

Universidade Federal de Pernambuco
Centro de Tecnologia e Geociências
Departamento de Engenharia Elétrica
Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica

Ygo Neto Batista

**Cancelamento por Sinal Atrasado Generalizado:
Estrutura Variável para Sincronização e Identificação de Curtos-Circuitos**

Recife

2017

Ygo Neto Batista

**Cancelamento por Sinal Atrasado Generalizado:
Estrutura Variável para Sincronização e Identificação de Curtos-Circuitos**

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

Área de Concentração: Processamento de Energia.

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

Coorientador: Prof. Dr. Helber Elias Paz de Souza.

Recife

2017

Catálogo na fonte
Bibliotecária Maria Luiza de Moura Ferreira, CRB-4 / 1469

B333c Batista, Ygo Neto.
Cancelamento por sinal atrasado generalizado: estrutura variável para sincronização e identificação de curtos-circuitos / Ygo Neto Batista. - 2017.
179 folhas, il., tabs., abr. e sigl.

Orientador: Prof. Dr. Francisco de Assis dos Santos Neves.
Coorientador: Prof. Dr. Helber Elias Paz de Souza.
Tese(Doutorado) – Universidade Federal de Pernambuco. CTG. Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, 2017.
Inclui Referências.

1. Engenharia Elétrica. 2. Método de sincronização. 3. Estimação de amplitude e fase. 4. PLL. 5. Filtros harmônicos. 6. Relés de proteção. I. Neves, Francisco de Assis dos Santos (Orientador). II. Souza, Helber Elias Paz de (Coorientador). III. Título.

UFPE

621.3 CDD (22. ed.)

BCTG/2017-370



Universidade Federal de Pernambuco
Pós-Graduação em Engenharia Elétrica

PARECER DA COMISSÃO EXAMINADORA DE DEFESA DE
TESE DE DOUTORADO DE

YGO NETO BATISTA

TÍTULO

**“CANCELAMENTO POR SINAL ATRASADO GENERALIZADO:
ESTRUTURA VARIÁVEL PARA SINCRONIZAÇÃO E IDENTIFICAÇÃO
DE CURTOS-CIRCUITOS”**

A comissão examinadora composta pelos professores: FRANCISCO DE ASSIS DOS SANTOS NEVES, DEE/UFPE; HELBER ELIAS PAZ DE SOUZA, DI/UFPE; FABRÍCIO BRADASCHIA, DEE/UFPE; GUSTAVO MEDEIROS DE SOUZA AZEVEDO, DEE/UFPE; FERNANDO PINHABEL MARAFÃO, DEE/UNESP e MARCELLO MEZAROBA, DEE/UDESC, sob a presidência do primeiro, consideram o candidato **YGO NETO BATISTA APROVADO.**

Recife, 14 de julho de 2017.

MARCELO CABRAL CAVALCANTI
Coordenador do PPGEE

FRANCISCO DE ASSIS DOS SANTOS NEVES
Orientador e Membro Titular Interno

HELBER ELIAS PAZ DE SOUZA
Coorientador e Membro Titular Externo

FABRÍCIO BRADASCHIA
Membro Titular Interno

FERNANDO PINHABEL MARAFÃO
Membro Titular Externo

GUSTAVO MEDEIROS DE SOUZA AZEVEDO
Membro Titular Interno

MARCELLO MEZAROBA
Membro Titular Externo

Resumo

Inserção e operação de geradores na rede elétrica, filtragem de componentes harmônicas e proteção da rede por relés de distância são exemplos de situações nas quais, geralmente, é preciso utilizar algum método de sincronização com o objetivo de fornecer os valores de tensões e correntes de referência requeridos pelo sistema de controle. Se o objetivo é identificar a componente na frequência fundamental de sequência positiva – FFPS (*Fundamental-Frequency Positive-Sequence*) em um sinal trifásico, uma das principais figuras de mérito utilizada na avaliação de métodos de sincronização é o tempo de acomodação do sistema. O método generalizado de cancelamento por sinal atrasado – GDSC (*Generalized Delayed Signal Cancellation*), adaptativo na frequência e aplicado como pré-filtro para PLL trifásico clássico – A-GDSC-PLL, apresenta um bom desempenho na estimação do vetor FFPS. Nesta tese, um novo método de sincronização, o VS-GDSC-PLL, é apresentado. O termo VS refere-se à sua estrutura variável (*Variable Structure*). Em diversas aplicações práticas, a nova técnica é capaz de identificar o vetor FFPS em um tempo significativamente inferior ao da técnica original. Tais aplicações incluem a geração e a transmissão em alta tensão, inclusive durante curtos-circuitos, conexões de cargas não lineares, entre outras. Como desdobramento deste estudo, também foi desenvolvido um novo método para discriminação rápida entre curto-circuito e corrente de energização de transformadores baseado no GDSC original, capaz de classificar corretamente faltas desbalanceadas em menos de 1/4 do período da componente fundamental. Por fim, visando aperfeiçoar o processo de desenvolvimento das novas tecnologias propostas nesta tese, foi desenvolvida uma nova ferramenta para modelar sinais elétricos, com foco nos transitórios eletromagnéticos da rede.

Palavras-chave: Método de sincronização. Estimação de amplitude e fase. PLL. Filtros harmônicos. Relés de proteção.

Abstract

Control and operation of generators connected to the electrical grid through static converters, filtering of harmonic components and protection of transmission lines by distance relays are examples of situations in which it is usually needed to use some synchronization method in order to provide the reference values for currents and voltages, since they are required by the control system. If the goal is to identify the Fundamental-Frequency Positive-Sequence (FFPS) component of a three-phase signal, one of the main figures of merit used in the evaluation of synchronization methods is the settling time of the system. The frequency-Adaptive Generalized Delayed Signal Cancellation (A-GDSC) method together with a classical three-phase PLL (A-GDSC-PLL), presents a good performance in the FFPS vector estimation. In this thesis, it is developed a new synchronization method, based on A-GDSC-PLL, which it is called VS-GDSC-PLL. In several practical electrical situations, the new technique is able to identify the FFPS vector in a period significantly lower than the original technique. Such situations include typical transients in the generation and transmission in high and medium voltage levels, including short-circuits and the connection of non-linear loads. As an offshoot of this study, it is applied the GDSC to develop a new method for fast discrimination between short-circuit and transformers energizing current, capable of correctly classifying unbalanced faults in less than $1/4$ of the FFPS period. Finally, in order to improve the process of analyzing transient electrical phenomena, it is developed a new physically insightful tool to model electrical signals, with the focus on identifying the decaying sinusoidal and dc components of three-phase signals.

