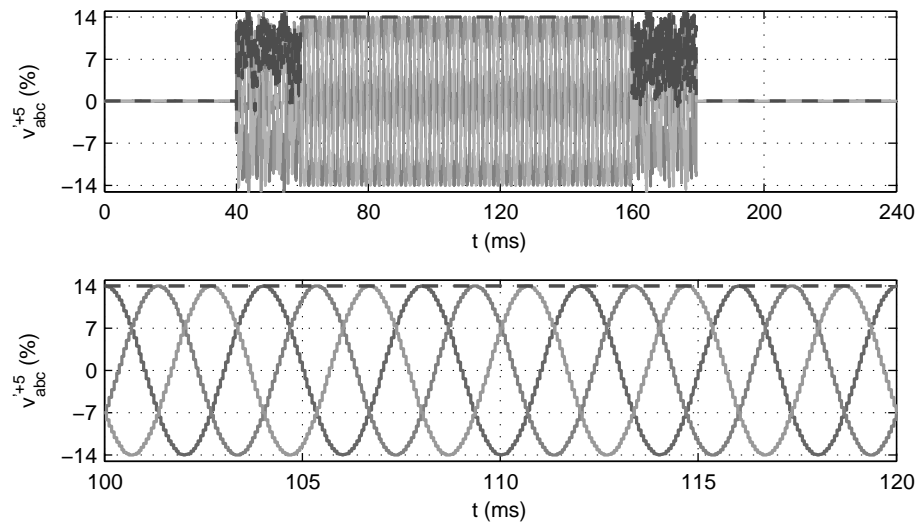


Figura 18 – Demonstração da capacidade do A-GDSC-PLL de detectar o quinto harmônico de sequência positiva.

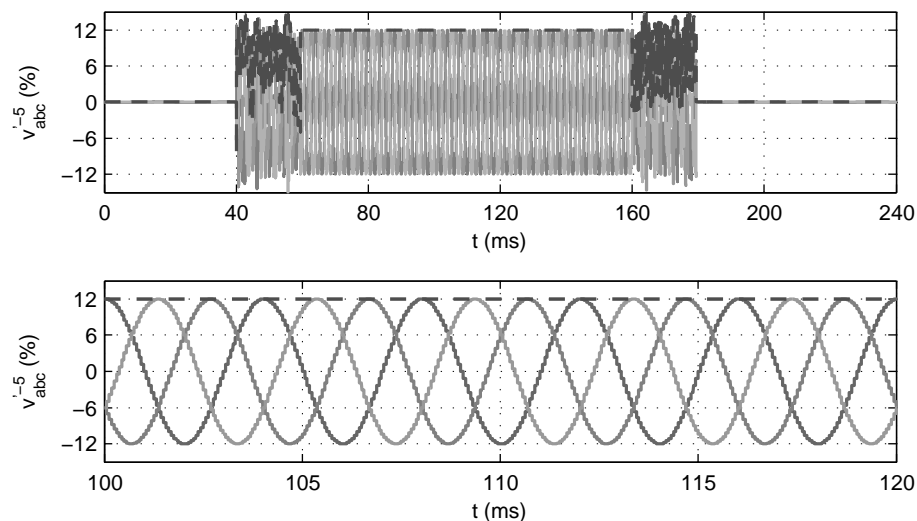


Figura 19 – Demonstração da capacidade do A-GDSC-PLL de detectar o quinto harmônico de sequência negativa.

os parâmetros aperfeiçoados serão adotados para comparação. Enquanto para o DSOGI-PLL foi abordado seus subsistemas integrantes, SOGI-QSG e PSC, para o DDSRF-PLL a rede de desacoplamento com realimentação cruzada foi demonstrada.

A maior ênfase foi dada ao GDSC-PLL, onde foi revista a obtenção dos parâmetros, adaptabilidade em frequência e integração com o SRF-PLL normalizado, as simulações do A-GDSC-PLL mostraram a efetividade do método.

3 A-GDSC-PLL com compensação de Salto de Fase

Este capítulo abordará o aumento do desempenho do A-GDSC-PLL quando submetido ao salto de fase, em uma primeira etapa será mostrada uma visão geral do método proposto seguida do detalhamento de cada um dos blocos constituintes. A detecção do salto de fase aplicada ao GDSC, o método de estimação do ângulo de salto utilizando a resposta transitória fornecida pelo GDSC e a utilização do ângulo estimado para compensação da fase do vetor espacial fornecido ao SRF-PLL. Também será mostrado o SRF-PLL modificado objetivando o aumento do desempenho global do GDSC-PLL com compensação de salto de fase, assim como sua adaptabilidade em frequência.

3.1 Visão geral

Uma visão geral do esquema proposto é mostrada na Figura 20, enquanto os detalhes da implementação serão descritos nas próximas seções, identificam-se três blocos do esquema: *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 o vetor espacial atual e um ciclo atrasado na saída do GDSC ($\vec{f}_{ABCDE}(k)$ e $\vec{f}_{ABCDE}(k - N)$) para gerar sinais de alerta. Tão rápido um possível salto de fase seja detectado, a estimação do ângulo de salto é iniciada (*flag* de inicialização = 1).

Contudo, diversos distúrbios podem causar indicação falsa de salto de fase, então a utilização do ângulo de salto estimado permanece desabilitado (*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. A estimação do ângulo de salto é baseada na avaliação do comportamento transitório (\vec{v}_R).

Pode ser observado que o GDSC-PLL, bem como em um esquema PLL usual, a saída do ângulo de fase não sofre mudanças abruptas, mas converge para o ângulo correto depois de algum tempo. Por essa razão, não podemos apenas somar o ângulo de salto de fase estimado (φ_e) à fase na saída do GDSC (*compensador de fase*). O ângulo de compensação ($\varphi_e - \Delta\theta$) inicia com ângulo de fase estimado e gradualmente decresce a zero, enquanto a fase na saída do GDSC converge para o valor correto.

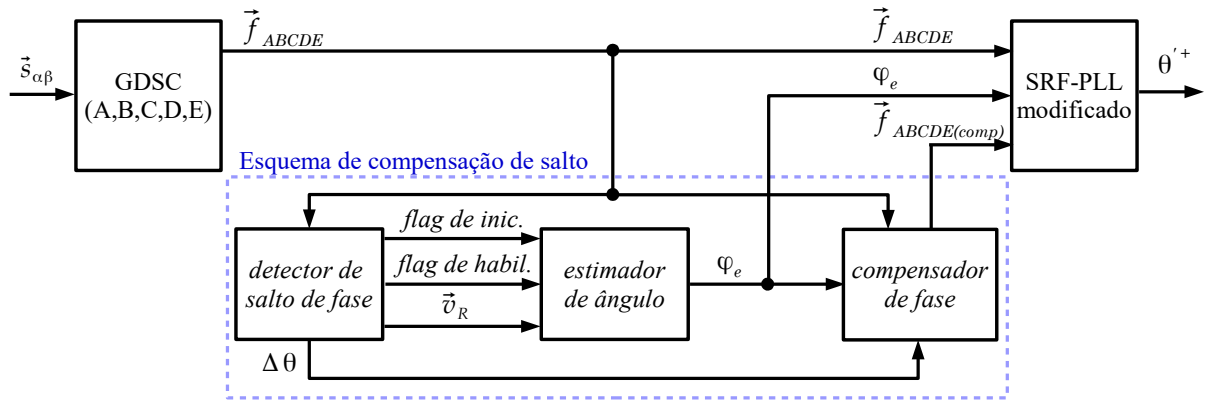


Figura 20 – Visão geral do método aplicado ao GDSC.

3.2 Detector de Salto de Fase

Em princípio, é monitorado o aumento do ângulo de abertura entre o vetor atual na saída do filtro GDSC ($\vec{f}_{ABCDE}(k)$) e o vetor um ciclo atrasado ($\vec{f}_{ABCDE}(k - N)$), esse é adotado como referência. Em condições nominais não existe ângulo de abertura, pois o vetor em regime é periódico ($\vec{f}_{ABCDE}(k) = \vec{f}_{ABCDE}(k - N)$), mas ocorrendo o salto de fase a tendência é do aumento do ângulo até o fim do tempo transitório que as operações GDSC exigem.

Então, como primeiro passo para o detector de salto de fase está acompanhar, em tempo real, a diferença de fase ($\Delta\theta(k)$) entre o vetor $\vec{f}_{ABCDE}(k)$ e $\vec{f}_{ABCDE}(k - N)$, que pode ser implementada após o segundo ciclo, evitando-se a divisão por zero 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 utilizando a equação (3.1) para saltos de fase positivos e negativos, sem outras perturbações simultâneas, observa-se a característica de simetria em relação ao eixo das abscissas. Dessa forma, com a finalidade de tornar o método de detecção aplicável para ambos os casos é padronizado o monitoramento do módulo de $\Delta\theta(k)$.

Pode ser compreendida a dinâmica da diferença de fase ($\Delta\theta(k)$), monitorada pela equação (3.1) durante e após o transitório do GDSC. Sob a hipótese de que antes do salto de fase a saída do filtro GDSC sintonizado para obter o vetor FFPS havia convergido há pelo menos um ciclo, tem-se que durante o transitório o vetor espacial $\vec{f}_{ABCDE}(k - N)$ ainda é igual a vetor espacial em regime anterior ao salto de fase ($\vec{v}_{1(a)}(k)$). Durante o transitório 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 GDSC converge para o vetor espacial depois do salto de fase ($\vec{v}_{1(d)}(k)$), logo $\vec{f}_{ABCDE}(k) = \vec{v}_{1(d)}(k)$, no ciclo seguinte ao transitório, a mesma expressão (3.1) conduz naturalmente ao comportamento de fornecer a diferença de fase entre $\vec{v}_{1(d)}(k)$ e

$\vec{f}_{ABCDE}(k - N)$, conforme a Figura 23 que diminui até anular-se, esse comportamento também ocorre pelo tempo do transitório do GDSC.

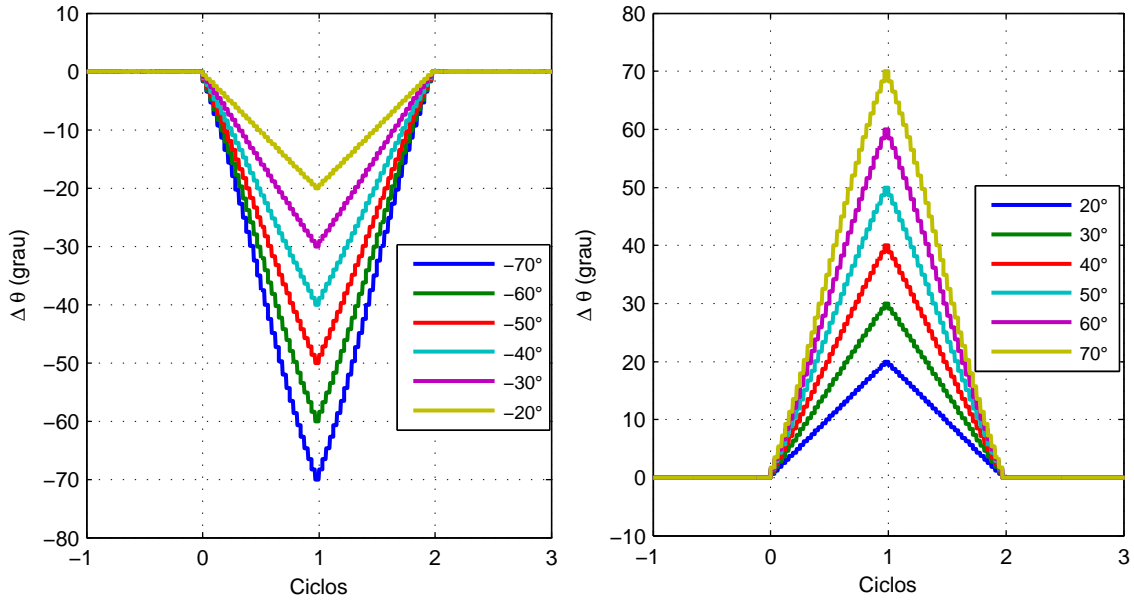


Figura 21 – Diferença de fase ($\Delta\theta(k)$) após o salto de fase para ângulos positivos e negativos.

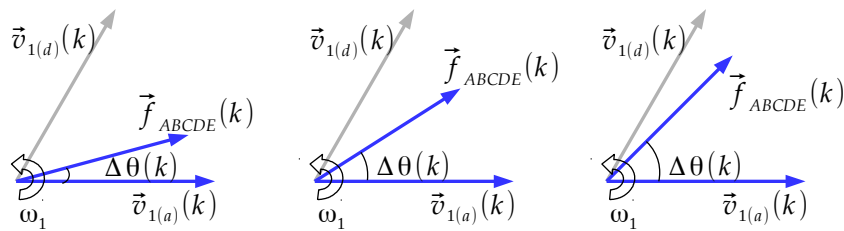


Figura 22 – Dinâmica de $\Delta\theta(k)$ durante o transitório do GDSC.

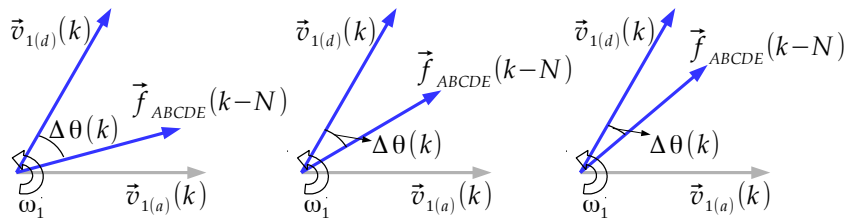


Figura 23 – Dinâmica de $\Delta\theta(k)$ após o transitório do GDSC.

Percebe-se que durante o transitório $\Delta\theta(k)$ apresenta uma característica próxima da linear, podendo caracterizar o salto de fase de modo a identificá-lo, então acompanha-se o comportamento de $\Delta\theta(k)$ calculando-se a diferença entre $|\Delta\theta(k)|$ atual e atrasado $N/32$ amostras, ou seja, $|\Delta\theta(k)| - |\Delta\theta(k - N/32)|$, ($N/32$ é o atraso da operação GDSC mais rápida), na Figura 24 é realizado esse cálculo para diversos saltos de fase ocorrendo de forma isolada.

É importante adotar esse intervalo de $N/32$ amostras, pois o filtro GDSC composto por operações que seguem a regra da progressão geométrica do parâmetro de multiplicidade (p),

Tabela 7, apresenta entre respostas, intervalo regular de amostras numericamente igual ao atraso da operação GDSC mais rápida, logo o menor atraso do conjunto das operações do filtro. Utilizar um intervalo menor que $N/32$ amostras causa um efeito similar ao de *spikes* na saída, conforme ilustrado para um salto de 30° na Figura 25 e torna o sistema de detecção menos eficiente para distinguir o salto das demais perturbações, sendo também necessário um filtro. A utilização do filtro, contudo, pode ser necessária em projetos específicos que utilizam filtro GDSC sem alguma das operações utilizadas aqui.

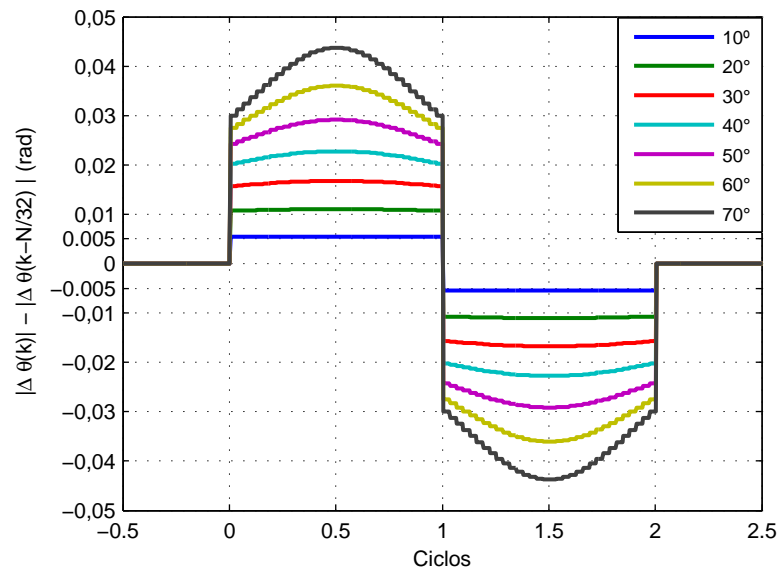


Figura 24 – Diferença entre $\Delta\theta(k)$ a cada $N/32$ amostras.

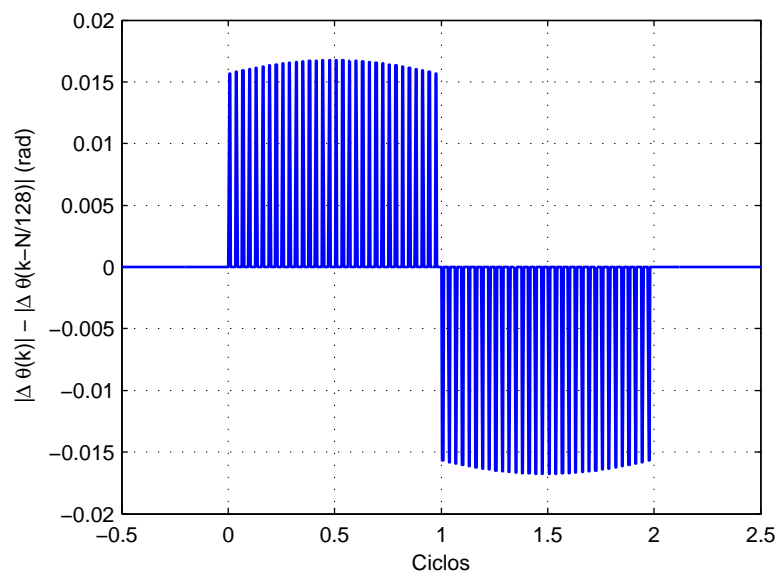


Figura 25 – Diferença entre $\Delta\theta(k)$ a cada $N/128$ amostras.

De modo que para selecionar perturbações suspeitas de envolverem o salto de fase é estabelecida a condição

$$|\Delta\theta(k)| - |\Delta\theta(k - N/32)| > \epsilon, \tag{3.2}$$

em que ϵ é o limiar de ativação do *flag* de inicialização. O valor escolhido para ϵ foi de $5 \cdot 10^{-3}$ em função do mínimo salto de fase distinguível (10 graus) em condições de perturbações leves (caso 22 do capítulo 4) que de forma sucinta apresenta um sinal com baixa DHT e componente c.c. de decaimento exponencial típica de linhas de transmissão.

Redes com perturbações severas como desbalanços com amplitude de 30% da fundamental (limite do módulo 8 do procedimento de rede da ANEEL) fazem a condição (3.2) verdadeira para $\epsilon = 5 \cdot 10^{-3}$, como observado na Figura 26. No entanto, devido a natureza oscilatória é possível distingui-lo da ocorrência junto ao salto de fase. Assim, é necessária a confirmação do salto de fase, porém sem deixar que saltos de fase verdadeiros tenham seus ângulos estimados com prontidão.

Para isso, com a condição (3.2) 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.

Ao passo que, o *flag* de inicialização também 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 (T_1) para gerar o *flag* de habilitação, esse ajuste foi obtido após as simulações desta dissertação e permite diferenciar casos suspeitos dos cenários envolvendo saltos de fase. 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.

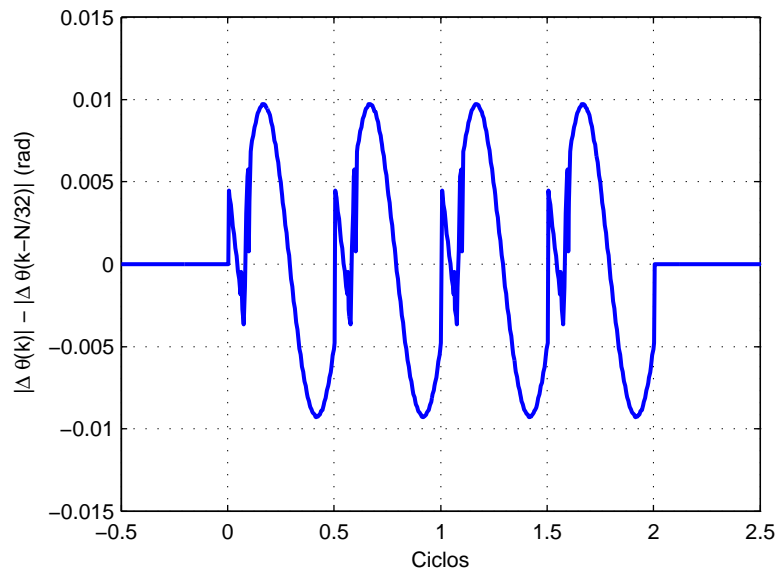


Figura 26 – Cálculo de $|\Delta\theta(k)| - |\Delta\theta(k - N/32)|$ após a inserção de desbalanço severo antes da convergência do GDSC.