Keywords: Synchronization method. Phase and angle estimation. PLL. Harmonic filters. Protective relays.

Lista de Ilustrações

Figura 1 – Evolução na produção científica dos dez principais autores.	24
Figura 2 – Localização geográfica das principais instituições na área da pesquisa (considerando os 100 artigos mais relevantes, segundo os critérios da tabela 2).	25
Figura 3 – Diagrama em blocos do SRF-PLL.	27
Figura 4 – Diagrama em blocos do DDSRF-PLL.	30
Figura 5 – Diagrama em blocos do SOGI-QSG.	33
Figura 6 – Diagrama em blocos do DSOGI-PLL.	33
Figura 7 – Diagrama em blocos do GDSC-PLL.	42
Figura 8 – Resposta em frequência das operações A - E em cascata.	44
Figura 9 – Diagrama em blocos do A-GDSC-PLL.	45
Figura 10 – Resposta em frequência da operação F , entre as harmônicas de ordem -35 e +35.	49
Figura 11 – Resposta em frequência das operações B, C, D, E e F em cascata, entre as harmônicas de ordem -35 e +35.	50
Figura 12 – Resposta em frequência das operações B, C, D, E e F em cascata, entre as harmônicas de ordem -13 e +13.	50
Figura 13 – Diagrama em blocos do VS-GDSC.	51
Figura 14 – Resposta em frequência do filtro FIR, passa baixa, <i>equiripple</i> , com ordem 16 e $f_s = 1.600Hz$	54
Figura 15 – Resposta em frequência da operação \bar{A}	55
Figura 16 – Resposta em frequência das operações \bar{A} e F1 em cascata.	56
Figura 17 – Detalhe da resposta em frequência das operações \bar{A} e F1 em cascata.	56
Figura 18 – Ganho da operação F1 com a inserção de um degrau da 4 ^a componente harmônica em $k = 0$	60
Figura 19 – Ganho da operação F1 e \bar{A} em cascata com a inserção de um degrau da 4 ^a componente harmônica em $k = 0$	61
Figura 20 – Ganho da operação F1 com a inserção de um degrau da 5 ^a componente harmônica em $k = 0$	61
Figura 21 – Ganho da operação F1 e \bar{A} em cascata com a inserção de um degrau da 5 ^a componente harmônica em $k = 0$	62
Figura 22 – (a) Componente alfa do sinal de entrada, (b) componente alfa da resposta temporal das operações F1 e \bar{A} em cascata e (c) saída do DCHPI.	63
Figura 23 – (a) Saída do DCHPI, (b) resposta do comparador com histerese e (c) resposta do VS-GDSC e do GDSC.	64
Figura 24 – Diagrama do A-GDSC-PLL original.	66
Figura 25 – Sinal em abc para teste de filtro GDSC.	68
Figura 26 – Trajetória dos vetores espaciais dos sinais de entrada e de saída do filtro GDSC (em seu período transitório), em $\alpha\beta$	68

Figura 27 – Contagem de amostras por ciclo do sinal de entrada e na saída de um filtro GDSC, em $\alpha\beta$	69
Figura 28 – Nova proposta para adaptabilidade em frequência do GDSC.	70
Figura 29 – Contagem de amostras em um ciclo de \vec{v}	71
Figura 30 – Resposta do detector de salto de fase a uma entrada somente com salto de fase.	74
Figura 31 – Resposta do detector de frequência constante ou variação lenta da frequência a dois sinais de entrada, com variação na frequência nas taxas de 2,0 Hz/s (esquerda) e 0,8 Hz/s (direita).	75
Figura 32 – Comparação entre técnicas para obtenção de N_{est}	76
Figura 33 – Comparação entre técnicas para obtenção de $N/2_{est}$, $N/4_{est}$ e $N/8_{est}$	77
Figura 34 – Erros de amplitude e fase relacionados às técnicas A-GDSC-PLL original e proposta - sem componentes harmônicas.	78
Figura 35 – Erros de amplitude e fase relacionados às técnicas A-GDSC-PLL original e proposta - com componentes harmônicas.	79
Figura 36 – Saída do DCHPI - Sem componentes harmônicas.	80
Figura 37 – Saída do DCHPI - Sem componentes harmônicas pares.	81
Figura 38 – Saída do DCHPI - Com componentes harmônicas pares e ímpares.	82
Figura 39 – Respostas dos métodos de sincronização selecionados para o caso (C01).	89
Figura 40 – Respostas dos métodos de sincronização selecionados para o caso (C02).	89
Figura 41 – Respostas dos métodos de sincronização selecionados para o caso (C03).	90
Figura 42 – Respostas dos métodos de sincronização selecionados para o caso (C04).	90
Figura 43 – Respostas dos métodos de sincronização selecionados para o caso (C05).	93
Figura 44 – Respostas dos métodos de sincronização selecionados para o caso (C06).	93
Figura 45 – Respostas dos métodos de sincronização selecionados para o caso (C07).	98
Figura 46 – Respostas dos métodos de sincronização selecionados para o caso (C08).	98
Figura 47 – Respostas dos métodos de sincronização selecionados para o caso (C09).	99
Figura 48 – Respostas dos métodos de sincronização selecionados para o caso (C10).	99
Figura 49 – Respostas dos métodos de sincronização selecionados para o caso (C11).	103
Figura 50 – Respostas dos métodos de sincronização selecionados para o caso (C12).	103
Figura 51 – Respostas dos métodos de sincronização selecionados para o caso (C13).	104
Figura 52 – Respostas dos métodos de sincronização selecionados para o caso (C14).	105
Figura 53 – Respostas dos métodos de sincronização selecionados para o caso (C15).	106
Figura 54 – Respostas dos métodos de sincronização selecionados para o caso (C16).	106
Figura 55 – Respostas dos métodos de sincronização selecionados para o caso (C17).	108
Figura 56 – Respostas dos métodos de sincronização selecionados para o caso (C18).	109
Figura 57 – Respostas dos métodos de sincronização selecionados para o caso (C19).	109
Figura 58 – Respostas dos métodos de sincronização selecionados para o caso (C20).	111
Figura 59 – Respostas dos métodos de sincronização selecionados para o caso (C21).	111
Figura 60 – Respostas dos métodos de sincronização selecionados para o caso (C22).	112
Figura 61 – Resposta em frequência do filtro GDSC ($h_d = +2$).	120
Figura 62 – Saída do filtro GDSC ($h_d = +2$) para quatro simulações distintas.	121

Figura 63 – Trajetória linear no plano $\alpha\beta$ gerada da soma vetorial de duas componentes harmônicas, de mesma amplitude e ordem, porém de sequências distintas.	122
Figura 64 – Filtros GDSC utilizados na técnica e cálculo do NCP.	123
Figura 65 – Entrada e saídas dos filtros GDSC (figura 64) na inserção de novas componentes harmônicas e desbalanço.	125
Figura 66 – Cálculo de F1 e F2.	127
Figura 67 – Exemplo para cálculo de área em um polígono qualquer.	128
Figura 68 – Componentes FFPS, FFNS, 2HPS e 2HNS, estimadas após um ciclo do início de uma (a) energização de transformador e (b) curto-circuito fase-terra e energização simultâneos (com alta resistência de terra).	129
Figura 69 – Exemplos de casos de teste.	132
Figura 70 – Espaço de características utilizado pelo classificador NCP.	133
Figura 71 – Espaço de características utilizado pelo classificador CM.	134
Figura 72 – Diagrama de geração e transmissão de energia da CHESF, utilizado nas simulações, com ampliação nos dispositivos protegidos (TAD e SJI).	136
Figura 73 – Resultados obtidos a partir de um curto fase-terra, com alta resistência de terra, do conjunto de teste SJI.	139
Figura 74 – Histogramas relacionados ao tempo de resposta do método proposto.	140
Figura 75 – Histogramas relacionados ao tempo de resposta do método proposto. Resultado após operação <ou> entre as respostas dos classificadores NCP e CM.	141
Figura 76 – Extração das características sob saturação do TC.	143
Figura 77 – Fluxograma do método de ajuste proposto.	151
Figura 78 – Formas de onda original, ajustada e residual, no primeiro loop.	152
Figura 79 – Resíduo (<i>RD</i>) e forma de onda ajustada (<i>OEW</i>).	154
Figura 80 – Evolução do SSE para 12 interações.	155
Figura 81 – Dados originais e formas de onda ajustadas para a falta 1.	156
Figura 82 – Dados originais e formas de onda ajustadas para a falta 2.	157
Figura 83 – Dados originais e formas de onda ajustadas para a falta 3.	157
Figura 84 – Dados originais e formas de onda ajustadas para a falta 4.	158
Figura 85 – Composições harmônicas relativas às formas de onda original (de acordo com a equação 7.9) e ajustada.	161
Figura 86 – Componentes fundamentais e exponenciais das formas de onda original (de acordo com a equação 7.9) e ajustada (de acordo com 7.10).	161
Figura 87 – R^2 para 300 formas de onda aleatoriamente geradas.	162
Figura 88 – Dados originais, forma de onda ajustada e composição harmônica para i_c , falta 3, durante o transitório.	163
Figura 89 – R^2 para 200 formas de onda reamostradas.	165
Figura 90 – Reamostragem de um sinal registrado em arquivo COMTRADE, referente à falta 5.	165

Lista de Tabelas

Tabela 1	– Palavras-chave utilizadas na busca.	22
Tabela 2	– Critérios para pontuação dos artigos e autores.	22
Tabela 3	– Ranking dos principais autores na área de Métodos de Sincronização.	24
Tabela 4	– Artigos selecionados visando implementar e comparar com a técnica proposta.	25
Tabela 5	– Artigos selecionados visando entender outras técnicas relevantes e aperfeiçoamentos para o GDSC-PLL	25
Tabela 6	– Parâmetros do DDSRF-PLL.	31
Tabela 7	– Resultados do DDSRF-PLL com parâmetros ajustados (GOLESTAN; MONFARED; FREIJEDO, 2013).	31
Tabela 8	– Parâmetros do DSOGI-PLL.	35
Tabela 9	– Resultados comparativos do DSOGI-PLL com controlador PI (RODRIGUEZ et al., 2006) e com controlador PID (GOLESTAN et al., 2014) na malha do SRF-PLL.	35
Tabela 10	– Parâmetros de A - E para detecção do vetor de FFPS.	41
Tabela 11	– Ganhos para as operações F1 e \bar{A} em cascata durante seus períodos transitórios na aplicação de uma componente de 4ª ordem em degrau.	60
Tabela 12	– Menores saltos de fase detectáveis pelo sistema proposto em função do número de amostras por ciclo do sinal.	74
Tabela 13	– Desempenho de métodos de sincronização para os casos de teste (C01-C04).	91
Tabela 14	– Desempenho de métodos de sincronização para os casos de teste (C05-C06).	92
Tabela 15	– Componentes harmônicas dos casos de teste (C07-C10).	97
Tabela 16	– Desempenho de métodos de sincronização para os casos de teste (C07-C10).	100
Tabela 17	– Desempenho de métodos de sincronização para os casos de teste (C11-C13).	102
Tabela 18	– Desempenho de métodos de sincronização para os casos de teste (C14-C16).	107
Tabela 19	– Desempenho de métodos de sincronização para os casos de teste (C14-C16).	110
Tabela 20	– Desempenho de métodos de sincronização para os casos de teste (C20-C22).	113
Tabela 21	– Parâmetros das operações GDSC.	120
Tabela 22	– Quantitativo de casos de teste utilizados na ilustração do espaço de características.	131
Tabela 23	– Número de operações estimado para executar o algoritmo da técnica proposta.	144
Tabela 24	– Estimativa do uso do FPGA para implementar a técnica proposta.	145
Tabela 25	– Varredura dos coeficientes para obtenção do ponto inicial no algoritmo LMA.	153
Tabela 26	– Limites para valores dos coeficientes no ajuste da equação completa.	154
Tabela 27	– R^2 para as faltas de 1 a 4.	158
Tabela 28	– Limites para a geração aleatória de coeficientes.	162