O valor escolhido para ϵ em função do mínimo salto de fase distinguível, assim como a temporização para geração de *flag* de habilitação podem ser diminuídos em função do sistema

ser susceptível a menor severidade de perturbações, tornando o sistema mais rápido e sensível (ϵ baixo), ou menos sensível caso seja necessário (ϵ elevado). O valor mínimo de ϵ sensível a partir de um ângulo de salto específico φ pode ser avaliado para casos de perturbações menos severas utilizando a equação (3.2) no início do salto, ou seja, $\gamma = 1/32$ e $\Delta\theta(k - N/32) = 0$. Conforme observado na Figura 24 o monitoramento da condição (3.2) acionará a detecção do salto apenas durante o período transitório.

3.3 Estimador de ângulo

3.3.1 Resposta transitória do GDSC após o salto de fase

O objetivo desta subseção é obter 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 boa estimativa do ângulo de salto. No entanto, o efeito das perturbações sobre a estimação será analisado nas próximas seções. O primeiro passo será 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, logo essas operações cobrem ampla faixa do espectro harmônico mais comum de ser encontrado.

A forma geral da operação GDSC é repetida aqui por conveniência

$$\vec{f}(kT_s) = \vec{a}\{\vec{s}_{\alpha\beta}(kT_s) + e^{j\theta_r}\vec{s}_{\alpha\beta}[(k - k_d)T_s]\}, \quad (3.3)$$

a notação será simplificada para obter o modelo matemático do GDSC

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

Para as operações GDSC serão utilizados os valores de θ_r , k_d e \vec{a} conforme a Tabela 7, já mostrados na seção 2.6 do capítulo 2.

Tabela 7 – Parametrização do GDSC.

Operação	θ_r (rad)	k_d	\vec{a}
A	π	$N/2$	$1/2$
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

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

substituindo os parâmetros da Tabela 7, tem-se

$$\vec{f}_A(k) = (1/2) [\vec{s}(k) + e^{j\pi} \vec{s}(k - N/2)], \quad (3.4)$$

após a operação B, é utilizada a saída da operação A como entrada, obtendo-se

$$\vec{f}_{AB} = (1/2)[\vec{f}_A(k) + e^{j\pi/2} \vec{f}_A(k - N/4)], \quad (3.5)$$

substituindo $\vec{f}_A(k)$ obtido na equação (3.4)

$$\vec{f}_{AB}(k) = (1/2^2) \{ [\vec{s}(k) + e^{j\pi} \vec{s}(k - N/2)] + e^{j\pi/2} [\vec{s}(k - N/4) + e^{j\pi} \vec{s}(k - 3N/4)] \}, \quad (3.6)$$

reordenando os termos da equação (3.6), do vetor espacial atual para o mais atrasado

$$\vec{f}_{AB}(k) = (1/2^2) [\vec{s}(k) + e^{j\pi/2} \vec{s}(k - N/4) + e^{j\pi} \vec{s}(k - N/2) + e^{j3\pi/2} \vec{s}(k - 3N/4)], \quad (3.7)$$

após aplicar a operação C, utilizando a saída da operação B como entrada

$$\begin{aligned} \vec{f}_{ABC}(k) &= (1/2^3) \{ [\vec{s}(k) + e^{j\pi/2} \vec{s}(k - N/4) + e^{j\pi} \vec{s}(k - N/2) + e^{j3\pi/2} \vec{s}(k - 3N/4)] \\ &+ e^{j\pi/4} [\vec{s}(k - N/8) + e^{j\pi/2} \vec{s}(k - 3N/8) + e^{j\pi} \vec{s}(k - 5N/8) \\ &+ e^{j3\pi/2} \vec{s}(k - 7N/8)] \}, \end{aligned} \quad (3.8)$$

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

$$\begin{aligned} \vec{f}_{ABCDE}(k) &= \frac{1}{2^5} \sum_{n=0}^{2^5-1} e^{(j\pi n/2^4)} \vec{s}_{\alpha\beta} \left(k - n \frac{N}{2^5} \right), \\ \vec{f}_{ABCDE}(k) &= \frac{1}{32} \sum_{n=0}^{31} e^{(j\pi n/16)} \vec{s}_{\alpha\beta} \left(k - n \frac{N}{32} \right). \end{aligned} \quad (3.9)$$

Considera-se no primeiro caso de estudo a ocorrência do salto de fase sem outras perturbações simultâneas ou sem ocorrer uma mudança significativa no conteúdo harmônico, para o qual o GDSC já convergiu. O sinal na entrada do conjunto de operações é modelado considerando que ocorre um salto de fase com ângulo φ sobre o vetor FFPS na entrada da operação A:

$$\vec{s}_{\alpha\beta}(k) = \vec{v}_{1(a)}(k) [1 - H(k)] + \vec{v}_{1(d)}(k) H(k), \quad (3.10)$$

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

$$\vec{v}_{1(a)} = V_{1(a)} e^{j\theta_0} e^{j\omega_1 k T_s} = \tilde{V}_{1(a)} e^{j\omega_1 k T_s}, \quad (3.11)$$

$$\vec{v}_{1(d)} = V_{1(a)} e^{j(\theta_0 + \varphi)} e^{j\omega_1 k T_s} = \tilde{V}_{1(d)} e^{j(\omega_1 k T_s + \varphi)}, \quad (3.12)$$

desse modo, $\vec{v}_{1(d)}$ está relacionado com $\vec{v}_{1(a)}(k)$ por $\angle \vec{v}_{1(d)}(k) = \angle \vec{v}_{1(a)}(k) + \varphi$. Substituindo a equação (3.10) como sinal de entrada do modelo equivalente do filtro GDSC (3.9), tem-se:

$$\begin{aligned} \vec{f}_{ABCDE}(k) &= \frac{1}{32} \sum_{n=0}^{31} e^{(j\pi n/16)} \left\{ \vec{v}_{1(a)} \left(k - n \frac{N}{32} \right) \left[1 - H \left(k - n \frac{N}{32} \right) \right] \right\} + \\ &+ \frac{1}{32} \sum_{n=0}^{31} e^{(j\pi n/16)} \vec{v}_{1(d)} \left(k - n \frac{N}{32} \right) H \left(k - n \frac{N}{32} \right), \end{aligned} \quad (3.13)$$

em que substituindo as definições de $\vec{v}_{1(a)}$ e $\vec{v}_{1(d)}$ dadas pelas equações (3.11) e (3.12), respectivamente, obtém-se a equivalência

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

em que N é o número de amostras em um ciclo, $N = f_s / f_1$. A expressão de $\vec{f}_{ABCDE}(k)$ fica

$$\vec{f}_{ABCDE}(k) = \left[1 - \frac{1}{32} \sum_{n=0}^{31} H \left(k - n \frac{N}{32} \right) \right] \vec{v}_{1(a)}(k) + \left[\frac{1}{32} \sum_{n=0}^{31} H \left(k - n \frac{N}{32} \right) \right] \vec{v}_{1(d)}(k), \quad (3.14)$$

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

$$H \left(k - n \frac{N}{32} \right) = \begin{cases} 0, & \text{se } k < nN/32 \\ 1, & \text{se } k \geq nN/32 \end{cases}. \quad (3.15)$$

A equação (3.14) mostra que são somados degraus unitários à medida que o número de amostras avança após o salto de fase e avança em múltiplos de $N/32$ amostras, $n = 0, 1, \dots, 31$, no final do transitório são somados 32 degraus unitários. A equação (3.14) não apresenta familiaridade de modo que é difícil interpretá-la, então para facilitar o entendimento recorre-se ao artifício de representar o somatório pela variável $\gamma(k)$.

$$\vec{f}_{ABCDE}(k) = [1 - \gamma(k)] \vec{v}_{1(a)}(k) + \gamma(k) \vec{v}_{1(d)}(k), \quad (3.16)$$

em que $\gamma(k)$ é igual ao somatório e pode ser representada na Figura 27:

$$\gamma(k) = \frac{1}{32} \sum_{n=0}^{31} H \left(k - n \frac{N}{32} \right), \quad (3.17)$$

o comportamento de $\gamma(k)$ está ilustrado pela Figura 27 e pode ser representado de forma explícita por

$$\gamma(k) = \frac{1}{32} \left[1 + \text{floor} \left(\frac{k}{N/32} \right) \right], \quad 0 \leq k \leq \frac{31N}{32}. \quad (3.18)$$

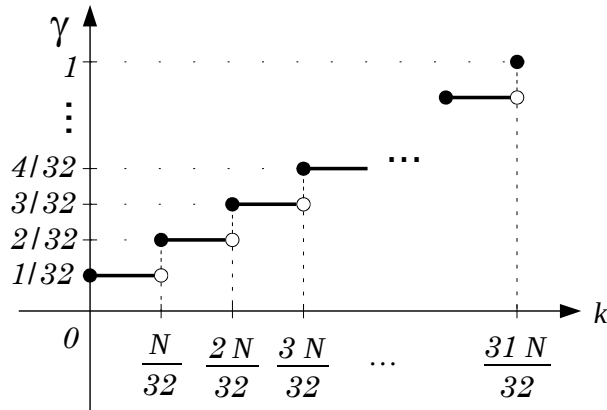


Figura 27 – Variável $\gamma(k)$ durante o transitório do GDSC.

A equação (3.16) indica que depois de aplicado o salto de fase na entrada da operação A, esse não ocorre de imediato na saída da operação E. A resposta obtida demonstra que a cada $N/32$ 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 no final de $31N/32$ amostras ($\gamma(k) = 1$), após o salto de fase ocorrer na entrada do filtro, o vetor espacial $\vec{v}_{1(a)}(k)$ é anulado e o vetor espacial $\vec{v}_{1(d)}(k)$ é completamente encontrado na saída. Isso está ilustrado na Figura 28, deve-se ter em mente que o vetor $\vec{f}_{ABCDE}(k)$ é aplicado à entrada do SRF-PLL.

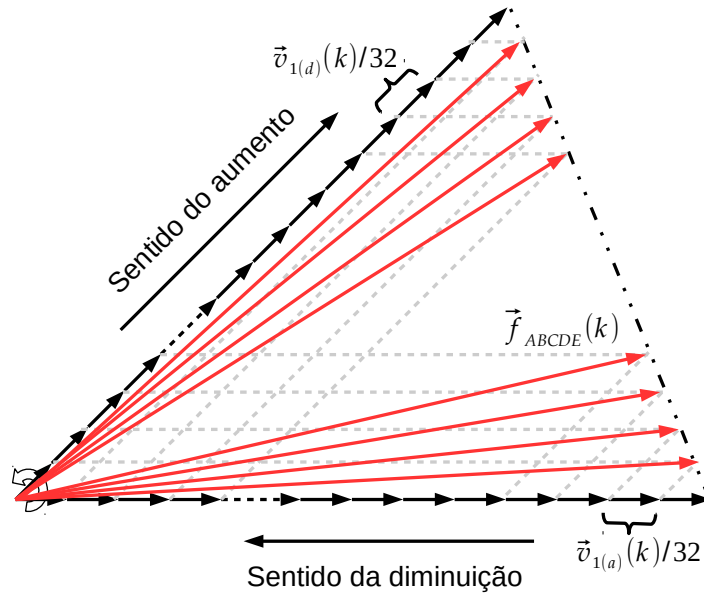


Figura 28 – Dinâmica do vetor espacial na saída do GDSC durante o transitório devido ao salto de fase.

O lugar geométrico de $\vec{f}_{ABCDE}(k)$ durante o transitório é uma reta em relação $\vec{v}_{1(a)}(k)$, a equação (3.16) pode ser interpretada graficamente na Figura 29 com todos os vetores espaciais no mesmo plano e reescrita como se segue

$$\vec{f}_{ABCDE}(k) = \vec{v}_{1(a)}(k) + \gamma(k) [\vec{v}_{1(d)}(k) - \vec{v}_{1(a)}(k)] \quad (3.19)$$

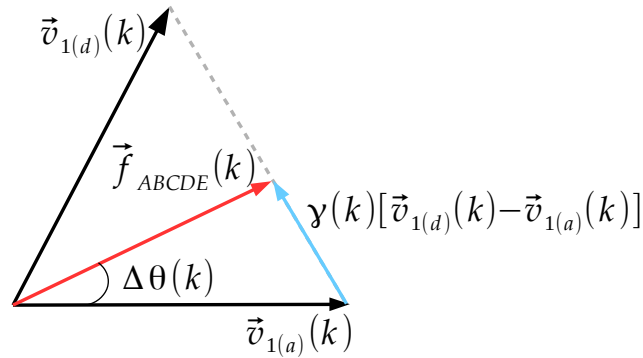


Figura 29 – Diagrama com vetores espaciais do GDSC.

Enquanto o vetor espacial $\vec{f}_{ABCDE}(k)$ é utilizado pelo SRF-PLL e só no final do transitório esse vetor convergirá para $\vec{v}_{1(d)}(k)$, o vetor $\vec{v}_{1(a)}$ não está disponibilizado naturalmente durante o transitório, no entanto saída da operação GDSC E, pode ser preservada em memória utilizando $\vec{f}_{ABCDE}(k)$ do último ciclo, supondo-se que antes do salto de fase o GDSC havia convergido há pelo menos um ciclo, sob esta hipótese pode-se adotar $\vec{f}_{ABCDE}(k - N) = \vec{v}_{1(a)}$.

Uma expressão da diferença de fase durante o transitório pode ser obtida, assumindo a hipótese de que $\vec{f}_{ABCDE}(k - N) = \vec{v}_{1(a)}(k)$, ou seja, antes do salto de fase havia apenas o vetor espacial FFPS na saída do filtro GDSC.

$$\Delta\theta(k) = \angle \left[\vec{f}_{ABCDE}(k) \vec{f}_{ABCDE}^*(k - N) \right], \quad (3.20)$$

substituindo a equação (3.16) e $\vec{f}_{ABCDE}(k - N) = \vec{v}_{1(a)}(k)$, tem-se

$$\Delta\theta(k) = \angle \left[\vec{f}_{ABCDE}(k) \vec{v}_{1(a)}^*(k) \right] = \angle \left\{ V_{1(a)}^2 [1 - \gamma(k)] + V_{1(a)} V_{1(d)} [\gamma(k) e^{j\varphi}] \right\},$$

adotando a hipótese simplificadora de que $V_{1(a)} \approx V_{1(d)}$, ou seja, salto de fase sem mudança na amplitude do vetor, encontra-se uma expressão da diferença de fase até o final do transitório independente da amplitude do vetor espacial

$$\Delta\theta(k) = \arctg \left\{ \frac{\gamma(k) \text{sen}(\varphi)}{\gamma(k) [\cos(\varphi) - 1] + 1} \right\}. \quad (3.21)$$

3.3.2 O método de estimação

É possível estimar ângulo de salto utilizando a diferença de fase $\Delta\theta(k)$ obtida das fases de $\vec{f}_{ABCDE}(k)$ e $\vec{f}_{ABCDE}(k - N)$ durante o transitório, porém esse sinal apresenta uma dinâmica não linear, sua utilização torna mais difícil a atenuação dos efeitos das componentes c.c. de decaimento exponencial. A aplicação de filtros pode facilmente por não compensar o aumento de carga computacional, além disso a abordagem limitaria a rápida estimação para pequenos saltos de fase. Portanto, o método proposto de estimação do ângulo de salto deve responder a todas essas demandas.

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 mudança significativa das demais componentes harmônicas, ou seja, para as componentes harmônicas diferentes da FFPS, o GDSC já convergiu há pelo menos um ciclo, a equação (3.16) que representa a resposta transitória é repetida

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

para este método de estimação, será utilizada a premissa de que durante o transitório do GDSC a frequência não foi alterada de maneira significativa. Pois 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 que as variações na frequência, ao fim do transitório essas variações de frequência também serão reduzidas.

Durante o transitório do GDSC, a referência será o vetor espacial na saída do filtro um ciclo atrasado ($\vec{f}_{ABCDE}(k - N)$), que nesse intervalo ainda será o vetor FFPS de regime anterior ao salto, $\vec{f}_{ABCDE}(k - N) = \vec{v}_{1(a)}(k)$. Define-se o vetor espacial de posição relativa $\vec{v}_R(k)$

$$\vec{v}_R(k) = \frac{\vec{f}_{ABCDE}(k)}{\vec{f}_{ABCDE}(k - N)} = \frac{\vec{f}_{ABCDE}(k)}{\vec{v}_{1(a)}(k)}, \quad (3.22)$$

observa-se que a fase de $\vec{v}_R(k)$ é a variável $\Delta\theta(k)$. Para evitar a divisão por zero, o cálculo de $\vec{v}_R(k)$ pode ser efetuado a partir do segundo ciclo após a inicialização, o comportamento de $\vec{v}_R(k)$ após o salto de fase é obtido ao se utilizar a resposta transitória ao salto de fase obtida na equação (3.16), considerando as definições de $\vec{v}_{1(a)}$ e $\vec{v}_{1(d)}$, contidas em (3.11) e (3.12), respectivamente, que substituídas na equação (3.22) fornece

$$\vec{v}_R(k) = 1 - \gamma(k) + \gamma(k) \frac{\tilde{V}_{1(d)}}{\tilde{V}_{1(a)}} e^{j\varphi}, \quad (3.23)$$

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

$$\vec{v}_R(k) = 1 - \gamma(k) + \gamma(k) \frac{V_{1(d)}}{V_{1(a)}} e^{j\varphi}, \quad (3.24)$$

utiliza-se a variação de $\vec{v}_R(k)$, obtém-se:

$$\Delta\vec{v}_R = -\Delta\gamma + \Delta\gamma \frac{V_{1(d)}}{V_{1(a)}} e^{j\varphi}, \quad (3.25)$$

em que a variação de $\gamma(k)$ é obtida da equação (3.18) e ilustrada na Figura 27

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

Em outras palavras, o menor intervalo entre amostras 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

$$\Delta\vec{v}_R = -\frac{1}{32} + \frac{1}{32} \frac{V_{1(d)}}{V_{1(a)}} e^{j\varphi}, \quad (3.26)$$

$$\angle(32\Delta\vec{v}_R + 1) = \varphi, \quad (3.27)$$

desenvolve-se a expressão

$$\varphi = \angle\{32[\vec{v}_R(k) - \vec{v}_R(k - N/32)] + 1\}. \quad (3.28)$$

Portanto, é possível obter segundo a equação (3.28) 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 (3.28) apresenta também a facilidade de ser adaptável em frequência pois não se tomou valor fixo para N que passa a acompanhar a FFPS estimada. A solução para encontrar o ângulo de salto durante o transitório do GDSC pode ser expressa em função do vetor espacial na saída das transformações utilizando a relação da equação (3.24).

$$\varphi = \angle\left\{32\left[\frac{\vec{f}_{ABCDE}(k)}{\vec{f}_{ABCDE}(k - N)} - \frac{\vec{f}_{ABCDE}(k - N/32)}{\vec{f}_{ABCDE}(k - N - N/32)}\right] + 1\right\}. \quad (3.29)$$

Também será considerada a ocorrência simultânea das perturbações diferentes do salto de fase como harmônicos e componentes não-periódicas como c.c. de decaimento exponencial que fornecem ao lugar geométrico do vetor espacial da rede assimetria no plano $\alpha\beta$, utiliza-se a hipótese de que antes do salto de fase o sistema elétrico de potência encontrava-se balanceado e livre de harmônicos, ou seja, para o método de estimação esse caso é mais gravoso. Se houver componentes harmônicas antes do salto de fase para as quais o GDSC já convergiu uma mudança da sua composição apenas apresentará um caso atenuado em relação ao que será considerado.

Também não é feita a distinção de qual fase está ocorrendo a componente não-periódica. Dessa forma, a maneira de representar o sinal com o vetor tensão FFPS submetido ao salto de fase, simultaneamente as outras perturbações subitamente presentes no sistema elétrico na entrada da operação GDSC “A” é

$$\vec{s}_{\alpha\beta}(k) = \vec{v}_{1(a)}(k)[1 - H(k)] + \vec{v}_{1(d)}(k)H(k) + \left[\sum_{h \neq 1} \vec{v}_h(k)\right] H(k) + \vec{v}_{ap}(k)H(k), \quad (3.30)$$

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 (3.30) como entrada do filtro GDSC, considerando a expressão obtida (3.9) é linear, então a resposta transitória ao sinal (3.30) é a soma das respostas de cada parcela

$$\vec{f}_{ABCDE}(k) = \vec{v}_{1(a)}(k)(1 - \gamma) + \vec{v}_{1(d)}(k)\gamma + \vec{f}_h(k) + \vec{f}_{ap}(k), \quad (3.31)$$

em que $\vec{f}_h(k)$ e $\vec{f}_{ap}(k)$ são as respostas transitórias obtidas após a aplicação do filtro GDSC devido às 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. Aplica-se o mesmo procedimento que forneceu a equação (3.28), toma-se

$$\vec{v}_R(k) = 1 - \gamma(k) + \gamma(k) \frac{V_{1(d)}}{V_{1(a)}} e^{j\varphi} + \left(\frac{\vec{f}_h(k)}{\vec{v}_{1(a)}(k)} \right) + \left(\frac{\vec{f}_{ap}(k)}{\vec{v}_{1(a)}(k)} \right), \quad (3.32)$$

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

$$\Delta \vec{v}_R = -\Delta \gamma + \Delta \gamma \frac{V_{1(d)}}{V_{1(a)}} e^{j\varphi} + \Delta \left(\frac{\vec{f}_h}{\vec{v}_{1(a)}} \right) + \Delta \left(\frac{\vec{f}_{ap}}{\vec{v}_{1(a)}} \right), \quad (3.33)$$

substituindo a variação $\Delta \gamma = 1/32$ a cada $N/32$ amostras

$$32\Delta \vec{v}_R + 1 = \frac{V_{1(d)}}{V_{1(a)}} e^{j\varphi} + 32\Delta \left(\frac{\vec{f}_h}{\vec{v}_{1(a)}} \right) + 32\Delta \left(\frac{\vec{f}_{ap}}{\vec{v}_{1(a)}} \right), \quad (3.34)$$

desenvolve-se o lado esquerdo da igualdade

$$32 [\vec{v}_R(k) - \vec{v}_R(k - N/32)] + 1 = \frac{V_{1(d)}}{V_{1(a)}} e^{j\varphi} + 32\Delta \left(\frac{\vec{f}_h}{\vec{v}_{1(a)}} \right) + 32\Delta \left(\frac{\vec{f}_{ap}}{\vec{v}_{1(a)}} \right). \quad (3.35)$$

Do vetor espacial obtido no segundo membro da equação (3.35) observa-se que é necessário obter a componente devido apenas ao salto de fase $(V_{1(d)}/V_{1(a)})e^{j\varphi}$, para isso foi escolhido novamente aplicar um filtro GDSC com *buffer* limpo para a componente desejada ($h_d = 0$). Foi utilizada a metodologia de (NEVES et al., 2010; NEVES et al., 2012), sintonizados para a componente desejada, os parâmetros são dados na Tabela 8.

O GDSC com *buffer* limpo ajustado para $h_d = 0$ é aplicado quando o *flag* de inicialização obtido no bloco *detector de salto de fase* está no nível lógico 1, condição estabelecida pela equação (3.2), 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).

Isso torna a estimação do salto de fase imediata para o caso de salto de fase ocorrendo sem mudança na composição harmônica. Assim, sua aplicação se mostrou eficiente, para rejeição de distúrbios e rápida resposta dinâmica, não há necessidade de mudança do filtro que permanece com a mesma capacidade de rejeição de perturbações, diminuindo a necessidade do conhecimento prévio do conteúdo harmônico. Ao final do transitório do GDSC ($h_d = 1$), como o *flag* de inicialização retorna para nível lógico 0, a entrada do filtro GDSC para $h_d = 0$ é retorna a zero, limpando o *buffer* e o filtro poderá ser aplicado novamente para outro salto de fase.

O comportamento do GDSC ajustado para filtrar a componente contínua ($h_d = 0$) pode ser compreendido ao se obter 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

$$\vec{f}_{ABCDE(h_d=0)}(k) = \frac{1}{32} \sum_{n=0}^{31} \vec{s}_{\alpha\beta} \left(k - n \frac{N}{32} \right), \quad (3.36)$$

para o sinal de entrada composto apenas por componente c.c. ocorrendo de forma súbita na entrada do GDSC com *buffer* limpo

$$\vec{s}_{\alpha\beta}(k) = \tilde{S} \cdot H(k), \quad (3.37)$$

substituindo na equação (3.36), resulta em

$$\vec{f}_{ABCDE(h_d=0)}(k) = \tilde{S} \frac{1}{32} \sum_{n=0}^{31} H \left(k - n \frac{N}{32} \right), \quad (3.38)$$

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

$$\vec{f}_{ABCDE(h_d=0)}(k) = \tilde{S} \cdot \gamma(k), \quad (3.39)$$

em que $\gamma(k)$ possui a mesma equação dada em (3.18). Portanto, embora a módulo do vetor durante a inicialização comece de forma atenuada, o mesmo não acontece com a fase que já está disponível para o caso de salto de fase ocorrente sem modificação da composição harmônica da rede. No entanto, mesmo quando outras perturbações estão adicionadas, a fase obtida na saída do filtro pode ter seu valor imediatamente analisado, a fim de que seja aplicada o mais cedo possível.

O procedimento que conduz a obtenção da equação (3.35) facilita a atenuação do efeito da componente não-periódica, seguido da aplicação do filtro GDSC ajustado para $h_d = 0$. O filtro aplicado ao vetor espacial obtido na equação (3.35) cobre os casos possíveis de componente c.c. de decaimento exponencial, se essa componente possui constante de tempo grande, essa permanecerá por tempo suficiente para ser drasticamente atenuada pela operação A, devido a divisão por $\vec{v}_{1(a)}$, já se a componente aperiódica possui pequena constante de tempo ela é facilmente eliminada pelas operações rápidas B, C, D, E.

Tabela 8 – Parâmetros para o GDSC ($h_d = 0$)

Filtro	θ_r (rad)	k_d	\vec{a}
A	0	$N/2$	$1/2$
B	0	$N/4$	$1/2$
C	0	$N/8$	$1/2$
D	0	$N/16$	$1/2$
E	0	$N/32$	$1/2$

3.3.2.2 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, esse em regra é acompanhado 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 (3.35) e filtro GDSC ($h_d = 0$), o ângulo de salto de fase deve permanecer estável o suficiente para ser aplicado, ocorre que entre estimações, mesmo aplicando as etapas anteriores ainda pode haver rápidas oscilações.

Utilizou-se um filtro Butterworth de segunda ordem de frequência de corte de 300 Hz aplicado à fase do vetor espacial da saída do filtro GDSC $h_d = 0$, obtendo-se o (φ_f) que torna a convergência da solução mais suave. É necessário verificar se a solução do ângulo do salto permanece estável.

Para verificar se a solução entrou na região de convergência é utilizada a condição (3.40) 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 $\vec{f}_{ABCDE}(k)$ e assim aumentar a velocidade da convergência e diminuição do erro transitório do GDSC-PLL.

$$\left| \frac{\varphi_f(k) - \varphi_f(k - N/32)}{\varphi_f(k - N/32)} \right| < 0,05 \quad (3.40)$$

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. Como também retirar o filtro Butterworth com o fim de reduzir a carga computacional, caso o salto de fase tenha efeito maior sobre o sinal do erro, como ocorre em redes sujeitas a baixo conteúdo harmônico e componente c.c. de decaimento exponencial de pequena amplitude inicial. Porém, na maioria dos casos esse filtro pode permanecer no esquema, porque possui frequência de corte elevada, logo o atraso introduzido por ele será pequeno e o custo computacional está cada vez menos significativo.

A Figura 30 mostra o diagrama que resume as etapas de detecção e estimação. O esquema foi projetado de modo a tornar o método de estimação menos imune a grandes perturbações, caso o método seja aplicado a sistemas sujeitos a perturbações menos severas, módulos desse sistema podem ser retirados, diminuindo a carga computacional.

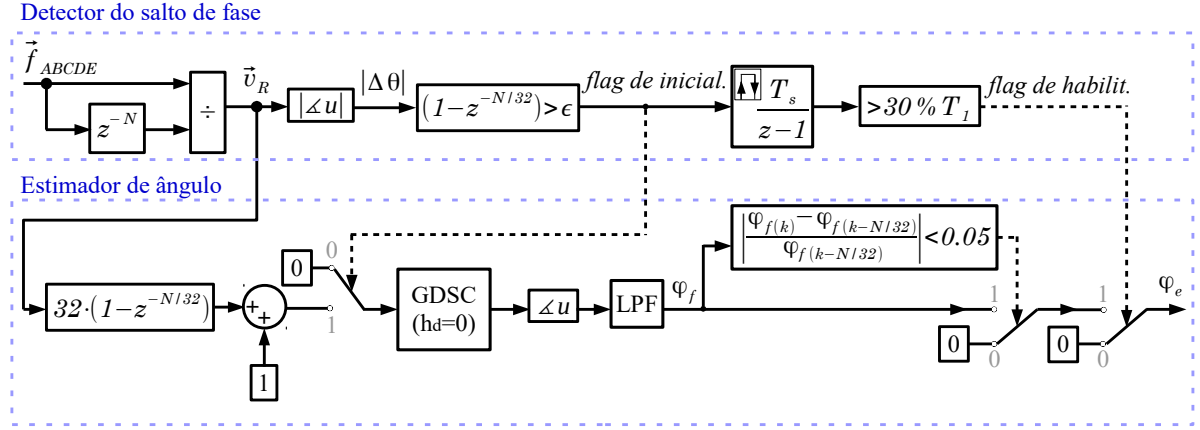


Figura 30 – Diagrama dos procedimentos de detecção e estimação.

3.4 Compensador de fase

Após ser obtido o ângulo de salto de fase estimado (φ_e) é necessária 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, logo a fase correspondente pertence ao vetor espacial FFPS

$$\angle \vec{f}_{ABCDE}(k) = \omega_1 k T_s + \theta_0, \quad (3.41)$$

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

$$\angle \vec{f}_{ABCDE}(k) = \omega_1 k T_s + \theta_0 + \varphi, \quad (3.42)$$

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

$$\angle \vec{f}_{ABCDE}(k) = \omega_1 k T_s + \theta_0 + \Delta\theta(k). \quad (3.43)$$

Onde conforme já mencionado,

$$\Delta\theta(k) = \angle \left[\frac{\vec{f}_{ABCDE}(k)}{\vec{f}_{ABCDE}(k-N)} \right]. \quad (3.44)$$

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

$$\angle \vec{f}_{ABCDE(comp)}(k) = \angle \vec{f}_{ABCDE}(k) + [\varphi_e - \Delta\theta(k)], \quad (3.45)$$

como pode ser visto na Figura 31. Na forma complexa tem-se a equação (3.46) e na forma matricial a equação (3.47).

$$\vec{f}_{ABCDE(comp)}(k) = e^{j[\varphi_e - \Delta\theta(k)]} \vec{f}_{ABCDE}(k), \quad (3.46)$$

$$\begin{bmatrix} f_{ABCDE(comp)\alpha} \\ f_{ABCDE(comp)\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos[\varphi_e - \Delta\theta(k)] & -\text{sen}[\varphi_e - \Delta\theta(k)] \\ \text{sen}[\varphi_e - \Delta\theta(k)] & \cos[\varphi_e - \Delta\theta(k)] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_{ABCDE\alpha} \\ f_{ABCDE\beta} \end{bmatrix}. \quad (3.47)$$

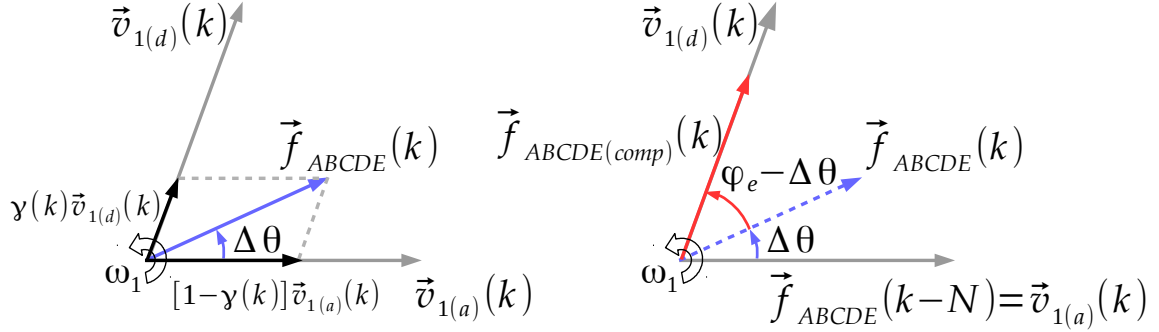


Figura 31 – Vetores espaciais durante a compensação do ângulo de fase.

A aplicação da compensação faz com que na entrada do SRF-PLL seja disponibilizado um degrau de ângulo de fase do vetor espacial $\vec{f}_{ABCDE(comp)}(k)$ ao invés da fase do vetor $\vec{f}_{ABCDE}(k)$ durante o transitório do GDSC, como é visto na Figura 32. A compensação só é utilizada quando $|\Delta\theta(k)|$ tem taxa de variação positiva, ou seja, no primeiro ciclo após o salto de fase ocorrer, quando o *flag* de inicialização está com nível lógico 1.

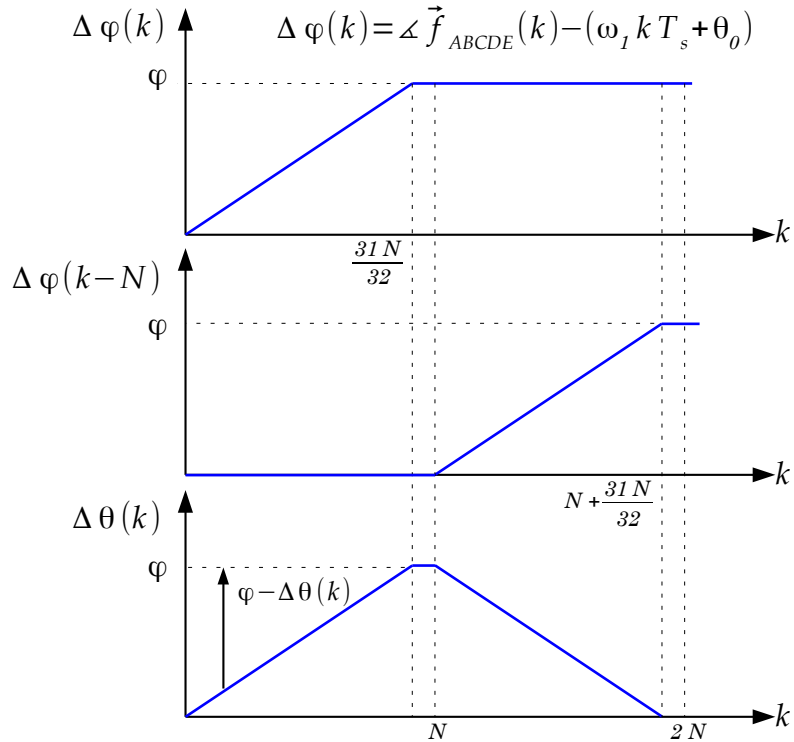


Figura 32 – Compensação da fase na entrada do SRF-PLL.

3.5 SRF-PLL modificado

Considerando todas as técnicas aplicadas ao vetor espacial fornecido ao SRF-PLL ($\vec{f}_{ABCDE(comp)}(k)$), agora o objetivo para melhoria do desempenho do GDSC-PLL é melhorar o desempenho do SRF-PLL. Considerou-se a utilização de ganho adaptativo para diminuir o termo integral, quanto maior o sinal do erro, porém a abordagem aumenta o tempo de estabelecimento quanto maior o salto de fase, tal qual 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 de fato é, 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 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.

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, de modo que ao final do transitório o desvio será pequeno. Assim, embora o controlador PI, naturalmente utilizado no SRF-PLL (KAURA; BLASKO, 1997; ARRUDA; SILVA; FILHO, 2001; ROLIM; COSTA; AREDES, 2006), forneça erro nulo em regime para degraus de frequência e degraus (saltos) de fase, sua atuação aumenta o tempo de convergência e erros (sobressinal) do ângulo de fase estimado na saída do SRF-PLL, quanto menor for a largura de banda, no momento da compensação utilizando o vetor $\vec{f}_{ABCDE(comp)}$.

Após o salto de fase, seu efeito sobre o sinal de erro é maior que as demais perturbações durante todo o transitório do GDSC, assim 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 clara aplicação do Princípio do Modelo Interno aplicado ao SRF-PLL.

Conforme o exposto, o controlador PI no SRF-PLL como visto na Figura 33 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. Isso também faz com 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, por exemplo, como parte do controle de conversores (MATTAVELLI, 2005; MOHAMED; 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.

$$F_{int}(z) = \frac{T_s}{z - 1}, \quad (3.48)$$

projeta-se o controlador conforme o método abordado em (SIMONE; PAOLO, 2006), encontra-se

$$P(z) = \frac{1}{F_{int}(z)(z - 1)} = f_s, \quad (3.49)$$

em que f_s é a frequência de amostragem, ou seja, o ganho deadbeat é o inverso do tempo de amostragem do integrador *Euler forward*. Quanto à estabilidade é conhecido que o controlador proporcional fornece grande margem.

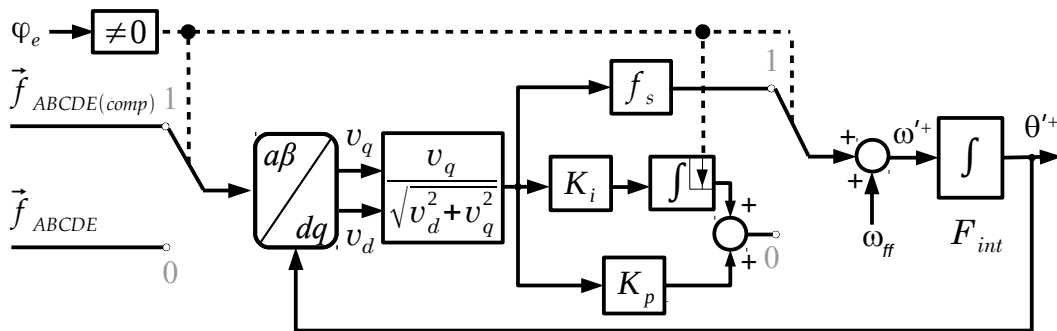


Figura 33 – SRF-PLL de alto desempenho para o GDSC com compensação de salto de fase.

3.6 Adaptabilidade em frequência

A adaptabilidade em frequência é uma das questões centrais quando é escolhido o projeto de pré-filtro no referencial estacionário utilizando as operações GDSC. O parâmetro de atraso das operações utiliza o número estimado de amostras em um ciclo que deve acompanhar a frequência da rede para manter o ganho fornecido à componente harmônica desejada, no caso FFPS, $1\angle 0^\circ$, conforme gráfico de resposta em frequência já mostrado na Figura 11.

Para a adaptabilidade em frequência do GDSC com compensação de salto de fase foi escolhido como diagrama base o A-GDSC-PLL, conforme demonstrado na seção 2.8 do capítulo 2. Esse consta de dois GDSC-PLL com a frequência de saída de um SRF-PLL primário utilizada para a estimação do número de amostras em um ciclo a ser utilizado para o cálculo dos atrasos pelas operações do filtro GDSC secundário.

O procedimento é bastante útil para acompanhar as variações de frequência na rede, porém apresenta o inconveniente inerente a utilização do SRF-PLL que deve ser compreendido. Dado que a frequência na malha de controle é

$$\omega = \omega_1 + \Delta\omega, \quad (3.50)$$

em que ω_1 é a frequência fundamental do sistema elétrico e $\Delta\omega$ é resposta do controlador. A saída do controlador fornecerá respostas tanto para variações de frequência, quanto para saltos de fase na entrada do SRF-PLL, esse fato é conhecido como acoplamento fase/frequência (GOLESTAN; GUERRERO; VASQUEZ, 2017; GHARTEMANI et al., 2012). De modo que ao fornecer o número de amostras em um ciclo ao segundo GDSC-PLL utilizando a frequência estimada pelo GDSC-PLL primário, ocorrerá erro em saltos de fase devido às elevadas derivadas de variação de fase ($\Delta\theta$) fornecida pelo GDSC.

Para diminuir esse inconveniente, a implementação do A-GDSC-PLL original (NEVES et al., 2012) utiliza um filtro Butterworth com frequência de corte de 2,5 Hz, que evita as grandes oscilações sejam alimentadas para o segundo GDSC-PLL, porém diminui a velocidade da resposta dinâmica. Esta abordagem pode ser aplicada para o A-GDSC-PLL com compensação do salto de fase.

No entanto, outras tentativas de melhoria foram feitas como a diminuição da largura de banda do SRF-PLL primário, porém não ofereceu melhora, pois levou a maior tempo de restabelecimento pós-falta e diminuição do desempenho global. Considerando que o mais importante é evitar que falsas variações de frequência sejam utilizadas pelo GDSC-PLL secundário foi implementada a decomposição utilizando wavelet aplicada ao sinal da saída do controlador do GDSC-PLL primário, que utiliza apenas um controlador PI com elevada largura de banda, para diferenciar saltos de fase de variações de frequência em rampa. Trabalhos mostraram o sucesso da aplicação da transformada em outras áreas como conversores conectados a rede (KAMBLE; MATE; WAWARE, 2013) e em proteção para análise de faltas em geradores (PEREIRA, 2016) e em transformadores (SALEH; SCAPLEN; RAHMAN, 2011).

Foi utilizada a transformada wavelet de Daubechies de ordem 4, um nível dos coeficientes de detalhes, adotou-se a regra de manter a frequência anterior a identificação da presença de variações extremas na saída do controlador do SRF-PLL primário. O resultado é semelhante a atuação do A-GDSC-PLL original não deixando propagar o salto de fase. As simulações mostraram que uma simples comparação foi capaz de identificar falsas variações de frequência, evitando que elas sejam utilizadas pelo segundo GDSC-PLL. Conforme mostrado na Figura 34, há identificação para saltos de fase, porém sem indicação para variações extremas de frequência 50 Hz a 53 Hz com taxa de variação de 4 Hz/s (conforme seção 4.3.5 do capítulo 4).