Lista de Abreviaturas e Siglas

2HNS	Segunda componente harmônica de sequência negativa (<i>Second-Harmonic Negative-Sequence</i>)
2HPS	Segunda componente harmônica de sequência positiva (<i>Second-Harmonic Positive-Sequence</i>)
A-GDSC-PLL	GDSC-PLL adaptativo em frequência (<i>Adaptive - GDSC-PLL</i>)
ANEEL	Agência Nacional de Energia Elétrica
ANF	Filtro <i>notch</i> adaptativo (<i>Adaptive Notch Filter</i>)
CAPES	Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoal de Nível Superior
CCF	Filtro com coeficientes complexos (<i>Complex-Coefficient Filter</i>)
CDSC	Cascadeamento de cancelamento por sinal atrasado (<i>Cascaded Delayed Signal Cancellation</i>)
CEW	Forma de onda sintetizada a partir da equação completa, com coeficientes obtidos por ajuste (<i>Complete Equation Waveform</i>)
CEWD	É a CEW amostrada (<i>Complete Equation Waveform Data</i>)
CWT	Transformada complexa de Wavelet (<i>Complex Wavelet Transformer</i>)
DCCF	Duplo filtro com coeficientes complexos(<i>Dual Complex-Coefficient Filter</i>)
DCHPI	Detector de componentes harmônicas pares e/ou inter-harmônicas
DDSRF	Sistema de referência síncrono duplo desacoplado (<i>Decoupled Double Synchronous Reference Frame</i>)
DEE	Departamento de Engenharia Elétrica
DHTV	Distorção harmônica total vetorial
DSC	Cancelamento por sinal atrasado (<i>Delayed Signal Cancellation</i>)
DSOGI	Integrador generalizado de segunda ordem (<i>Second Order Generalized Integrator</i>)
DSRF	Duplo SRF (<i>Dual SRF</i>)
EGDSC	GDSC aperfeiçoado (<i>Enhanced GDSC</i>)
FFNS	Componente fundamental de sequência negativa (<i>Fundamental-Frequency Negative-Sequence</i>)

FFPS	Componente fundamental de sequência positiva (<i>Fundamental-Frequency Positive-Sequence</i>)
FT	Transformada de Fourier (<i>Fourier Transformer</i>)
GDSC	Método generalizado de cancelamento por sinal atrasado (<i>Generalized Delayed Signal Cancellation</i>)
GDSC-PLL	GDSC aplicado como pré-filtro para um PLL
GEPAE	Grupo de Eletrônica de Potência e Acionamentos Elétricos
HT	Transformada de Hilbert (<i>Hilbert Transformer</i>)
IEEE	Instituto de engenheiros eletricitistas e eletrônicos (<i>Institute of Electrical and Electronics Engineers</i>)
IET	Instituto de engenharia e tecnologia (<i>Institution of Engineering and Technology</i>)
ISI	Instituto para informação científica (<i>Institute for Scientific Information</i>)
MAF	Filtro de média móvel (<i>Moving Average Filter</i>)
MCCF	Filtro com múltiplos coeficientes complexos (<i>Multiple Complex Coefficient Filter</i>)
MSRF	Múltiplos SRF (<i>Multiple SRF</i>)
NCP	Caminho das novas componentes (<i>New Components Path</i>)
NF	Filtro notch (<i>Notch Filter</i>)
OD	Dados originais do sinal a ser ajustado (<i>Original Data</i>)
PLL	Malha de captura de fase (<i>Phase-Locked Loop</i>)
PRODIST	Procedimentos de Distribuição de Energia Elétrica da ANEEL
QT	Transformada Quadrática (<i>Quadratic Transformer</i>)
RoCoF	Taxa de variação da frequência (<i>Rate of Change of Frequency of Frequency</i>)
S-Transform	Transformada de Stockwell (<i>Stockwell Transformer</i>)
SRF	Sistema de referência síncrono (<i>Synchronous Reference Frame</i>)
ST	Transformada de Stockwell (<i>Stockwell Transformer</i>)
SVFT	Transformada de Fourier de vetor espacial (<i>Space Vector Fourier Transformer</i>)
UFPE	Universidade Federal de Pernambuco
VS-GDSC	GDSC de estrutura variável (<i>Variable Structure GDSC</i>)

VS-GDSC-PLL	GDSC-PLL de estrutura variável (<i>Variable Structure GDSC-PLL</i>)
VTHD	Distorção harmônica total vetorial (<i>Vector Total Harmonic Distortion</i>)
WT	Transformada de Wavelet (<i>Wavelet Transformer</i>)
WVD	Distribuição de Wigner-Ville (<i>Wigner-Ville Distribution</i>)

Lista de Símbolos

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 um operador do tipo GDSC
h_s	Ordem da componente harmônica, com sinal indicando a sequência: positiva (+) ou negativa (-)
k_d	Quantidade de pontos referente a um atraso no tempo que fornece um ângulo de retardo θ_d radianos
T_s	Período de amostragem dos sinais na entrada

Sumário

1	INTRODUÇÃO	17
2	BUSCA E REVISÃO DA PRODUÇÃO CIENTÍFICA SOBRE MÉTODOS DE SINCRONIZAÇÃO	21
2.1	METODOLOGIA E SUMÁRIO DA BUSCA	21
2.2	SRF-PLL	26
2.3	DDSRF-PLL	27
2.3.1	Ajuste fino dos parâmetros do DDSRF-PLL	29
2.4	DSOGI-PLL	32
2.4.1	Aperfeiçoamento do DSOGI-PLL utilizando um controlador PID na malha do SRF-PLL	33
2.5	OUTROS MÉTODOS DE SINCRONIZAÇÃO	35
2.6	GDSC-PLL	37
2.6.1	Visão geral do GDSC-PLL	37
2.6.2	Descrição matemática de uma operação GDSC	38
2.6.3	Implementação do GDSC	40
2.6.4	Resposta no domínio da frequência	43
2.6.5	Adaptabilidade em frequência	44
2.7	RESUMO DO CAPÍTULO	46
3	GDSC DE ESTRUTURA VARIÁVEL	47
3.1	OPERAÇÕES GDSC EM SINAIS AUSENTES DE COMPONENTES HARMÔNICAS PARES E/OU INTER-HARMÔNICAS	47
3.1.1	Operação F	48
3.2	IMPLEMENTAÇÃO DO VS-GDSC	50
3.2.1	Identificação da presença de componentes harmônicas pares e/ou inter-harmônicas	51
3.2.1.1	<i>FT, SVFT, WT, ST, QT</i>	52
3.2.1.2	<i>Banco de filtros passa-faixa</i>	53
3.2.1.3	<i>Nova operação GDSC</i>	54
3.2.2	Chaveamento no caminho de dados	57
3.3	ANÁLISE DO DCHPI NO TRANSITÓRIO SEGUINTE A UM DISTÚRBIO	58
3.3.1	Resposta para um degrau da quarta componente harmônica	59
3.3.2	Resposta para um degrau da quinta componente harmônica	59
3.4	SIMULAÇÃO DO VS-GDSC	62
3.5	ADAPTABILIDADE NA FREQUÊNCIA DO VS-GDSC	63
3.6	RESUMO DO CAPÍTULO	65