O método proposto mostrou-se eficaz em não permitir que o GDSC-PLL com compensação de salto de fase seja alimentado com uma falsa variação de frequência, conforme mostrado na Figura 34. Foi estabelecido o limiar de $2 \cdot 10^{-4}$ para que o valor absoluto do

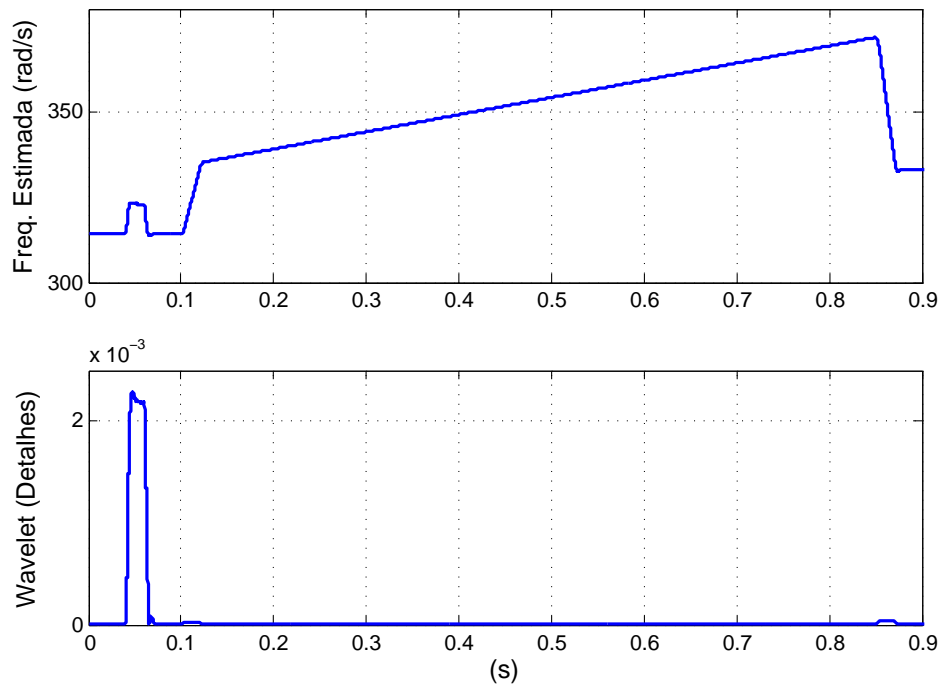


Figura 34 – Aplicação da wavelet à frequência fornecida pelo A-GDSC-PLL primário.

coeficiente de detalhes da saída da transformação wavelet após passar por um filtro Butterworth de segunda ordem de frequência de corte de 100 Hz fornecesse a indicação segura às variações devido ao salto de fase. Esse valor foi estabelecido para o valor de um salto de fase de 10 graus, esse último escolhido em função do bloco detector de salto de fase.

A utilização dessa técnica permitiu o aumento da frequência de corte do filtro Butterworth utilizado para estimação do número de amostras em um ciclo de 2,5 Hz originalmente em (NEVES et al., 2012) para 5 Hz fornecendo menores erros para variações de frequência em rampa. Conforme mostra a Figura 37, a aplicação do filtro com frequência de corte baixa foi aplicada apenas à saída do controlador do SRF-PLL primário isso acelera o processo de inicialização e convergência do GDSC-PLL.

A Figura 35 mostra como esperado o aumento da velocidade dinâmica da estimação do número de amostras em um 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 passar a variação devido ao salto de fase (60°). Já a Figura 36 mostra o efeito da utilização da wavelet sob a estimação do número de amostras em um 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 em tese 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 pode ser prejudicial em redes com perturbações frequentes e severas.

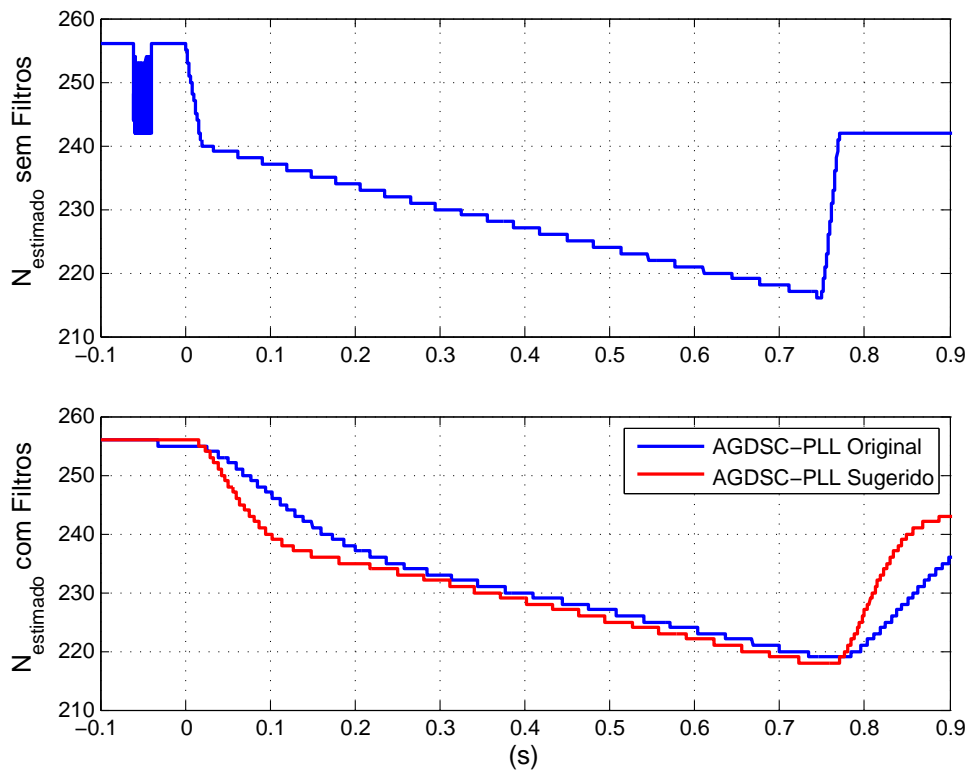


Figura 35 – Número estimado de amostras em um ciclo utilizando o A-GDSC-PLL original e o A-GDSC-PLL sugerido.

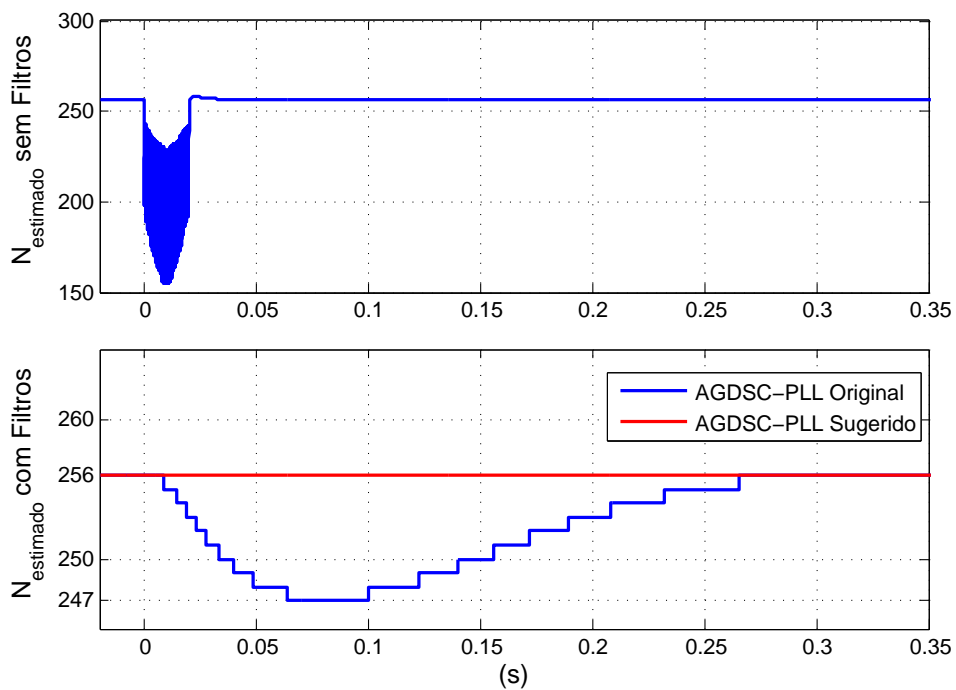


Figura 36 – Comparação do desempenho da estimação do número de amostras em um ciclo utilizando o A-GDSC-PLL original e o A-GDSC-PLL sugerido na ocorrência do salto de fase de 60°.

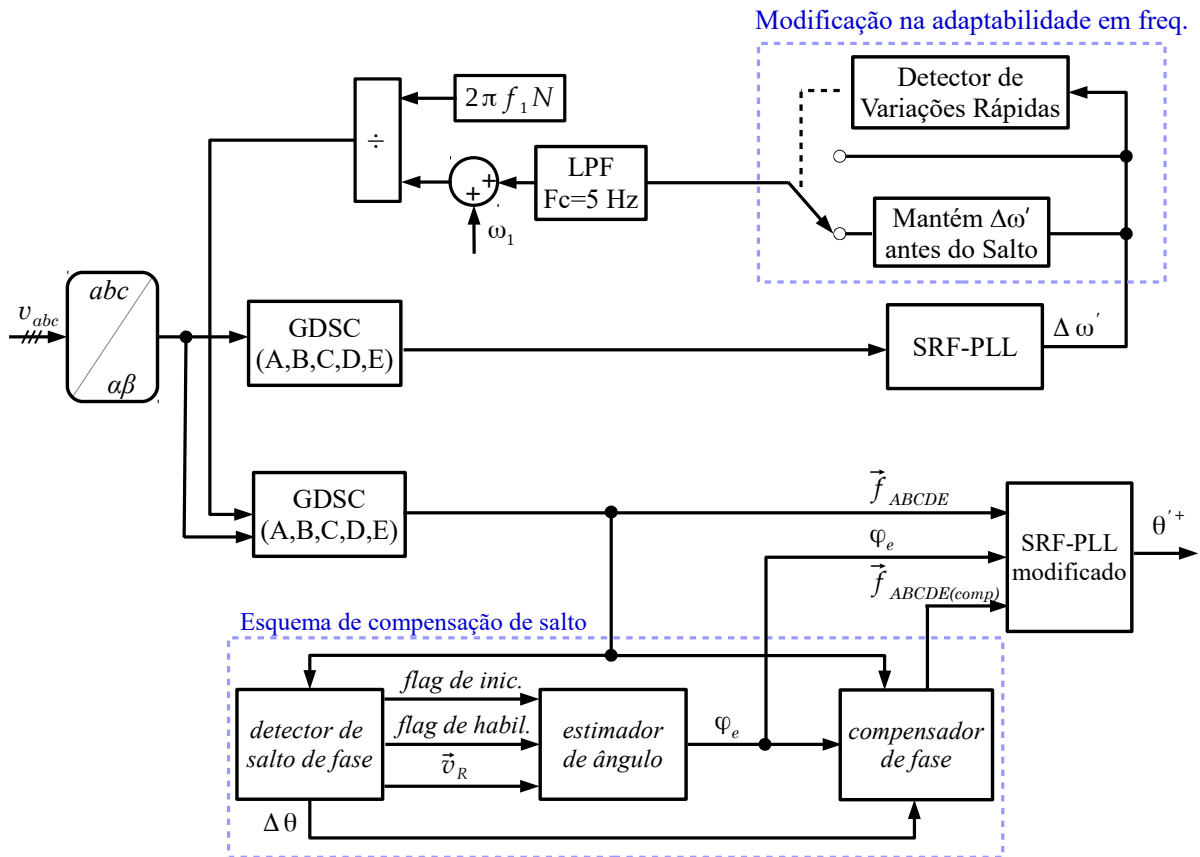


Figura 37 – Diagrama do GDSC-PLL com estimador do salto de fase, adaptativo em frequência.

3.7 Conclusão do Capítulo

Foi abordado o A-GDSC-PLL com compensação de salto de fase, primeiro foi tratado do 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 fornecido pelo filtro GDSC devido ao salto de fase e o vetor espacial \vec{v}_R . Inclusive foram controlados os efeitos da ocorrência de outras perturbações simultâneas sobre a estimação, utilizando outro filtro GDSC, sintonizado para obter a componente contínua iniciado com o *buffer* limpo, para a obtenção do ângulo de salto de fase. Prevendo oscilações foi necessário desenvolver 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 a compensação, o SRF-PLL pôde ser modificado para a otimização do método global, incluiu-se um controlador P deadbeat que será utilizado apenas quando o estimador consegue convergir, para o aumento da velocidade da resposta durante o transitório.

Foi mostrada que a adaptabilidade em frequência pode ser melhorada utilizando o A-GDSC-PLL junto a 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 resposta às variações de frequência em rampa.

4 Resultados

Neste capítulo submeteremos o A-GDSC-PLL com compensação de salto de fase a sinais de perturbações e compararemos seu desempenho ao A-GDSC-PLL original, ao DDSRF-PLL (aperfeiçoado) e DSOGI-PLL (aperfeiçoado), esses métodos foram demonstrados no capítulo 2. Em linhas gerais, os sinais de teste utilizados seguiram 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. Será 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 necessário 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, c.c. 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, a definição quantitativa, os valores de suas intensidades seguiram o balizamento de normas nacionais e internacionais:

- IEEE 1547 – Interconexão de elementos distribuídos com sistemas elétricos de potência;
- BDEW – Padrão alemão para médias e altas tensões;
- VDE-AR-N 4105 – Padrão alemão para baixas tensões;

- IEC 61727 – Requisitos para conexão de painéis solares;
- NTC 905200 – Acesso de micro e minigeração distribuída ao sistema Copel.

Essas normas estão em consonância com esta dissertação, pois é assunto comum entre aquelas 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, se mostrou eficaz pois suas exigências aos acessantes do sistema elétrico interligado se mostraram 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 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 o ela ocorrerá será $11 \cdot 15^\circ = 165^\circ$, essa regra permite simular a ocorrência de perturbações em momentos não ideais. Para todos os casos, a amplitude e frequências nominais 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%)**

Tempo necessário para que a variável sob controle permaneça em uma faixa de valores relativos a variação total desta mesma variável. Observaram-se os tempos de convergência tanto na estimação da amplitude, quanto do ângulo de fase da componente FFPS e foram representados por $t_{c(amp)}$ e $t_{c(ang)}$, respectivamente.

É necessário ponderar também que a variável sob controle pode sofrer alterações quando outras variáveis do sistema passarem por mudanças, por exemplo, erro de fase quando há somente afundamento do sinal. Nesse caso, o critério adotado para o tempo de convergência será diferente:

- Para amplitude da componente FFPS, o erro absoluto deverá ser menor que 2 unidades;
- 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 v_s . O sobressinal 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 ou *Vector Total Harmonic Distortion – VTHD* (NEVES et al., 2012) é um índice calculado em regime estacionário que quantifica a distorção harmônica e desbalanço em sinais trifásicos, como observado na equação (4.1) a DHTV leva em consideração tanto os harmônicos de sequência positiva, quanto os harmônicos de sequência negativa, ao invés de critérios mais simples como a THD que são menos precisos.

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

4.3 Casos de Teste

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 pelos geradores, estas normas impõe limites às tensões, cuja ultrapassagem implica em 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, as tensões podem alcançar até 120% do valor nominal, mas deve desconectar instantaneamente quando as tensões ficam abaixo de 50% do valor nominal. Já a norma BDEW recomenda atuação lenta do sistema de proteção para tensões entre 90% e 10% do valor nominal.

Conforme demonstrado aqui e outras situações em (BATISTA, 2017) se estabeleceu os seguintes casos 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 nomenclaturas “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 (ε).

Como o enfoque desta dissertação é a melhoria da resposta do A-GDSC-PLL ao salto de fase, será dado maior destaque aos resultados cujos testes envolvam essa perturbação. Para os demais casos o A-GDSC-PLL com compensação de salto de fase não deverá degradar o desempenho em relação ao A-GDSC-PLL originalmente concebido, de modo que a técnica apresentada ofereça bom custo-benefício.

Nas Figuras 38 a 41 apresentam-se as respostas dos métodos de sincronização para os casos teste (C01-C04). Os índices de desempenho estão descritos pela Tabela 9. Observa-se que os métodos A-GDSC-PLL original 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, seção 2.8 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 em relação ao valor nominal da amplitude do vetor espacial, tanto o sobressinal quanto o tempo de estabelecimento. No teste C01 (afundamento extremo) ambos DDSRF-PLL e DSOGI-PLL apresentaram os maiores sobressinais e tempo de estabelecimento (maiores que 3 ciclos), o que restringe a aplicabilidade dessas técnicas para algumas condições operacionais do sistema.

4.3.2 Amplitude da componente fundamental de sequência negativa

O módulo 8 dos procedimentos de rede da ANEEL (PRODIST) foi a principal norma técnica de referência para desequilíbrios, 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 (nos limites na IEEE 1547). Aplicou-se o teorema de Fortescue para encontrar os valores das componentes de sequência positiva e negativa, assim 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.

Os índices de desempenho para os testes (C05) e (C06) estão descritos na Tabela 10. Observando os gráficos nas Figuras 42 e 43, percebe-se que o DSOGI-PLL apresentou o menor $t_{c(amp)}$, porém o maior v_s , 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.

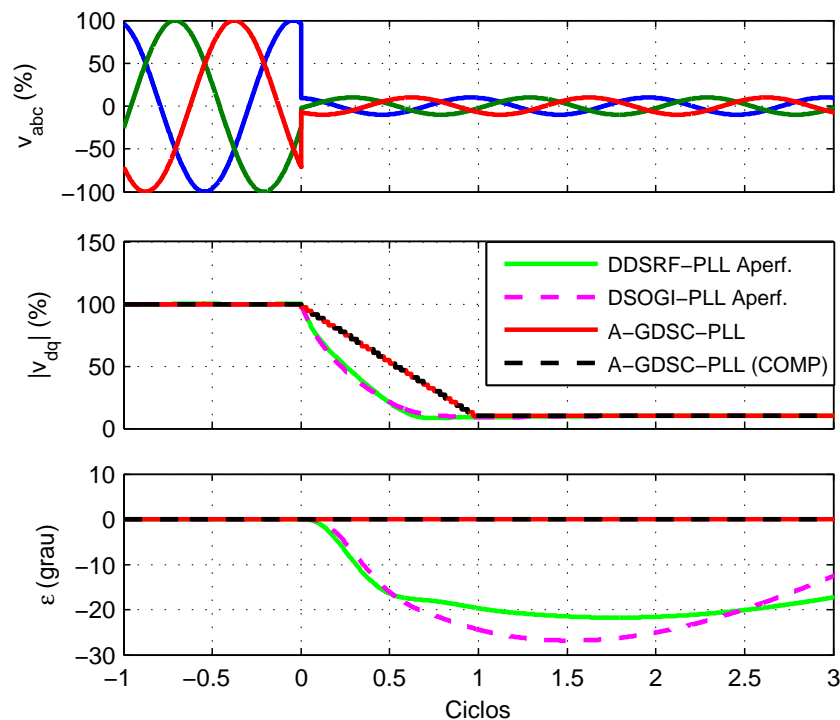
4.3.3 Presença de componentes harmônicas

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, foram definidos três casos de teste:

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

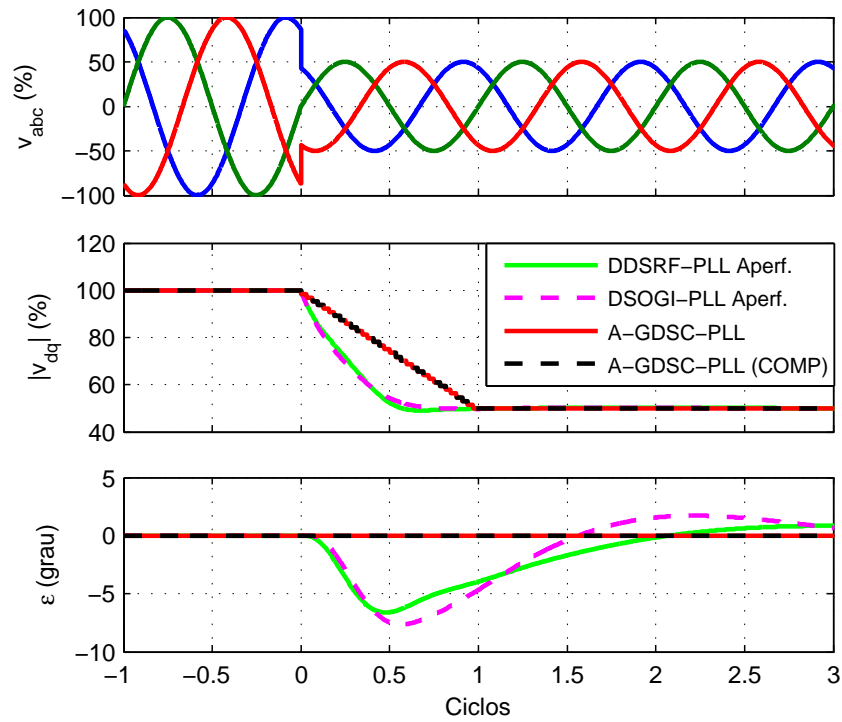
Os próximos dois casos apresentam componentes harmônicas encontradas durante a energização de transformadores, o teste C10 difere do teste C09 por não ter componentes harmônicas pares, com distorção máxima em cada fase.

Figura 38 – Respostas dos métodos de sincronização selecionados para o caso (C01).



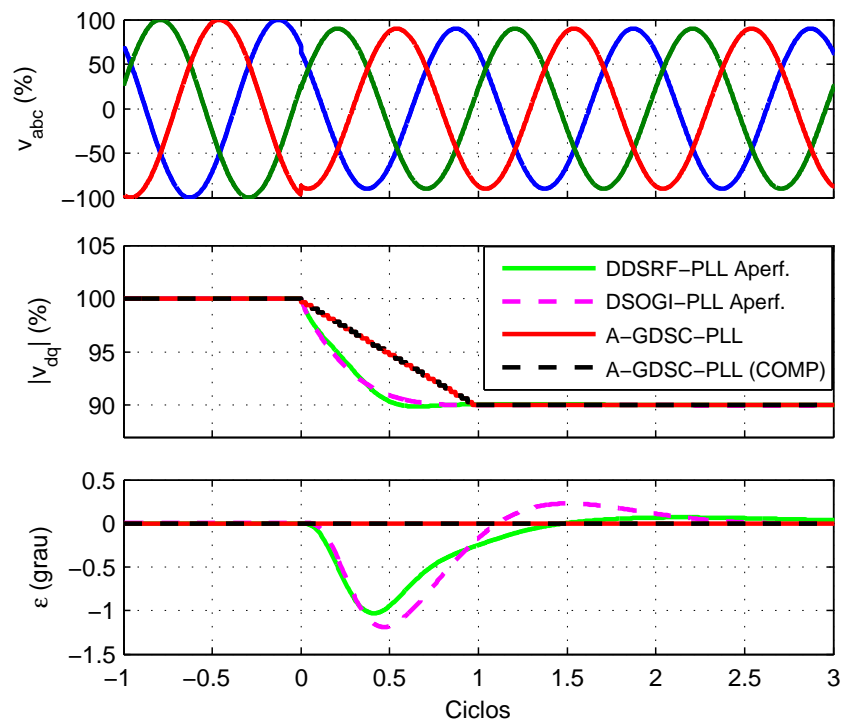
Fonte: Produzido pelo autor.

Figura 39 – Respostas dos métodos de sincronização selecionados para o caso (C02).



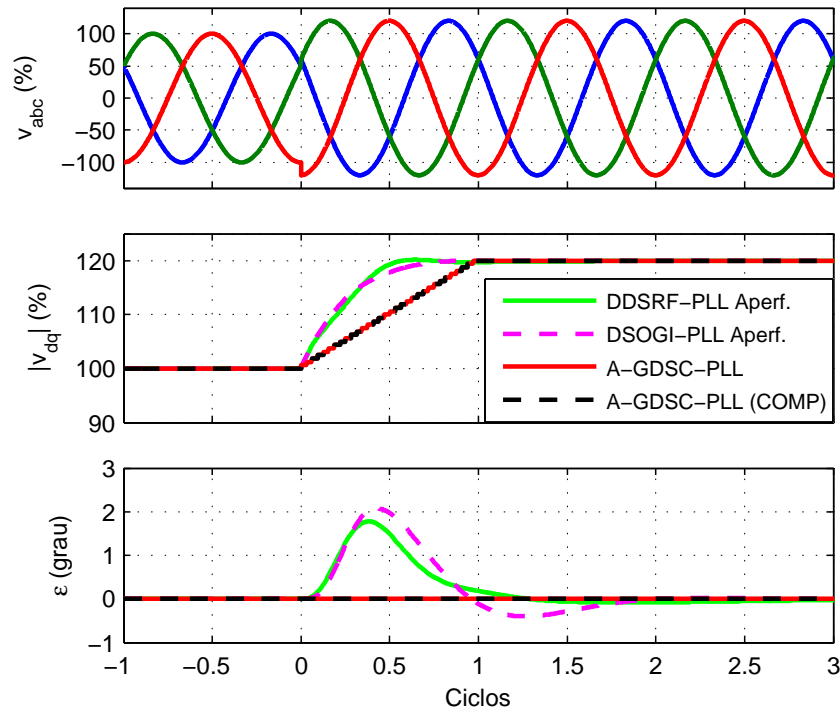
Fonte: Produzido pelo autor.

Figura 40 – Respostas dos métodos de sincronização selecionados para o caso (C03).



Fonte: Produzido pelo autor.

Figura 41 – Respostas dos métodos de sincronização selecionados para o caso (C04).



Fonte: Produzido pelo autor.

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

Caso	Método de Sincronização	$t_{c(amp)}$ (ciclos)	$t_{c(ang)}$ (ciclos)	v_s (graus)	DHTV (%)
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: Produzido pelo autor.

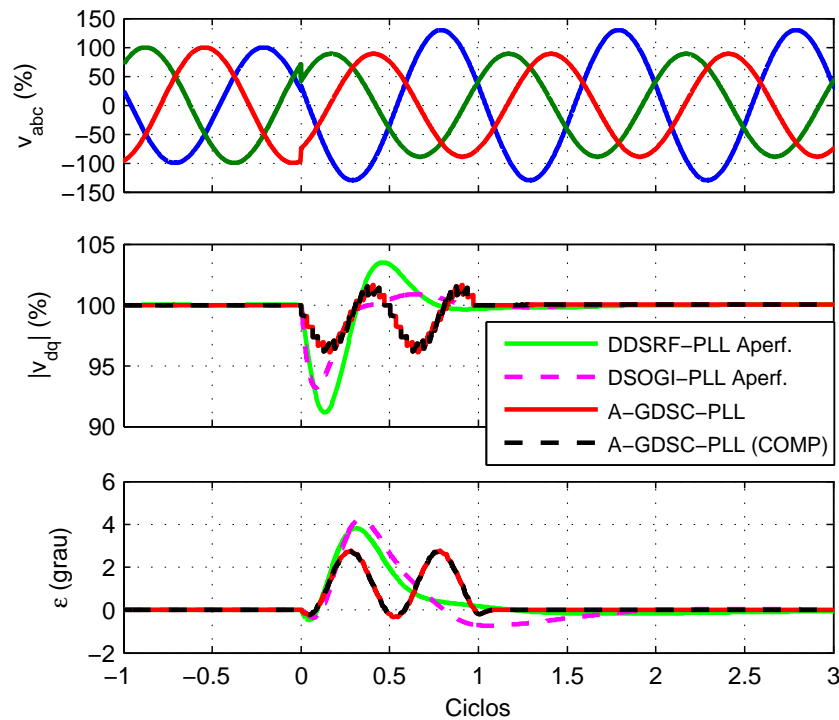
Tabela 10 – Desempenho dos métodos de sincronização para os casos de teste (C05-C06).

Caso	Método de Sincronização	$t_{c(amp)}$ (ciclos)	$t_{c(ang)}$ (ciclos)	v_s (graus)	DHTV (%)
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: Produzido pelo autor.

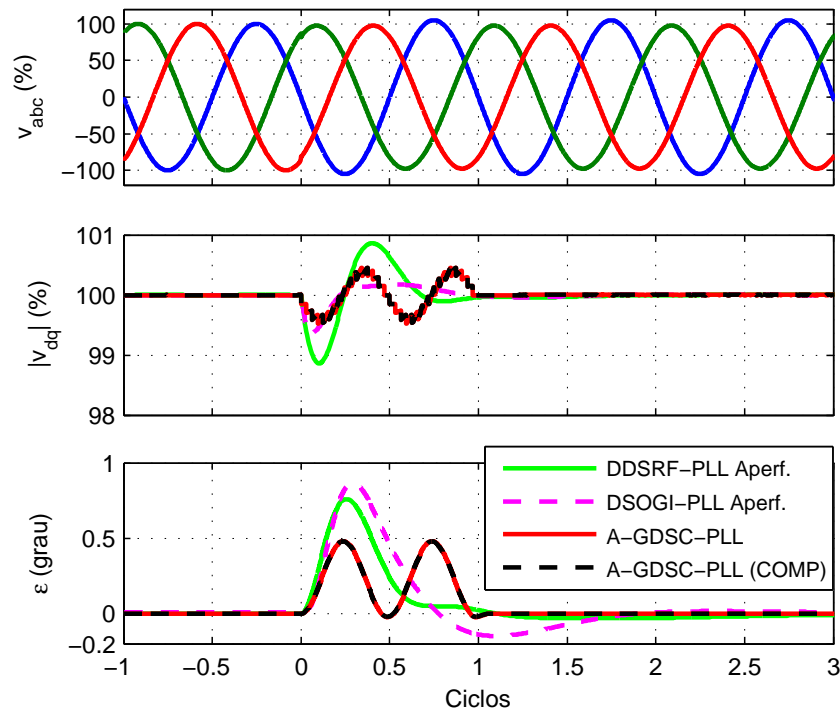
- (C09) Distorção extrema com componentes harmônicas pares: contém componentes comuns às encontradas na corrente de energização de transformadores, os valores foram obtidos das simulações em (BATISTA, 2017);
- (C10) Distorção extrema sem componentes harmônicas pares: máxima distorção permitida entre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

Figura 42 – Respostas dos métodos de sincronização selecionados para o caso (C05).



Fonte: Produzido pelo autor.

Figura 43 – Respostas dos métodos de sincronização selecionados para o caso (C06).



Fonte: Produzido pelo autor.

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 44 a 47 apresentam-se as respostas dos métodos de sincronização para os casos teste (C07-C10) e os resultados de desempenho estão na Tabela 12.

Observa-se que o DDSRF-PLL e DSOGI-PLL aperfeiçoados não convergem quando um elevado conteúdo harmônico está presente no sistema elétrico, 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 A-GDSC-PLL original.

4.3.4 Presença de componentes inter-harmônicas, CC 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

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

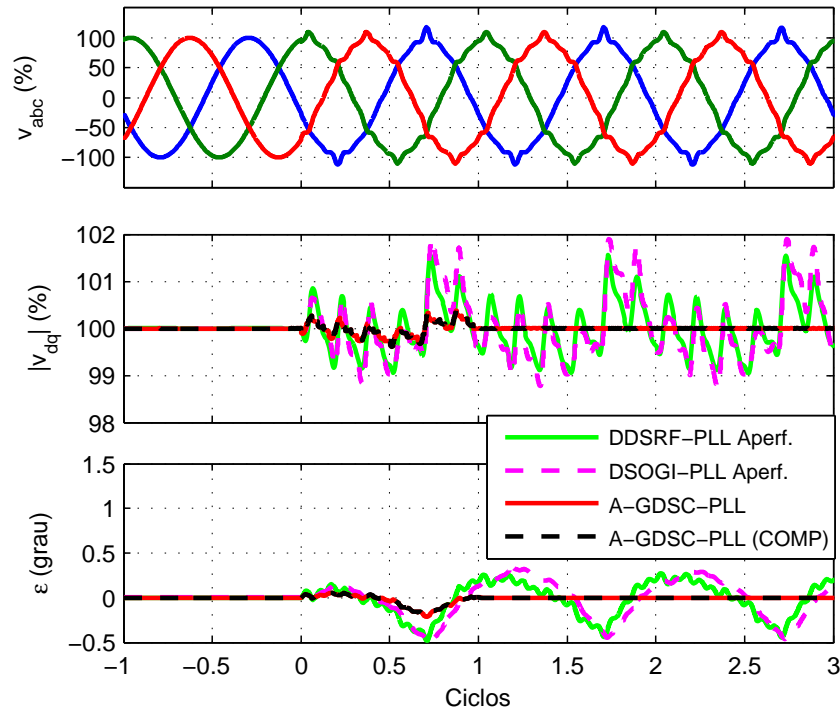
Casos de teste*				
h**	(C07)	(C08)	(C09)	(C10)
+2	1	0,3	40	0
+3	0,7	0,2	20	5
+4	0,5	0,2	10	0
-5	2,5	0,6	5	6
+6	0,2	0,1	4	0
+7	2,5	0,6	3	8,2
+8	0,1	0,1	2	0
+9	0,7	0,1	1	4
+10	0,1	0	0	0
-11	2	0,3	0	5,2
+12	0,1	0	0	0
+13	2	0,3	0	3,8
+14	0,1	0	0	0
+15	2	0,1	0	2
+16	0,1	0	0	0
-17	1	0,2	0	2,2
+18	0,1	0	0	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
DHT	5	1	46	14

Fonte: Produzido pelo autor.

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

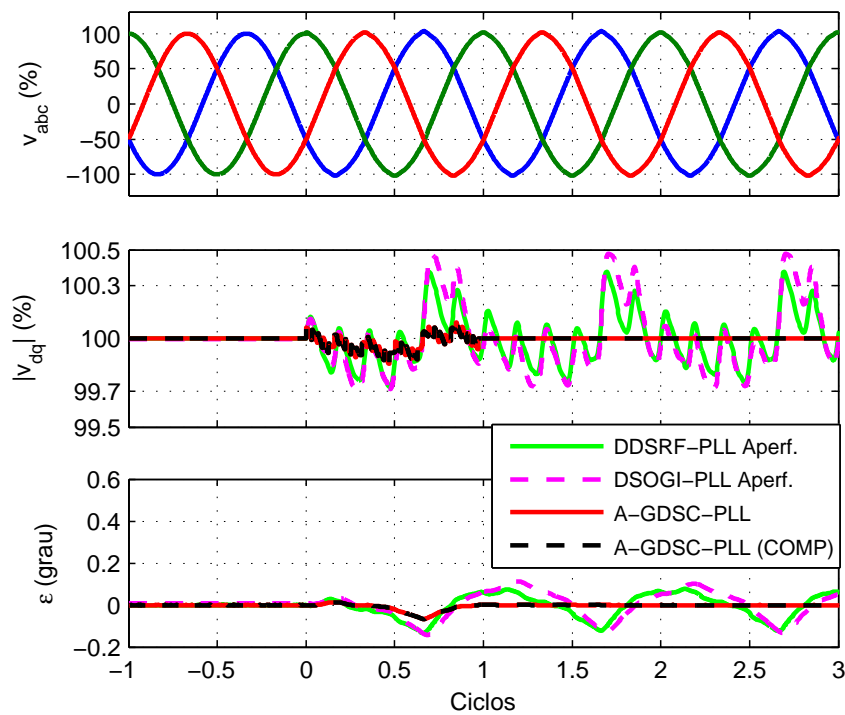
** Os sinais (+) e (-) indicam que a componentes é de sequência positiva ou negativa, respectivamente.

Figura 44 – Respostas dos métodos de sincronização selecionados para o caso (C07).



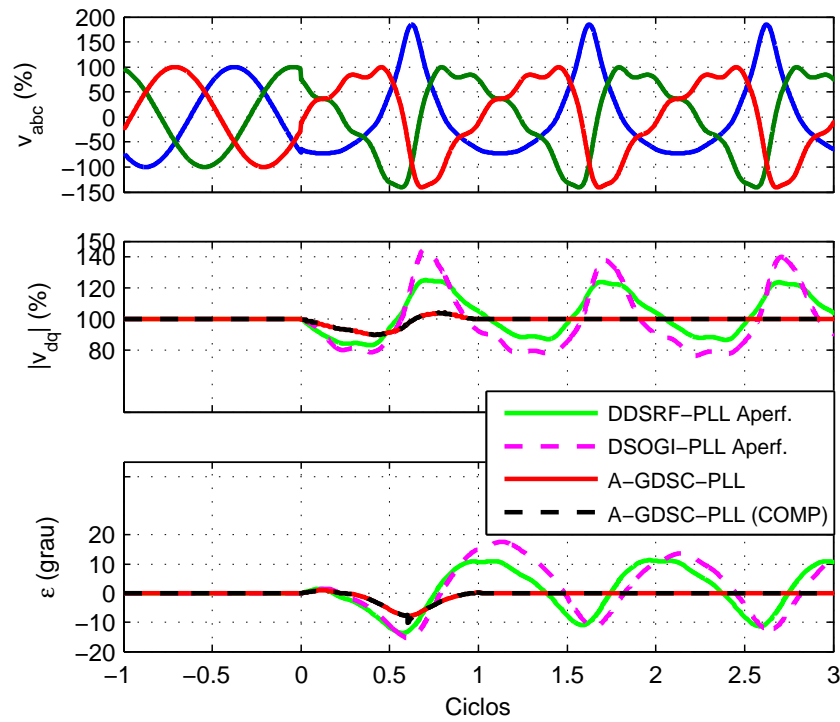
Fonte: Produzido pelo autor.

Figura 45 – Respostas dos métodos de sincronização selecionados para o caso (C08).



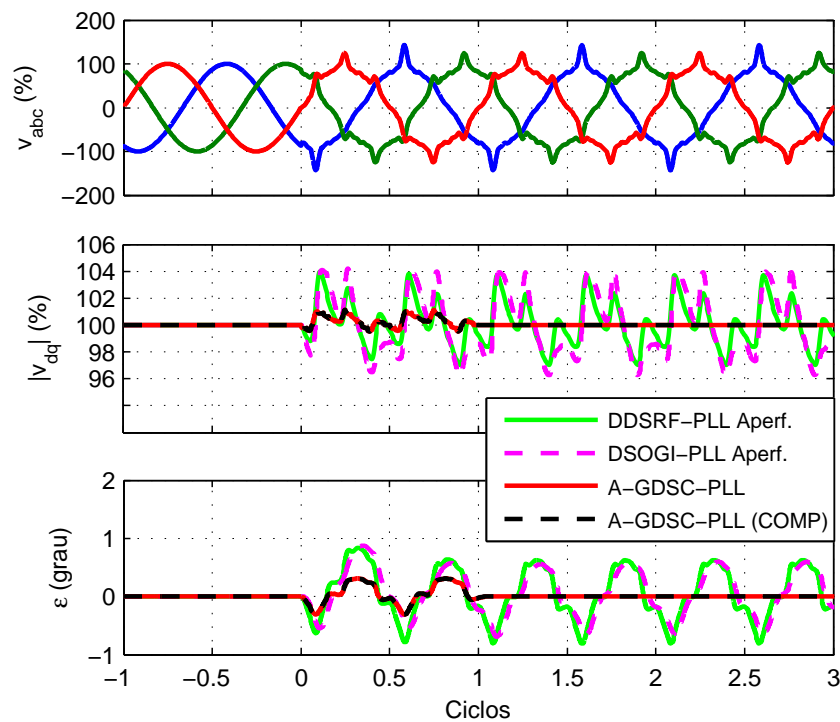
Fonte: Produzido pelo autor.

Figura 46 – Respostas dos métodos de sincronização selecionados para o caso (C09).



Fonte: Produzido pelo autor.

Figura 47 – Respostas dos métodos de sincronização selecionados para o caso (C10).



Fonte: Produzido pelo autor.

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)	v_s (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: Produzido pelo autor.

*: Não houve convergência.

e nas correntes de curto-circuito na rede. Pelo fato dessa componente ser aperiódica, o espectro das frequências não somente fica restrito a harmônicas inteiras, como 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-harmônicos de ordem elevada. As normas apresentam baixa tolerância para componentes inter-harmônicas, menor que 0,6% entre as normas (BATISTA, 2017).

Com base nos sinais do COMTRADE foram definidos dois casos típicos de faltas (BATISTA, 2017), componentes exponenciais com constante de tempo superiores a 100 ciclos e faltas que dão origem às componentes assimétricas com constante 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.

A situação desse teste é bastante simplificada, pois 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 encontrar um ângulo para estimar o salto de fase, atenuou-se esse caso teórico em relação ao original

de (BATISTA, 2017), que apresentava amplitudes iniciais de 100% da componente FFPS, porém este caso extremo será considerado com salto de fase nos casos de teste de condições combinadas (C20) a (C22).

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 48 a 50, 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.