4	APERFEIÇOAMENTO DA ADAPTABILIDADE NA FREQUÊNCIA DAS OPERAÇÕES GDSC	66
4.1	NOVA PROPOSTA PARA ADAPTABILIDADE NA FREQUÊNCIA DAS OPERAÇÕES GDSC	67
4.2	IMPLEMENTAÇÃO DO ESQUEMA PROPOSTO	70
4.2.1	Contagem de amostras	70
4.2.2	Detectores de eventos elétricos e filtros passa-baixa	72
4.2.2.1	<i>Detector de salto de fase</i>	72
4.2.2.2	<i>Detector de frequência constante ou variação lenta da frequência</i>	74
4.2.2.3	<i>Filtros passa-baixa e lógica de chaveamento</i>	75
4.3	SIMULAÇÃO DA ESTIMAÇÃO DE N	76
4.4	ADAPTABILIDADE NA FREQUÊNCIA DO DETECTOR DE COMPONENTES HARMÔNICAS PARES E/OU INTER-HARMÔNICAS (DCHPI)	77
4.5	RESUMO DO CAPÍTULO	83
5	RESULTADOS	84
5.1	CONJUNTO DE SINAIS PARA TESTES DE MÉTODOS DE SINCRONIZAÇÃO	84
5.2	FIGURAS DE MÉRITO	86
5.3	CASOS DE TESTE	87
5.3.1	Amplitude da componente fundamental de sequência positiva	87
5.3.2	Amplitude da componente fundamental de sequência negativa	92
5.3.3	Presença de componentes harmônicas	95
5.3.4	Presença de componentes inter-harmônicas e CC de decaimento exponencial	100
5.3.5	Variação de frequência em rampa	104
5.3.6	Variação de fase em degrau	107
5.3.7	Combinações de distúrbios elétricos	110
5.4	RESUMO DO CAPÍTULO	113
5.4.1	Implementações complementares	114
6	DETECTOR RÁPIDO DE SEGUNDA HARMÔNICA E APLICAÇÃO EM PROTEÇÃO	116
6.1	PROTEÇÃO DE TRANSFORMADORES	116
6.2	O SISTEMA DE CLASSIFICAÇÃO DA CONDIÇÃO OPERACIONAL DA REDE ELÉTRICA	118
6.2.1	Pré-processamento	119
6.2.1.1	<i>Padrões de trajetórias no plano alfa-beta</i>	120
6.2.1.2	<i>Operações adicionais do pré-processamento</i>	123
6.2.2	Extração de características	124
6.2.2.1	<i>Perímetro do NCP (F1)</i>	126
6.2.2.2	<i>Compacidade do NCP (F2)</i>	127
6.2.2.3	<i>Amplitude ajustada da componente FFPS (F3)</i>	128
6.2.2.4	<i>Amplitude ajustada da componente FFNS (F4)</i>	129

6.2.2.5	<i>Modelagem matemática de formas de ondas elétricas</i>	130
6.2.3	Classificação	130
6.2.3.1	<i>Classificador NCP</i>	132
6.2.3.2	<i>Classificador CM</i>	133
6.3	SIMULAÇÕES E RESULTADOS	135
6.3.1	Sistema elétrico simulado	135
6.3.2	Parâmetros do classificador	137
6.3.3	Resultados	138
6.3.4	Saturação de TCs	142
6.3.5	Comparativo entre técnicas	143
6.3.6	Viabilidade para implementação embarcada	144
6.4	RESUMO DO CAPÍTULO	145
7	MODELAGEM MATEMÁTICA DE FORMAS DE ONDAS ELÉTRICAS	147
7.1	ALGORITMO PARA MODELAGEM DE FORMAS DE ONDAS ELÉTRICAS	149
7.1.1	Metodologia para ajuste	149
7.1.2	Modelo completo	149
7.1.3	Detalhamento do algoritmo	150
7.2	RESULTADOS	156
7.2.1	Coefficiente de determinação para uma falta real	156
7.2.2	Análise espectral	160
7.2.3	Reamostragem	164
7.3	RESUMO DO CAPÍTULO	165
8	CONCLUSÃO	166
8.1	TRABALHOS FUTUROS	169
8.2	ARTIGOS PUBLICADOS	170
	REFERÊNCIAS	172

1 INTRODUÇÃO

O uso de fontes de energia renováveis, tais como solar e eólica, tem aumentado, principalmente, como complemento para as fontes de base no fornecimento de energia elétrica, a saber, grandes hidrelétricas e termelétricas. A especificação do sistema de controle e dispositivos de eletrônica de potência necessários para realizar a interligação entre a geração e a transmissão da energia afeta diretamente a operação, eficiência e segurança do sistema de potência (CARRASCO et al., 2006).

No elo oposto da cadeia produtiva da energia, devido ao desenvolvimento dos dispositivos de eletrônica de potência para aplicações industriais, as crescentes aplicações de cargas não lineares têm resultado no aumento de contaminação da rede elétrica por componentes harmônicas. Adicionalmente, a Agência Nacional de Energia Elétrica (ANEEL) prevê a aplicação de penalidades para as distribuidoras que não atenderem os requisitos mínimos de qualidade da energia fornecida (PRODIST, 2015). Esses movimentos têm impulsionado o desenvolvimento de novos filtros ativos, mais eficientes e capazes de solucionar problemas tradicionais que os filtros passivos não conseguem solucionar. Existem vários métodos de controle para filtros ativos, tanto no domínio do tempo quanto no domínio da frequência, e o sistema de controle irá impactar no desempenho do filtro ativo, tanto transitoriamente como em regime estacionário (ASIMINOAEI; BLAABJERG; HANSEN, 2007).