4.3.5 Variação de frequência em rampa

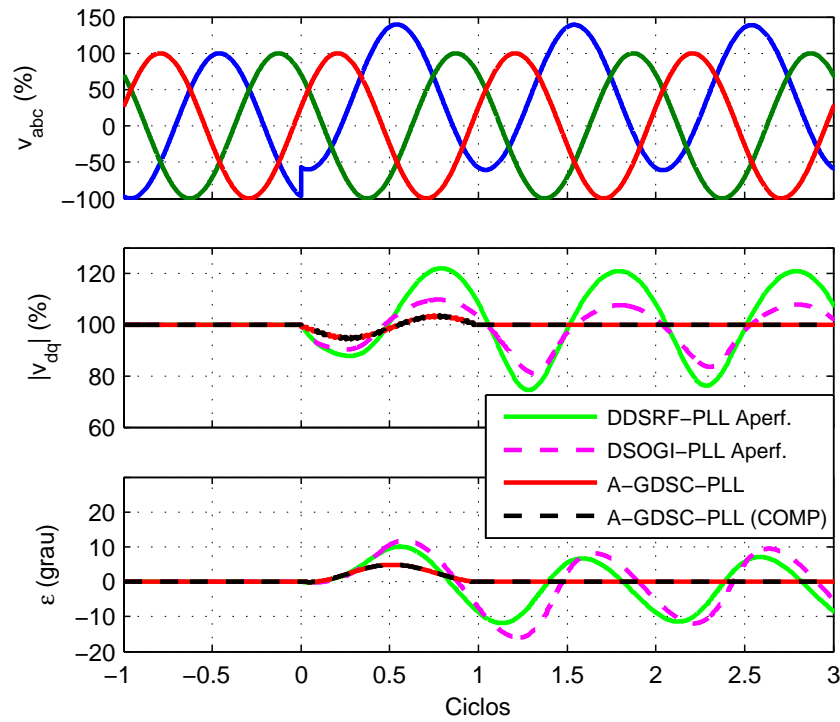
Para os testes de variação na frequência do sistema elétrico de potência, considerou-se sua variação em rampa, pois a variável apresenta dinâmica lenta sendo controlada geralmente pela atuação de sistemas reguladores dos geradores conectados ao sistema elétrico, tal consideração foi feita também por (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 da norma, 60 Hz, enquanto que para a taxa de variação adotou-se a norma IEEE C37.118.1. Seguem dois testes que 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.

Foi simulado também um teste de variação moderada na frequência:

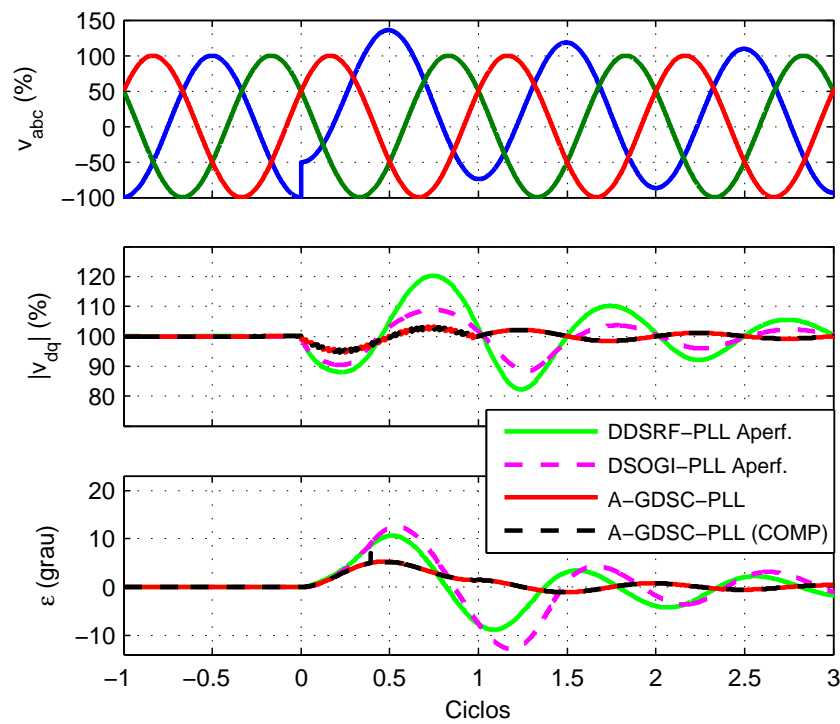
- (C16) Variação moderada na frequência: 0,1 Hz/s, variando de 50 Hz a 50,1 Hz.

Figura 48 – Respostas dos métodos de sincronização selecionados para o caso (C11).



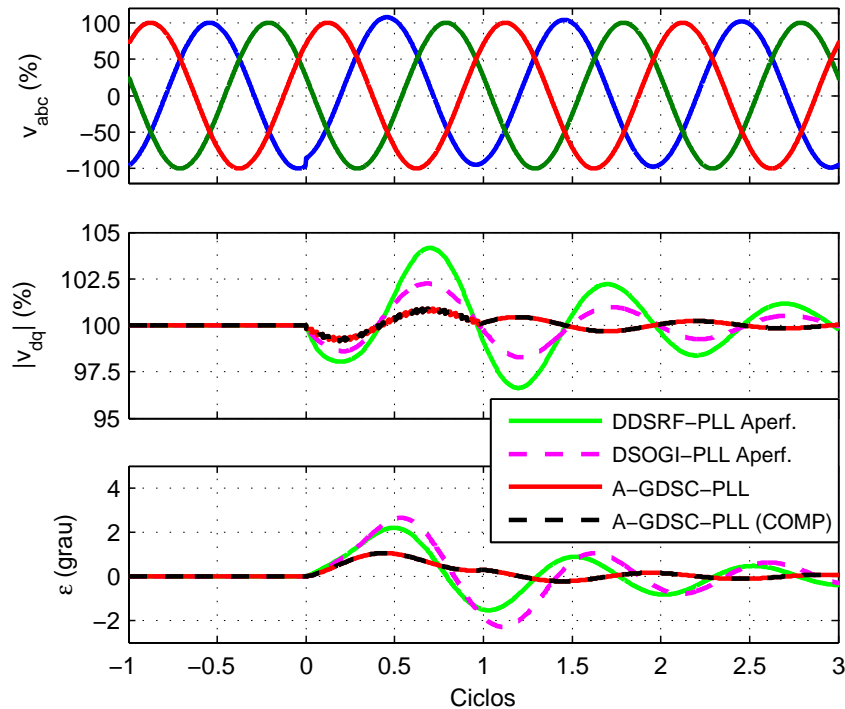
Fonte: Produzido pelo autor.

Figura 49 – Respostas dos métodos de sincronização selecionados para o caso (C12).



Fonte: Produzido pelo autor.

Figura 50 – Respostas dos métodos de sincronização selecionados para o caso (C13).



Fonte: Produzido pelo autor.

Os gráficos das Figuras 51 a 53 apresentam as respostas dos métodos de sincronização para os casos de teste (C14-C16), observando as curvas de ε (grau) para o A-GDSC-PLL devido a janela de amostras escolhida para fins de comparação de desempenho entre os 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.

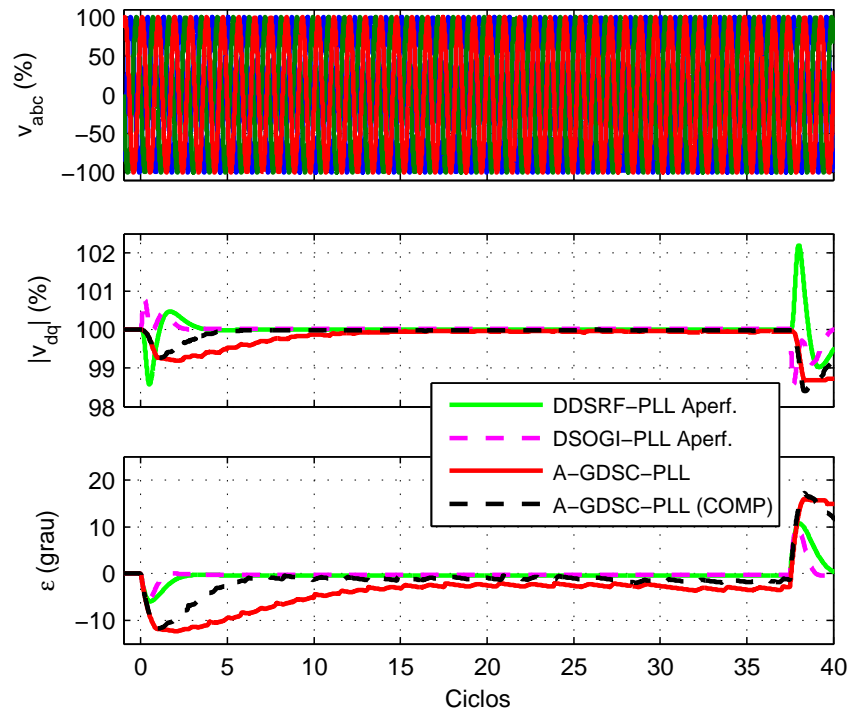
Verifica-se pelos resultados que o DDSRF-PLL e DSOGI-PLL apresentaram resultados melhores que os métodos baseados em DSC tanto em menores picos de erro, menores tempos de convergência e podem ser utilizados em sistemas elétricos cuja regulação da frequência seja um problema. Também observa-se que o aumento 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)

Esse 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.

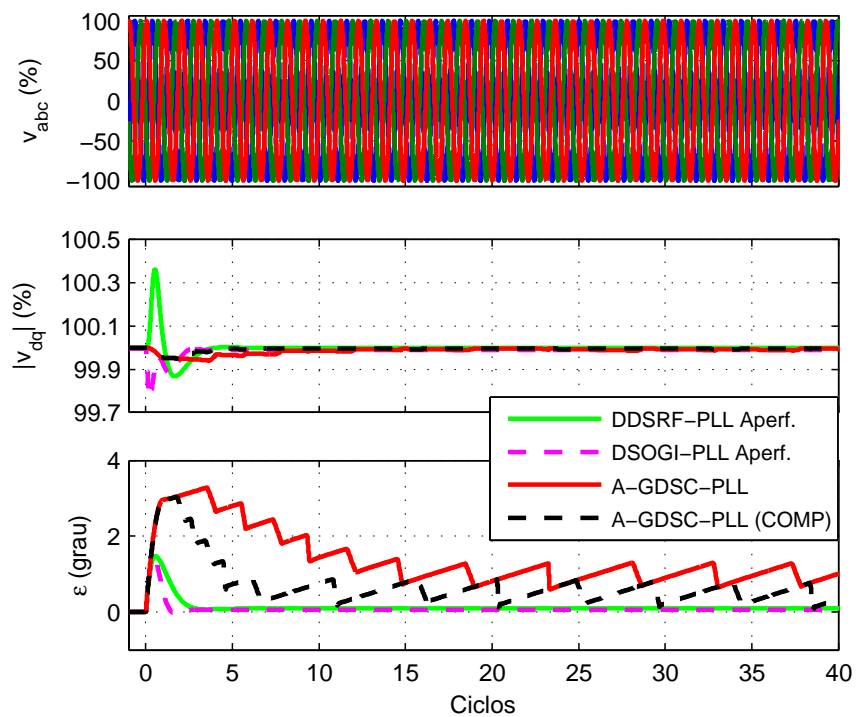
Apesar do estimador de salto de fase poder indicar corretamente ângulos de salto muito

Figura 51 – Respostas dos métodos de sincronização selecionados para o caso (C14).



Fonte: Produzido pelo autor.

Figura 52 – Respostas dos métodos de sincronização selecionados para o caso (C15).



Fonte: Produzido pelo autor.

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)	v_s (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: Produzido pelo autor.

*: 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.

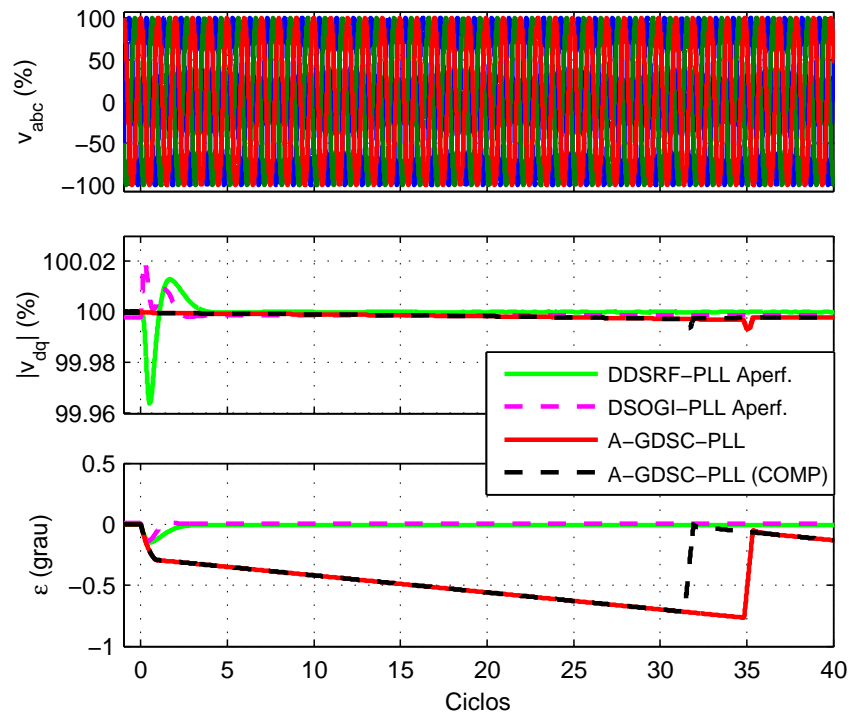
Tabela 14 – Desempenho dos métodos de sincronização para os casos de teste (C14-C16).

Caso	Método de Sincronização	$t_{c(amp)}$ (ciclos)	$t_{c(ang)}$ (ciclos)	v_s (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: Produzido pelo autor.

*: Não houve convergência durante a variação de frequência.

Figura 53 – Respostas dos métodos de sincronização selecionados para o caso (C16).



Fonte: Produzido pelo autor.

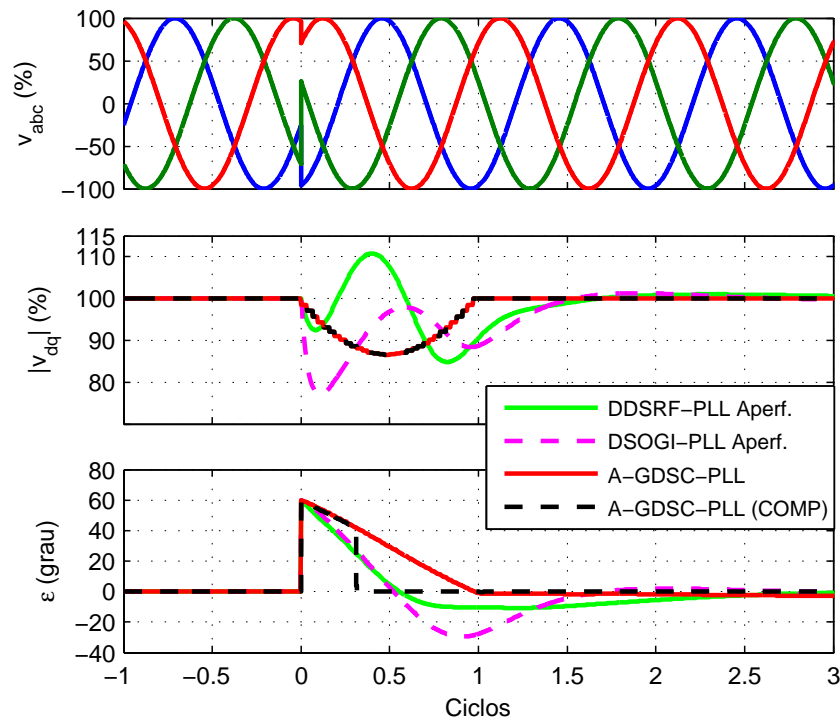
baixos esta estimação precisa é possível para o caso de ocorrência isolada, ou seja, sem uma mudança significativa no conteúdo harmônico das demais componentes, para as quais o GDSC já convergiu. Considera-se ainda que não é problemático para os sistemas ligados aos métodos de sincronização pequenos saltos de fase, mas sim grandes saltos. Desta forma, definiram-se os casos de estudo:

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

Os resultados dos casos C17 a C19 aplicados aos métodos de sincronização estão mostrados nas Figuras 54 a 56 e os índices de desempenho obtidos estão na Tabela 15.

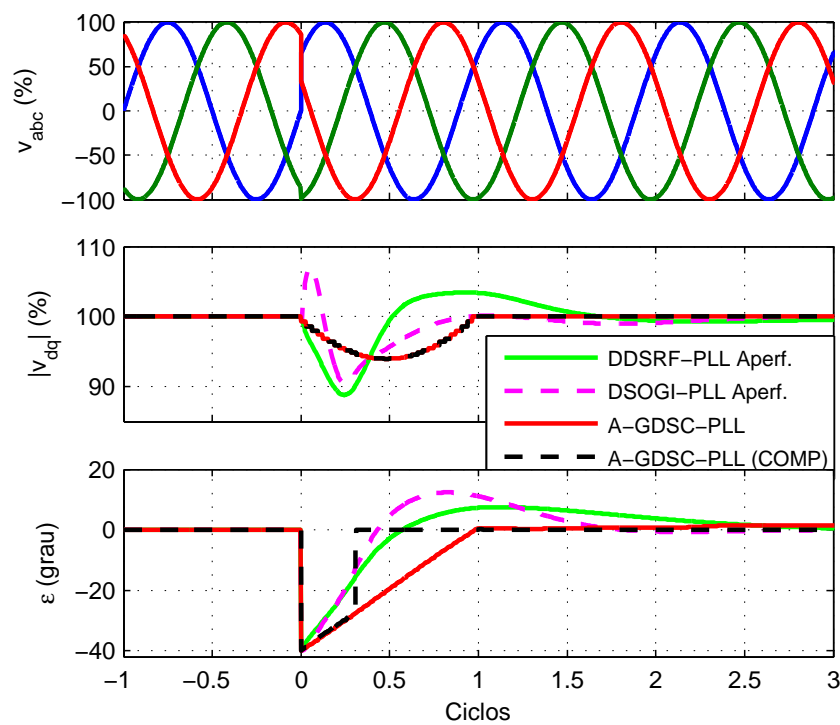
Enquanto o DDSRF-PLL apresentou os maiores tempos de convergência (2,8 ciclos) para os testes (C11) e (C12), o DSOGI-PLL apresentou os maiores sobressinais (-40% para o caso C11). Já o A-GDSC-PLL com compensação de salto de fase apresentou os menores tempos de convergência, este foi tão somente o tempo 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 54 – Respostas dos métodos de sincronização selecionados para o caso (C17).



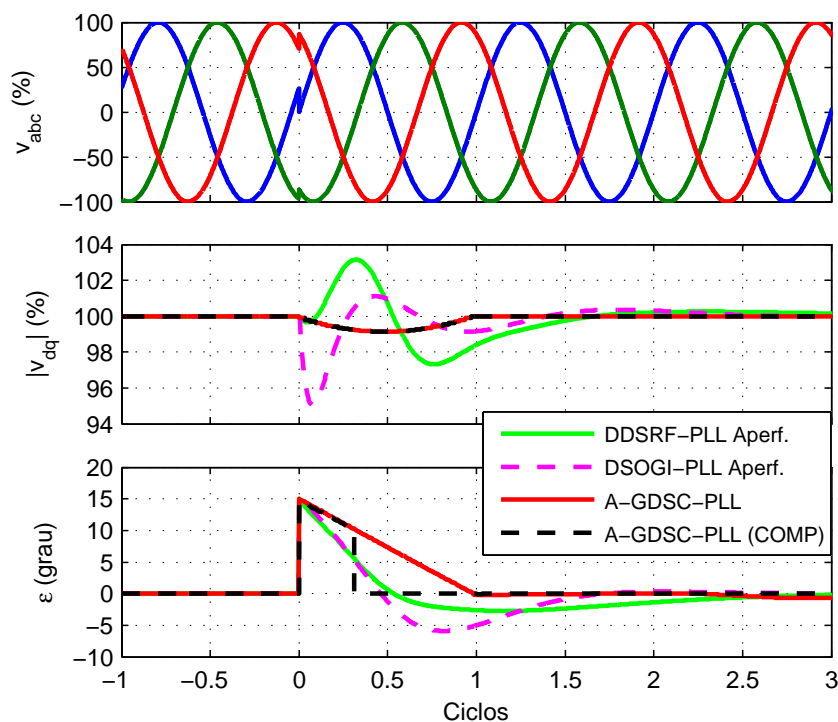
Fonte: Produzido pelo autor.

Figura 55 – Respostas dos métodos de sincronização selecionados para o caso (C18).



Fonte: Produzido pelo autor.

Figura 56 – Respostas dos métodos de sincronização selecionados para o caso (C19).



Fonte: Produzido pelo autor.

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

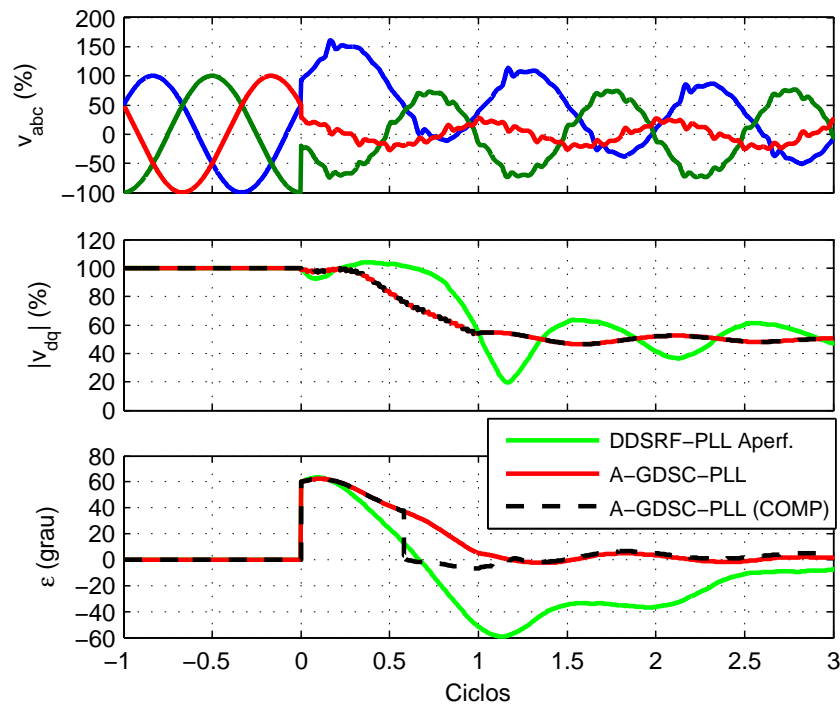
Caso	Método de Sincronização	$t_{c(amp)}$ (ciclos)	$t_{c(ang)}$ (ciclos)	v_s (%)	DHTV (%)
C17	DDSRF-PLL	1,4	2,8	-18	0
	DSOGI-PLL	1,4	2,6	-49	0
	A-GDSC-PLL	0,9	0,9	-2	0
	A-GDSC-PLL com compensação	0,9	0,3	0	0
C18	DDSRF-PLL	1,3	2,8	19	0
	DSOGI-PLL	0,7	1,7	31	0
	A-GDSC-PLL	0,9	1,0	2	0
	A-GDSC-PLL com compensação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

4.3.7 Combinações de Perturbações

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

Figura 57 – Respostas dos métodos de sincronização selecionados para o caso (C20).



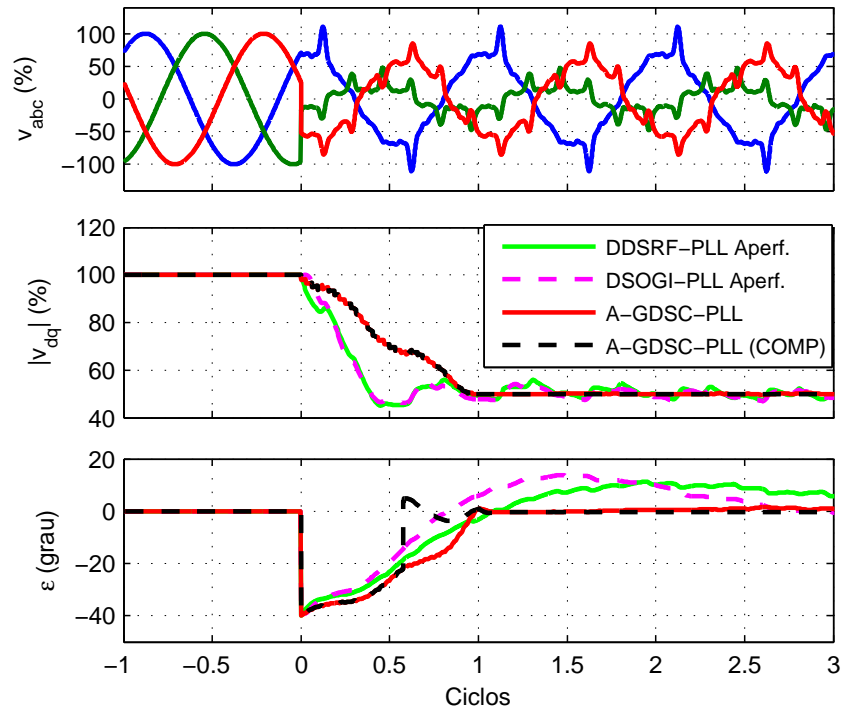
Fonte: Produzido pelo autor.

- (C20) Combinações de perturbações severas: (C02) afundamento severo + (C05) desbalanço severo + (C07) distorção severa 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 57 a 59 são apresentados os resultados das simulações para os casos (C20) a (C22). Os índices de desempenho são apresentados na Tabela 16.

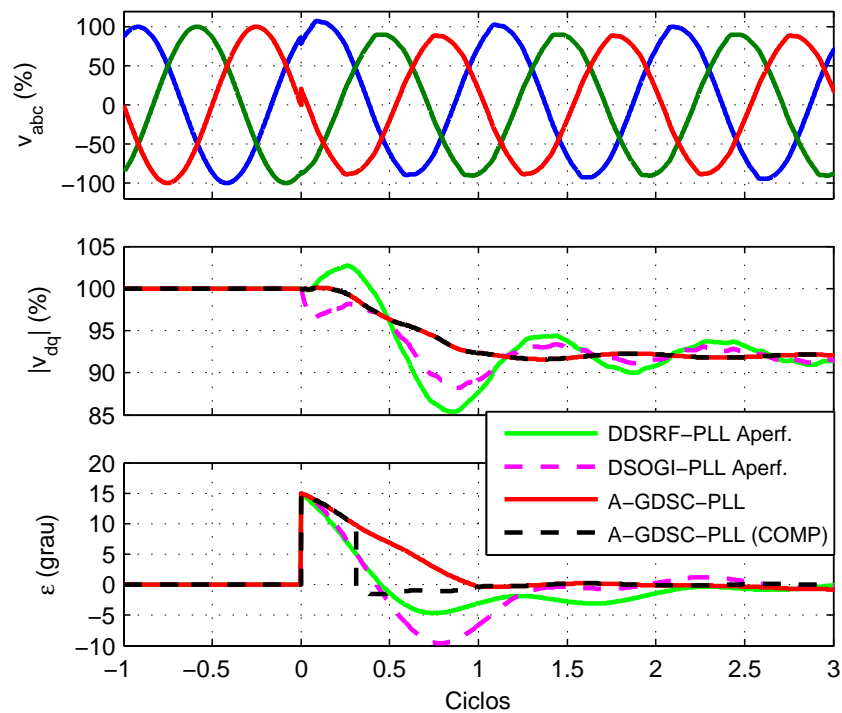
No teste C20, o DSOGI-PLL aperfeiçoado foi retirado dos gráficos, pois apresentou instabilidade, observa-se o DDSRF-PLL aperfeiçoado seguindo a técnica de (GOLESTAN et al., 2014) apresentou os grande sobressinal e tempo de convergência de erro de fase, já sua amplitude FFPS estimada não convergiu. Observa-se neste mesmo caso, que o A-GDSC-PLL

Figura 58 – Respostas dos métodos de sincronização selecionados para o caso (C21).



Fonte: Produzido pelo autor.

Figura 59 – Respostas dos métodos de sincronização selecionados para o caso (C22).



Fonte: Produzido pelo autor.

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)	v_s (%)	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: Produzido pelo autor.

*: Não houve convergência.

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

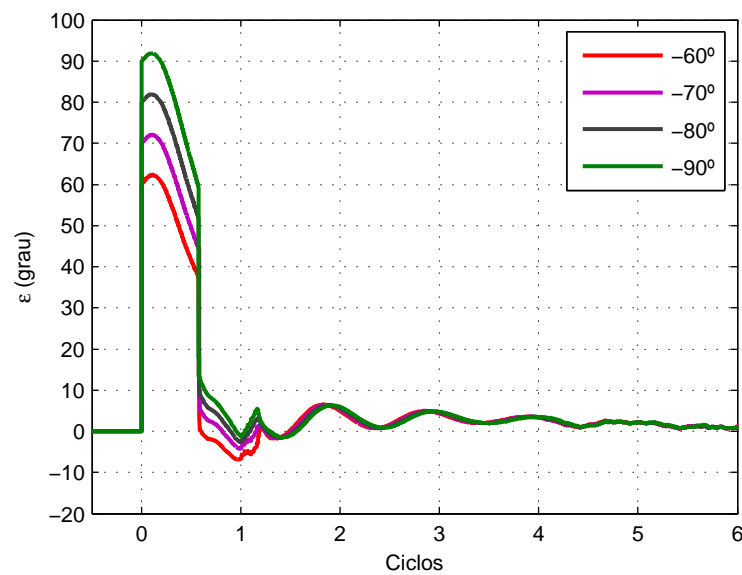
com compensação de salto de fase apresentou praticamente os mesmos tempos de convergência e sobressinal que o A-GDSC-PLL original, porém conseguiu melhores características de erro de fase durante o transitório do GDSC.

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. Já o 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 da ocorrência de salto de fase de diferentes amplitudes nas condições C20 a C22 mostradas anteriormente. Nas Figuras 60 e 61 são mostrados os erros de fase (ε) para as condições do teste C20 para saltos de fase positivos e negativos é observado que o A-GDSC-PLL com compensação de salto de fase consegue convergir, apesar do sobressinal no final do transitório, o compensador fornece melhores características transitórias.

Figura 60 – Erros de fase para o teste C20 para saltos de fase negativos.



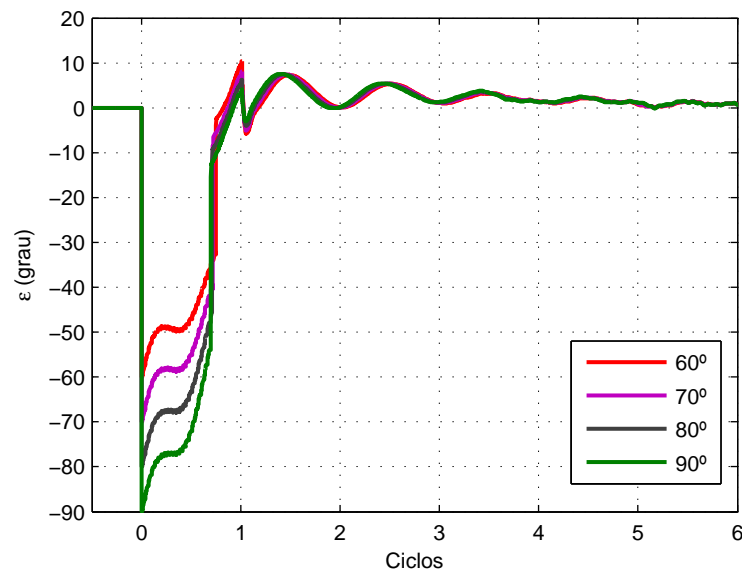
Fonte: Produzido pelo autor.

Também nas mesmas condições do teste C20 os resultados das Figuras 62 e 63 mostram como o GDSC ajustado para a componente contínua ($h_d = 0$), utilizado na etapa de estimação do ângulo do salto de fase, aumenta a velocidade de convergência da grandeza desejada. Observa-se que GDSC para ($h_d = 0$) fornece grande atenuação às perturbações, também verifica-se que a atuação da filtragem do ângulo após o GDSC torna a solução menos ruidosa.

Nas Figuras 64 e 65 são mostrados os erros de fase (ε) para as condições do teste C21, enquanto na Figura 64 o compensador de salto de fase forneceu desempenhos semelhantes para os saltos de fase selecionados, na Figura 65 é observado que o A-GDSC-PLL com compensação de salto de fase apresentou transitoriamente um ângulo intermediário após a ativação do *flag* de habilitação do salto de fase (0,3 ciclo após o transitório), logo após volta a entrar em outra zona de convergência. Para o caso 21 observa-se uma oscilação da resposta do estimador após a entrada da solução em sua zona de convergência foi indiferente da amplitude do salto.

Nas mesmas condições do teste C21, as Figuras 66 e 67 mostram para saltos de fase de

Figura 61 – Erros de fase para o teste C20 para saltos de fase positivos.



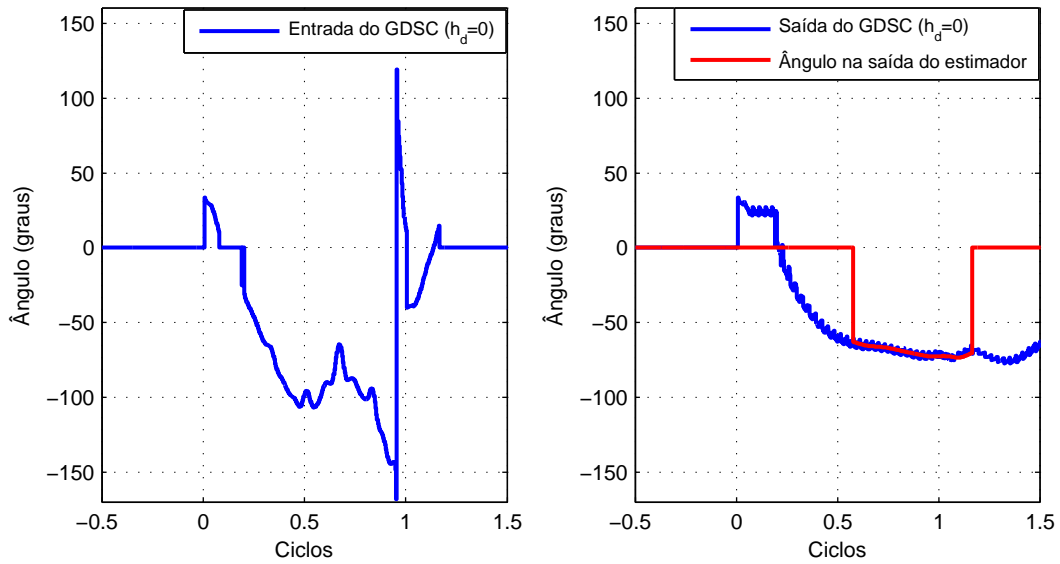
Fonte: Produzido pelo autor.

-60° e $+60^\circ$, respectivamente. Observa-se que o GDSC ajustado para $h_d = 0$ já oferece um ângulo de salto filtrado muito próximo do ângulo efetivamente utilizado, nesse caso o ganho trazido pela utilização do filtro LPF não apresenta uma diferença significativa.

Nas Figuras 68 e 69 são mostrados os erros de fase (ε) para o teste C22, observa-se que o desempenho do controlador foi praticamente o mesmo, o tempo para atuação do compensador foi 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 constante de tempo e amplitude inicial.

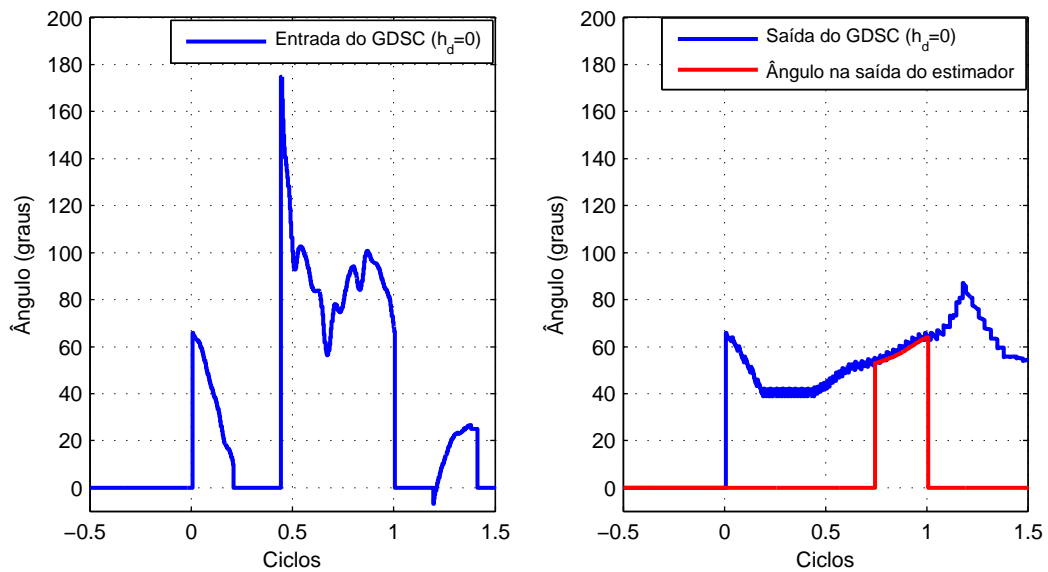
Nas mesmas condições do teste C22, para saltos de fase de -60° e $+60^\circ$ são mostrados os resultados nas Figuras 70 e 71, respectivamente que mostram a convergência do ângulo do salto de fase antes da aplicação do filtro GDSC ajustado para $h_d = 0$ e após a aplicação do filtro, também é mostrado o ângulo de salto estimado utilizado pelo compensador de fase do vetor espacial FFPS durante o transitório. Como observado, não há diferença significativa entre o ângulo de fase após a aplicação do GDSC e ângulo obtido após o filtro LPF, desse modo 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 62 – Convergência na estimação do salto de fase de -60° para o teste C20.



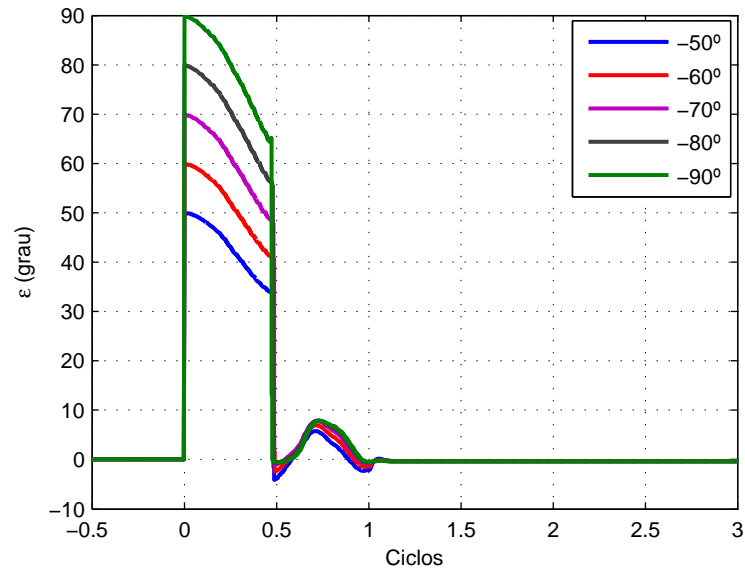
Fonte: Produzido pelo autor.

Figura 63 – Convergência na estimação do salto de fase de $+60^\circ$ para o teste C20.



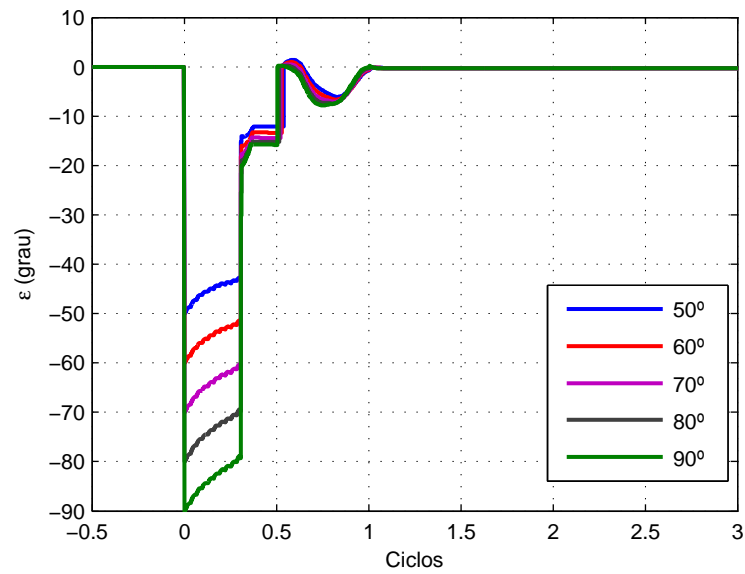
Fonte: Produzido pelo autor.

Figura 64 – Erros de fase para o teste C21 para saltos de fase negativos.



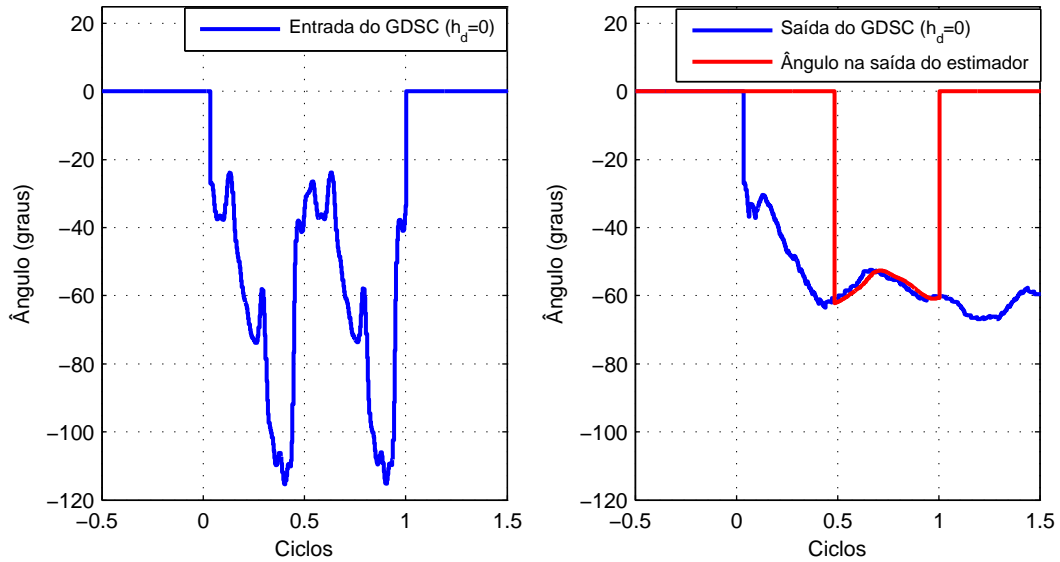
Fonte: Produzido pelo autor.