Os dois exemplos citados, ou seja, a inserção de novas fontes na rede elétrica e a filtragem de componentes harmônicas da rede, podem requerer um método de sincronização que forneça os valores de tensão e corrente de referência para o sistema de controle. A escolha do método de sincronização impacta na: capacidade de rejeição a distorção, imunidade a ruídos, precisão, robustez quanto ao desbalanço na rede, adaptabilidade quanto à frequência e ângulo de fase, simplicidade estrutural, dinâmica e tempo de convergência (LI et al., 2014).

Diversos estudos são conduzidos visando aperfeiçoar o desempenho dos sistemas de sincronização (BOYRA; THOMAS, 2011). Objetivando viabilizar a revisão bibliográfica com qualidade e em tempo hábil, apresentaremos no próximo capítulo uma metodologia para classificar artigos técnicos e científicos. Após a classificação, selecionamos os doze estudos que consideramos mais relevantes na área de métodos de sincronização. Verificamos que em todos os estudos selecionados há uma preocupação com o tempo de convergência na identificação da componente na frequência fundamental de sequência positiva - FFPS (*Fundamental-Frequency Positive-Sequence*), comumente de acordo com o critério de tempo de acomodação (*settling time*) e em relação a outras técnicas no estado da arte.

Métodos de sincronização podem ser utilizados em aplicações diversas, por exemplo, na estimação de parâmetros fundamentais da rede (amplitude, frequência e fase de componentes

específicas), na medição de índices de qualidade da energia, na implementação de filtros e controladores robustos, no sistema de controle de máquinas elétricas, no sistema de transmissão de energia sem fio, na detecção de ilhamento em microrredes, etc. (GOLESTAN; GUERRERO; VASQUEZ, 2016). A necessidade em reduzir o tempo de convergência do método de sincronização varia de acordo com a aplicação.

Na geração distribuída, por exemplo, devido ao aumento da complexidade e interconexões existentes nos sistemas modernos, há uma demanda por atuações cada vez mais rápidas dos sistemas de proteção e controle com o objetivo de manter a estabilidade do sistema (ZUBIC; BALCEREK; ZELJKOVIC, 2017). Ainda relacionado à estabilidade, na transmissão de energia em alta tensão, o sistema elétrico deve ter sua capacidade aumentada em 15 MW para cada milissegundo adicional que o sistema de proteção requerer para atuar no caso de uma falta severa (EASTVEDT, 1976), e este tempo de atuação está diretamente relacionado o tempo de convergência do método de sincronização utilizado pelo sistema de proteção. A ideia básica de “o quanto mais rápido, melhor” também é compartilhada por Karimi-Ghartemani e Iravani (2004) e Neves et al. (2010a). Contudo, há um limite tecnológico para esta redução de tempo uma vez que um acionamento mais rápido implica o uso de uma janela de dados temporalmente mais estreita, dificultando a análise deste sinal no domínio da frequência e, conseqüentemente, a identificação de componentes harmônicas específicas (ZUBIC; BALCEREK; ZELJKOVIC, 2017). Sem delimitar os estudos para uma aplicação específica, focamos este trabalho de doutorado na redução do tempo de convergência na estimação da componente FFPS.

O método generalizado de cancelamento por sinal atrasado - GDSC (*Generalized Delayed Signal Cancellation*) aplicado como pré-filtro para PLL trifásico clássico, formando o GDSC-PLL, apresenta um bom desempenho na estimação do vetor FFPS (NEVES et al., 2010a; NEVES et al., 2012). Nesta tese mostramos que, se não existirem componentes harmônicas pares no sinal, e se for possível detectar esta condição em tempo real, é possível desenvolver um método baseado na proposta GDSC capaz de identificar o vetor FFPS em um tempo significativamente inferior ao da técnica original. Este cenário é típico em diversos casos práticos, tais como na geração e transmissão em alta tensão, inclusive durante curtos-circuitos, e na conexão de cargas não lineares.

Iniciamos esta tese de doutorado com uma revisão dos métodos de sincronização no capítulo 2. Em seguida, propomos um aperfeiçoamento para o GDSC-PLL, baseado na presença ou não de componentes harmônicas pares na rede. Denominamos o novo método de GDSC-PLL de estrutura variável, ou VS-GDSC-PLL (*Variable Structure GDSC-PLL*). Detalhamos este método no capítulo 3 desta tese.

Visando melhorar a resposta do VS-GDSC-PLL, propomos um aperfeiçoamento da adaptabilidade na frequência das operações GDSC no capítulo 4. A técnica consiste em contar e filtrar o número de amostras adquiridas em um ciclo da componente fundamental, a qual é obtida através de um filtro GDSC-PLL.

Elaboramos um procedimento para testes de métodos de sincronização e aplicamos este para avaliar a técnica que propomos, bem como algumas técnicas concorrentes. O procedimento para testes e os resultados obtidos estão descritos no capítulo 5. Observamos neste capítulo que o método proposto sempre obtém tempo de resposta igual ou inferior ao GDSC-PLL original.

O novo método de sincronização, o VS-GDSC-PLL, tem aplicação imediata em geração distribuída, filtros ativos, transmissão de energia em alta tensão, entre outras. Adicionalmente, visamos a aplicação do VS-GDSC em relés de distância com atuação subcíclica, visto que esta aplicação já é objeto de estudo deste grupo de pesquisa (DIAS FILHO et al., 2013; DIAS FILHO et al., 2016). Neste caso, se faz necessário identificar a presença de componentes harmônicas pares em um tempo inferior a meio ciclo da componente fundamental. Com este objetivo, desenvolvemos um novo método para identificar a presença de componentes harmônicas pares. De fato, considerando que as aplicações que tradicionalmente geram componentes pares são energização de transformadores e saturação de TCs, e considerando que as componentes harmônicas de segunda ordem são as mais relevantes dentre as componentes pares, decidimos focar na identificação das componentes harmônicas de segunda ordem. Uma aplicação imediata para a identificação das segundas harmônicas é a discriminação rápida entre curto-circuito e corrente de energização de transformadores, apresentada no capítulo 6.

Nesta tese, mostramos que a análise de mudança na trajetória de componentes selecionadas, filtradas pelo GDSC, no plano $\alpha\beta$, é uma nova ferramenta para diferenciar correntes de energização e curto-circuitos, especialmente para faltas desbalanceadas. A mudança instantânea nestas componentes, logo após o início de algum evento elétrico, permite uma distinção rápida e confiável através da análise de poucas amostras do sinal. Mostramos, ainda no capítulo 6, que a maioria dos casos de faltas desbalanceadas tiveram os curtos-circuitos corretamente identificados em menos de 1/4 do período da componente fundamental.

O novo método de discriminação rápida entre curto-circuito e corrente de energização se apresenta como uma ferramenta importante para sistemas de proteção, por exemplo, proteção diferencial de transformadores. Porém, para aplicação em relés de distância, ainda é necessário integrar o detector rápido de segundas harmônicas ao VS-GDSC, que estimará as componentes FFPS e FFNS, fundamentais no algoritmo do relé de distância. O termo FFNS refere-se à componente fundamental de sequência negativa (*Fundamental Frequency Negative Sequence*). Tal implementação é, e continuará sendo, objeto de pesquisa no Grupo de Eletrônica de Potência e Acionamentos Elétricos - GEPAE, do Departamento de Engenharia Elétrica - DEE na Universidade Federal de Pernambuco - UFPE, mas não está maduro o suficiente para ser descrito nesta tese de doutorado.

Ao longo deste trabalho de doutorado, surgiram situações nas quais foi necessário estimar as componentes presentes no sinal, incluindo componentes exponenciais, moduladas em amplitude e variantes em frequência, bem como reamostrar dados de registros oscilográficos. Para suprir essa demanda, desenvolvemos uma nova técnica para modelagem matemática de

sinais elétricos, sobretudo durante transitórios na rede. Esta nova técnica, que também é contribuição deste trabalho de doutorado, está descrita no capítulo 7.

2 BUSCA E REVISÃO DA PRODUÇÃO CIENTÍFICA SOBRE MÉTODOS DE SINCRONIZAÇÃO

Neste capítulo, descrevemos uma metodologia para busca de produção científica sobre métodos de sincronização, expomos os resultados desta busca e apresentamos alguns métodos identificados como relevantes. Finalizamos com um detalhamento do GDSC-PLL, o qual é a base para a técnica proposta nesta tese.

2.1 METODOLOGIA E SUMÁRIO DA BUSCA

Realizamos uma busca da produção científica sobre métodos de sincronização para redes elétricas trifásicas, com última atualização executada em 30 de abril de 2015, nas bases de dados dos principais institutos e editoras na área de engenharia elétrica, tais como o instituto de engenheiros eletricitistas e eletrônicos - IEEE (*Institute of Electrical and Electronics Engineers*), a editora Elsevier e o instituto de engenharia e tecnologia - IET (*Institution of Engineering and Technology*).

O mecanismo de busca geral foi o Google Acadêmico e, em uma segunda fase, utilizamos também o IEEE Xplore, visto os elevados fatores de impacto dos periódicos afiliados ao IEEE, atribuídos pelo Instituto de Informação Científica (*Institute for Scientific Information - ISI*).

O sumário da primeira fase das buscas é apresentado na tabela 1. Priorizamos artigos publicados nos últimos anos visando identificar as tecnologias no estado da arte, bem como, visando viabilizar a análise e classificação dos artigos, limitamos os resultados de acordo com o número de citações desses artigos. Artigos de congresso também foram considerados na busca. Do total de artigos retornados pela ferramenta de busca, aproximadamente 6% foi selecionado para uma análise mais detalhada. Os 94% restantes foram descartados através de uma análise rápida e subjetiva de seus resumos, avaliando a pertinência do assunto tratado no artigo com esta pesquisa acadêmica, bem como excluindo artigos duplicados nos resultados.

Para selecionar os artigos mais relevantes, dentre os 119 identificados pela busca, desenvolvemos critérios para pontuação dos artigos e autores, baseados em regras, descritas na tabela 2. Nas regras, consideramos o Qualis do meio no qual o artigo foi publicado ou apresentado, penalizamos artigos antigos e consideramos quantas vezes o artigo foi citado em outros trabalhos. Adicionalmente, atribuímos uma pontuação extra para os primeiro e segundo autores. Contudo, é importante considerar que, em alguns países, o autor que mais contribui para o artigo é listado como último autor. Neste trabalho, não foi apurada a real participação de cada autor, em cada um dos artigos selecionados.

Tabela 1 – Palavras-chave utilizadas na busca.

Palavras-chave	Ano de publicação[△]	Mínimo de de citações[△]	Total de resultados	Artigos selecionados
<i>Synchronization method three phase</i>	2011 - 2015 [†]	0	516	56
<i>Synchronization method three phase</i>	... - 2010	16	92	9
<i>PLL Three Phase</i>	2011 - 2015 [†]	0	211	33 [◇]
<i>PLL Three Phase</i>	... - 2010	16	598	12 [◇]
<i>PLL Vector*</i>	2011 - 2015 [†]	0	127	5 [◇]
<i>PLL Vector*</i>	... - 2010	47	318	4 [◇]
Total			1862	119

Fonte: Produzido pelo autor.

△: Condições impostas visando reduzir o total de resultados e viabilizar a seleção de artigos.

†: Até 28 de abril de 2015.

◇: Não inclui os artigos selecionados em pesquisas anteriores.

*: Quaisquer sequências de caracteres. Exemplo: vector, vectorial, vectorially.

Tabela 2 – Critérios para pontuação dos artigos e autores.

Pontos	Descrição
+6	Publicações em periódicos CAPES Qualis A1
+5	Publicações em periódicos CAPES Qualis A2
+4	Publicações em periódicos CAPES Qualis B1
+3	Publicações em periódicos CAPES Qualis B2
+2	Publicações em periódicos classificados pela CAPES
+1	Publicações nos demais periódicos
+2	Apresentação do trabalho em eventos IEEE
+1	Apresentação do trabalho nos demais eventos
-1	Por ano, anterior a 2015, na publicação do artigo
+1	Cada citação do artigo (limitado em 10 pontos)
+1	Cada 20 citações do artigo
Adiciona-se na classificação dos autores:	
+4	Participação como primeiro autor
+2	Participação como segundo autor

Fonte: Produzido pelo autor.