Figura 65 – Erros de fase para o teste C21 para saltos de fase positivos.



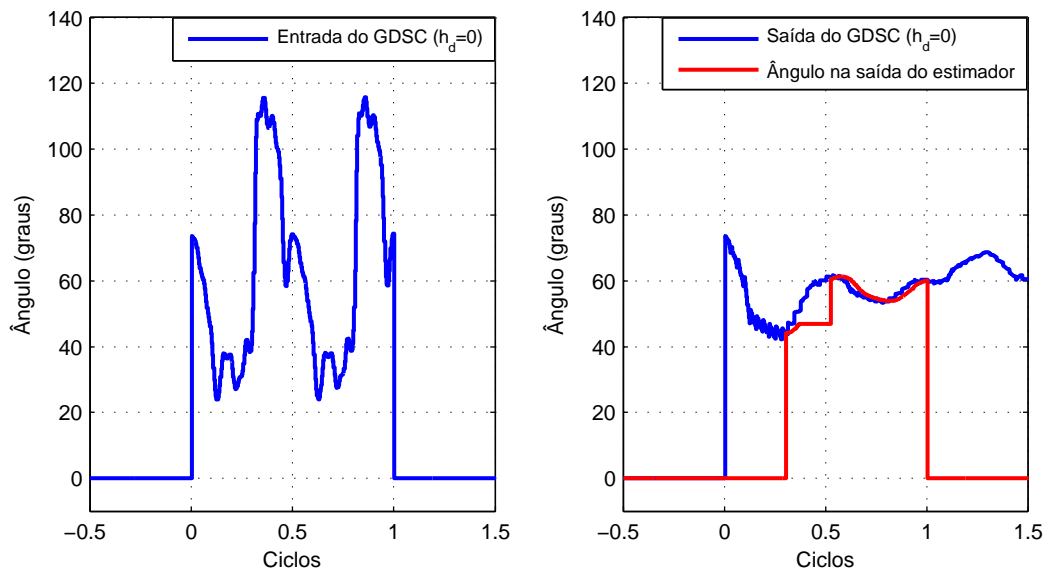
Fonte: Produzido pelo autor.

Figura 66 – Convergência na estimação do salto de fase de -60° para o teste C21.



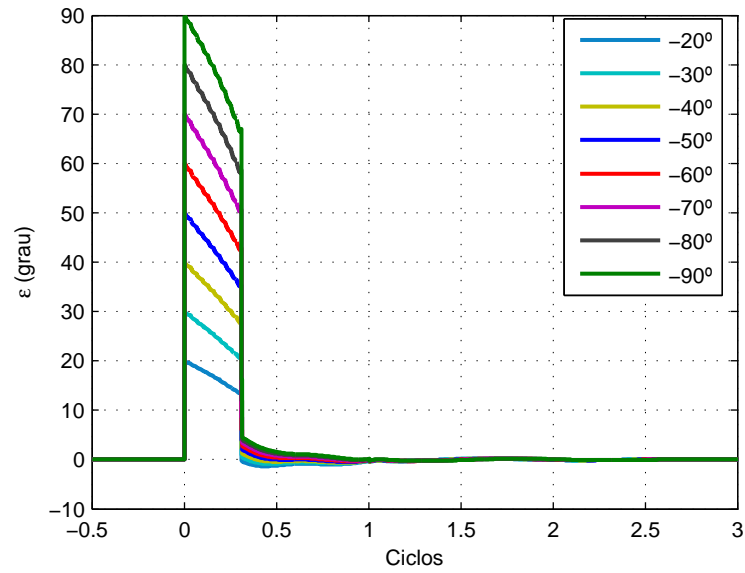
Fonte: Produzido pelo autor.

Figura 67 – Convergência na estimação do salto de fase de $+60^\circ$ para o teste C21.



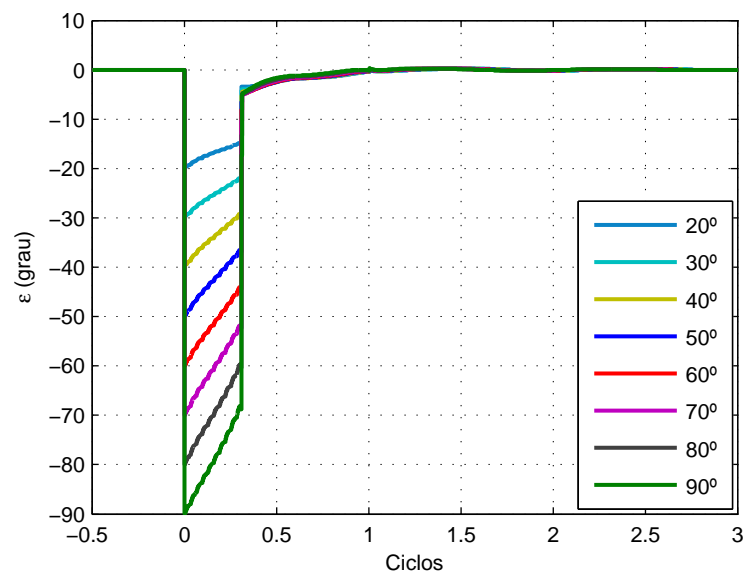
Fonte: Produzido pelo autor.

Figura 68 – Erros de fase para o teste C22 para saltos de fase negativos.



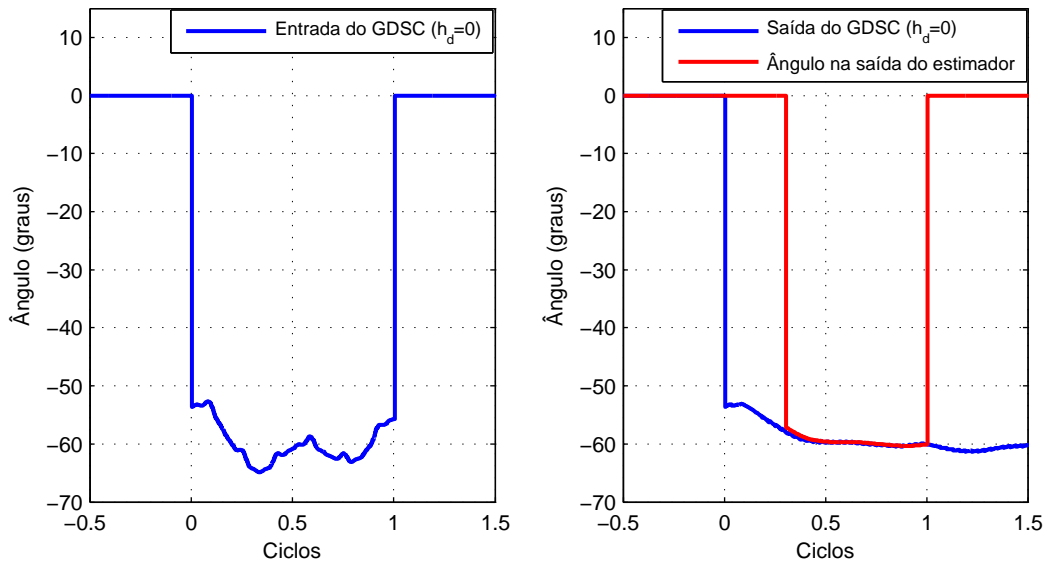
Fonte: Produzido pelo autor.

Figura 69 – Erros de fase para o teste C22 para saltos de fase positivos.



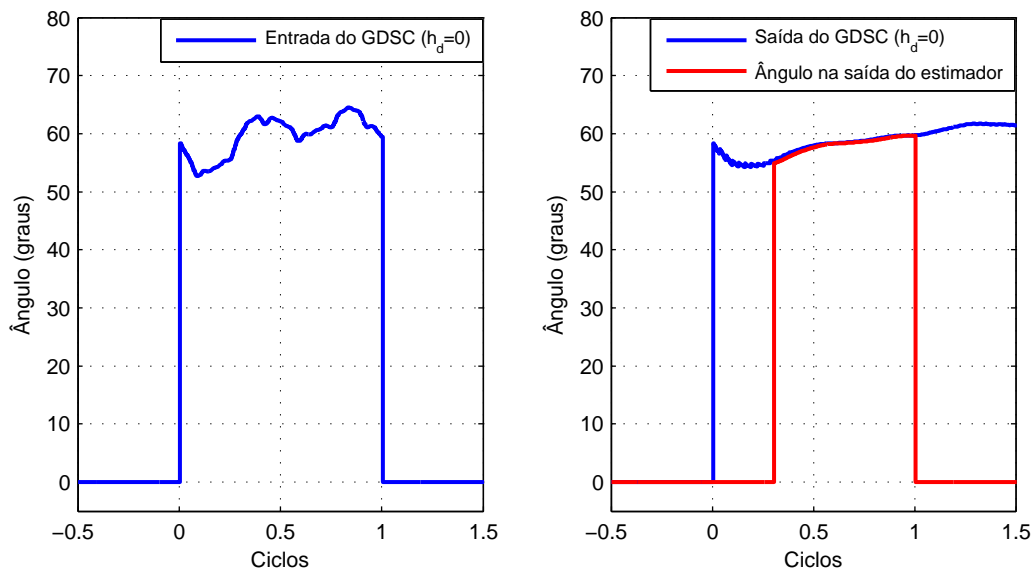
Fonte: Produzido pelo autor.

Figura 70 – Convergência na estimação do salto de fase de -60° para o teste C22.



Fonte: Produzido pelo autor.

Figura 71 – Convergência na estimação do salto de fase de $+60^\circ$ para o teste C22.



Fonte: Produzido pelo autor.

5 Conclusões e Trabalhos Futuros

O objetivo principal dessa dissertação foi o aumento do desempenho do A-GDSC-PLL quando submetido ao salto de fase, foi proposto 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 foram revistos os conceitos fundamentais como a obtenção dos vetores espaciais nos referenciais estacionário e girante e as ferramentas de transformação de referência. Também foi vista 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) foram tratados como meio de entender o PLL de Referência Síncrono (SRF-PLL), esse usa em regra o controlador PI destinado a manter o erro de regime nulo, foi mostrado que o SRF-PLL normalizado mantém os ganhos e a estabilidade independentes da amplitude do vetor espacial de entrada.

Foi mostrado 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. Conceituou-se o DSOGI-PLL e seus subsistemas, o SOGI-QSG e o PSC, esse último é claramente uma aplicação da teoria das componentes simétricas ao vetor espacial instantâneo no referencial estacionário para fornecer o vetor FFPS estimado ao SRF-PLL.

O DDSRF-PLL foi modelado para a rede de desacoplamento das componentes de sequência positiva e negativa e posteriormente aplicado às componentes FFPS e FFNS utilizando realimentação cruzada. Foram mostrados também os ganhos do controlador aperfeiçoados seguindo o modelo em pequenos sinais. O GDSC também foi abordado, a obtenção dos parâmetros de projeto, a resposta em frequência, sua utilização como pré-filtro para o SRF-PLL normalizado. Assim como a adaptabilidade em frequência formando o A-GDSC-PLL. As simulações realizadas demonstraram o desempenho do A-GDSC-PLL e mostraram novamente sua eficiência para a obtenção do seguimento do vetor FFPS, assim como quaisquer componentes harmônicas de sequência positiva ou negativa.

No capítulo 3 foram tratados os detalhes da técnica do A-GDSC-PLL com compensação de salto de fase, seu esquema foi tratado em subsistemas: o *detector de salto de fase*, o *estimador de ângulo* e o *compensador de fase*. No *detector de salto de fase*, a diferença de fase ($\Delta\theta(k)$) é obtida monitorando o vetor na saída do GDSC atual ($\vec{f}_{ABCDE}(k)$) e um ciclo de amostras atrasado ($\vec{f}_{ABCDE}(k - N)$) e a ocorrência de casos suspeitos de salto de fase pela condição de ativação do *flag* de inicialização ($|\Delta\theta(k)| - |\Delta\theta(k - N/32)| > \epsilon$) que inicia o processo de

estimação do ângulo de salto de fase. O ângulo estimado é utilizado apenas quando o *flag* de inicialização permanecer ativado por mais de 30% de um período fundamental, isso aciona o *flag* de habilitação. Tanto o limiar para casos suspeitos (ϵ), quanto a temporização para a ativação do *flag* de habilitação podem ser ajustados conforme o nível de perturbações normalmente presentes da rede e sensibilidade desejada.

Foi também obtido o modelo matemático equivalente do filtro GDSC sintonizado para a componente desejada, FFPS ou seja $h_d = 1$. Esse modelo foi utilizado para obter a resposta transitória devido a aplicação súbita do salto de fase na componente FFPS sem mudança significativa das demais perturbações. Utilizando a resposta obtida, no bloco *estimador de ângulo* tomou-se o vetor na saída do filtro GDSC em regime, um ciclo de amostras atrasado ($\vec{f}_{ABCDE}(k - N)$) como referência, definiu-se o vetor espacial auxiliar ($\vec{v}_R(k)$) e desenvolvido um método para a obtenção do ângulo de salto de fase. Posteriormente o efeito da ocorrência simultânea ao salto de fase de uma grande mudança da composição das perturbações foi controlada. Utilizou-se o filtro GDSC com *buffer* limpo sintonizado para a componente contínua ($h_d = 0$) que somente é utilizado quando o *flag* de inicialização do *detector de salto de fase* está ativado, ou seja, para todos os casos suspeitos de serem salto de fase.

Para evitar indicações incorretas do ângulo de salto e oscilações indesejadas no sistema com perturbações de grande intensidade foi necessária a filtragem do ângulo obtido após o filtro GDSC ajustado para componente contínua. A convergência da solução é verificada a cada intervalo entre respostas de $N/32$ amostras. Seguiu a utilização do ângulo estimado para compensar o ângulo de fase do vetor espacial fornecido ao SRF-PLL a toda amostra durante o transitório do GDSC, indicando a posição estimada do vetor FFPS (compensador de fase). Ao mesmo tempo, tendo o ângulo estimado convergido, o SRF-PLL comuta para o controlador proporcional deabeat que otimiza o desempenho do GDSC-PLL para o método, depois da perturbação quando o controlador comuta novamente para o PI o integrador tem o *buffer* limpo.

A adaptabilidade em frequência tomou como base o A-GDSC-PLL e posteriormente com aplicação da transformada wavelet a saída do controlador primário para identificar e evitar que falsas variações de frequência sejam utilizadas pelo GDSC-PLL secundário. Esse método permitiu o uso de um filtro passa-baixas com frequência de corte maior para estimação do número de amostras em um ciclo o que aumentou a velocidade da resposta para variações de frequência em rampa.

No capítulo 4 foram mostrados os resultados das simulações do DSOGI-PLL, DDSRF-PLL, ambos aperfeiçoados conforme metodologia em (GOLESTAN et al., 2014) e (GOLESTAN; MONFARED; FREIJEDO, 2013), respectivamente, o A-GDSC-PLL original e o A-GDSC-PLL com compensação de salto de fase, os seus desempenhos foram comparados. Os sinais de teste escolhidos e intensidades seguiram em grande parte a metodologia de (BATISTA, 2017) a escolha se mostrou prudente devido a extensa pesquisa feita naquela tese sobre as normas aplicáveis aos parâmetros aos sistemas elétricos, sistemas de geração distribuída e aos métodos

de sincronização.

Quanto aos testes envolvendo componente de decaimento exponencial, as técnicas empregando o A-GDSC-PLL apresentaram menores sobressinal, DHTV e tempo de convergência tanto de amplitude, quanto para a fase. Quanto maior a amplitude e/ou maior constante de decaimento, maior o tempo para os DSOGI-PLL e DDSRF-PLL aperfeiçoados convergirem, dado que suas melhorias basearam-se na operação em torno das condições nominais e modelo em pequenos sinais.

Quanto aos casos envolvendo variação da frequência em rampa, os DSOGI-PLL e DDSRF-PLL aperfeiçoados apresentaram menores sobressinal no erro de fase, quando comparados aos métodos baseados em cancelamento por sinal atrasado, tornando os métodos levemente mais eficazes quando aplicados em sistemas elétricos cuja regulação da frequência seja o maior problema.

Quanto aos testes que aplicaram salto de fase sem quaisquer outras perturbações simultaneamente, esses testes são largamente empregados nos artigos que tratam de métodos de sincronização. O A-GDSC-PLL com compensação de salto de fase conseguiu, conforme esperado, indicar com precisão o ângulo de salto, fazendo o método convergir em apenas 0,3 ciclo, o suficiente para o *flag* de habilitação confirmar o salto de fase. Observa-se que o método proposto é capaz de indicar o ângulo de salto de fase quase instantaneamente, quando não a mudança significativa das demais componentes harmônicas, para as quais o GDSC já convergiu.

Os testes de casos com perturbações ocorrendo simultaneamente ao salto de fase mostraram a efetividade do método de estimação do ângulo de salto, inclusive na presença de componente c.c. de decaimento exponencial. A presença de saltos de fase simultâneo a componentes FFNS severas, componentes de sequência negativa segundo a teoria de Fortescue, mostrou que o A-GDSC-PLL com estimador de salto é capaz de atuar também em faltas assimétricas.

A detecção e estimação do ângulo do salto de fase 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 grande sobressinal e tempo de convergência. Para a necessidade de fornecer aos sistemas de geração distribuída ou aos controles e sistema de proteção que dependam de informação do sistema elétrico esses dois métodos não são indicados nos casos de faltas severas.

Mostrou-se para cada um dos casos combinados que o método proposto é capaz de atuar para ampla faixa de ângulos de salto e que o tempo necessário para o método indicar o ângulo de salto para compensação foi praticamente o mesmo dentro do mesmo conjunto de perturbações. Foi indicado também, utilizando de gráficos, como ocorre a indicação do ângulo do salto e a efetividade do GDSC sintonizado para $h_d = 0$ para indicar o ângulo de salto durante o transitório, inclusive atenuando fortemente os efeitos da componente c.c. de decaimento exponencial sobre

o ângulo de salto. Logo, o método proposto fornecerá melhores características transitórias para o ângulo de fase na saída do A-GDSC-PLL, menores tempos de convergência para a maioria dos casos práticos (redução média de 50%), tanto em perturbações leves, quanto extremas.

5.1 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 a metodologia proposta independente de experiência do usuário, estudando maneiras de adotar limiares de ativação de casos suspeitos de salto de fase de maneira automática.

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 62.

ANEEL. *Qualidade da Energia Elétrica. Aprovado na Resolução Normativa 664/2015 da Agência Nacional de Energia Elétrica (ANEEL)*. [S.l.], 2015. Citado na página 69.

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 61.

ASIMINOAEL, 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 21.

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 9 vezes nas páginas 16, 33, 68, 69, 70, 75, 80, 81 e 100.

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 15 e 25.

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 2 vezes nas páginas 37 e 56.

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 16.

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 16.

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 na página 14.

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 18.

- 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 21.
- FREIJEDO, F. D. et al. Three-phase pll's with fast postfault retracking and steady-state rejection of voltage unbalance and harmonics by means of lead compensation. *IEEE Transactions On Power Electronics*, v. 26, n. 1, p. 85–97, June 2011. ISSN 0885-8993. Citado na página 15.
- 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 61, 63 e 81.
- 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 24.
- 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 24.
- GOLESTAN, S.; GUERRERO, J. M.; VASQUEZ, J. C. Three-phase pll's: a review of recent advances. *IEEE Transactions On Power Electronics*, v. 32, n. 3, p. 1894–1907, March 2017. ISSN 0885-8993. Citado 5 vezes nas páginas 15, 22, 24, 26 e 63.
- 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 4 vezes nas páginas 14, 21, 33 e 100.
- 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 4 vezes nas páginas 21, 29, 89 e 100.
- 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 63.
- 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 18.
- 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 14 e 61.
- 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 24.
- 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 21.

- 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 62.
- 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 62.
- 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 3 vezes nas páginas 15, 25 e 56.
- 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 8 vezes nas páginas 15, 25, 34, 35, 56, 63, 64 e 70.
- 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 18.
- 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 63.
- 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 80.
- PHADKE, A. G.; THORP, J. S. *Computer relaying for power systems*. [S.l.]: John Wiley & Sons, 2009. Citado na página 80.
- 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 18.
- 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 4 vezes nas páginas 15, 25, 30 e 33.
- 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 3 vezes nas páginas 15, 25 e 29.
- 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 27.

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 61.

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 63.

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 62.

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 5 vezes nas páginas 27, 28, 30, 32 e 39.