O sistema de classificação da Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoal de Nível Superior - CAPES, o sistema Qualis, é constantemente criticado no meio acadêmico, onde a maioria dos coordenadores de cursos de pós-graduação não concordam totalmente com os critérios de avaliação adotados pela CAPES, segundo pesquisa realizada por Maciel (2013). A avaliação de artigos pela CAPES é indireta, ou seja, de acordo com o periódico no qual foi publicado. Silva (2009) ressalta ainda que a limitação no número de periódicos nas estratificações superiores implica a desvalorização de algumas áreas do conhecimento. Por exemplo, um artigo de oncologia tem muito mais oportunidade para ser publicado em um periódico A1 do que um artigo de oftalmologia mesmo considerando que ambos os artigos possuam a mesma qualidade técnica e científica. Adicionalmente, essa limitação praticamente bane os periódicos brasileiros das estratificações superiores. Apesar de todas as críticas, utilizamos a classificação Qualis como parte de nosso sistema de classificação de artigos uma vez que tal sistema é utilizado pelas agências de fomento brasileiras na gestão de recursos para a pesquisa científica e tecnológica. A pontuação atribuída na tabela 2, relacionada aos periódicos, está aproximadamente proporcional a utilizada pela CAPES na avaliação de programas de pós-graduação.

As demais pontuações da tabela 2 foram definidas através da percepção da relevância de cada critério em relação à pesquisa em andamento no GEPAE/DEE/UFPE. Por uma questão de reduzir o esforço no processamento dos dados, foram analisados apenas os três primeiros autores para cada publicação e os países e instituições somente do primeiro autor, na época da publicação do artigo.

Na segunda fase da busca, realizamos um aprofundamento através do IEEE Xplore, referenciando os dez autores e os dez artigos mais relevantes, segundo a fase anterior da busca. Após realizar uma análise do fluxo de conhecimento interinstitucional e temporal, considerando o objeto de estudo deste trabalho de doutorado, incluímos mais 7 artigos na lista.

O ranking dos dez principais autores, conforme critérios descritos na tabela 2, está apresentado na tabela 3. A evolução no tempo da pontuação destes dez autores pode ser observada na figura 1, enquanto a localização geográfica das instituições dos autores, na época da publicação de seus artigos, dos 100 artigos melhores pontuados, pode ser observada na figura 2. O tamanho dos círculos representa a pontuação obtida.

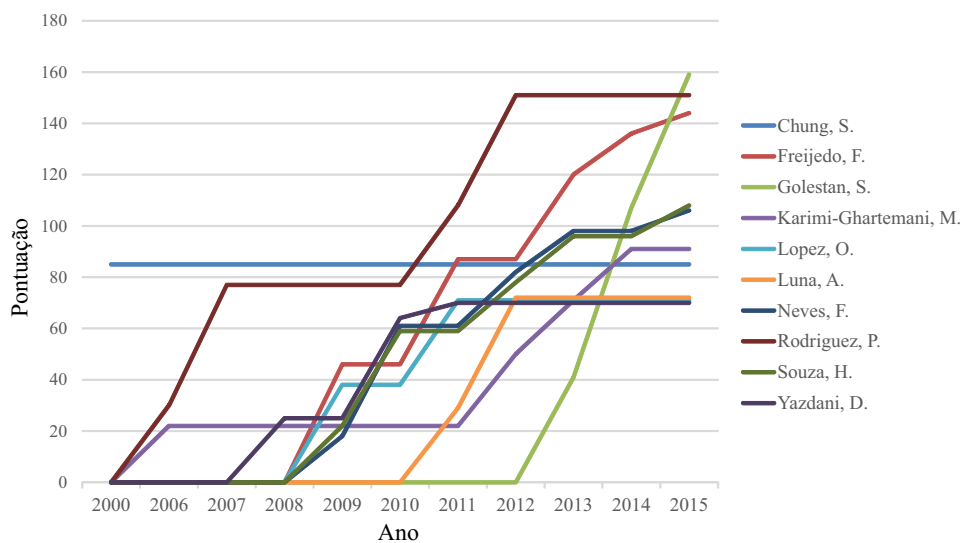
Dos 119 artigos mais relevantes (tabela 1), foram selecionados 17 artigos, apresentados nas tabelas 4 e 5. Os artigos estão agrupados em duas partes: (i) Artigos implementados visando a comparação com a técnica proposta; (ii) Artigos estudados visando entender outras técnicas relevantes e aperfeiçoamentos para o GDSC-PLL. A classificação dos artigos entre essas duas categorias foi realizada subjetivamente, considerando o ano de publicação dos artigos (priorizando os mais recentes) e as implementações já realizadas e os resultados já obtidos neste grupo de pesquisa. As colunas “P” indicam as pontuações obtidas segundo os critérios definidos na tabela 2.

Tabela 3 – Ranking dos principais autores na área de Métodos de Sincronização.

#	Autor	Pontuação
1	Golestan, S.	159
2	Rodriguez, P.	151
3	Freijedo, F.	144
4	de Souza, H.	108
5	Neves, F.	106
6	Karimi-Ghartemani, M.	91
7	Chung, S.	85
8	Luna, A.	72
9	Lopez, O.	71
10	Yazdani, D.	70

Fonte: Produzido pelo autor.

Figura 1 – Evolução na produção científica dos dez principais autores.



Fonte: Produzido pelo autor.

Para comparação do PLL desenvolvido neste trabalho, implementamos o PLL com referência síncrona dupla desacoplada (*Decoupled Double Synchronous Reference Frame PLL*, DDSRF-PLL) (RODRIGUEZ et al., 2007) com ajuste fino dos parâmetros (GOLESTAN; MONFARED; FREIJEDO, 2013) e o PLL com integrador generalizado de segunda ordem (*Second Order Generalized Integrator*, DSOGI-PLL) com um aperfeiçoamento no filtro da malha do PLL (GOLESTAN et al., 2014), conforme apresentado na tabela 4.

Observamos que o PLL com referência síncrona (*Synchronous Reference Frame PLL*, SRF-PLL) (KAURA; BLASKO, 1996; CHUNG, 2000) está na base dessas técnicas, logo, este

Figura 2 – Localização geográfica das principais instituições na área da pesquisa (considerando os 100 artigos mais relevantes, segundo os critérios da tabela 2).

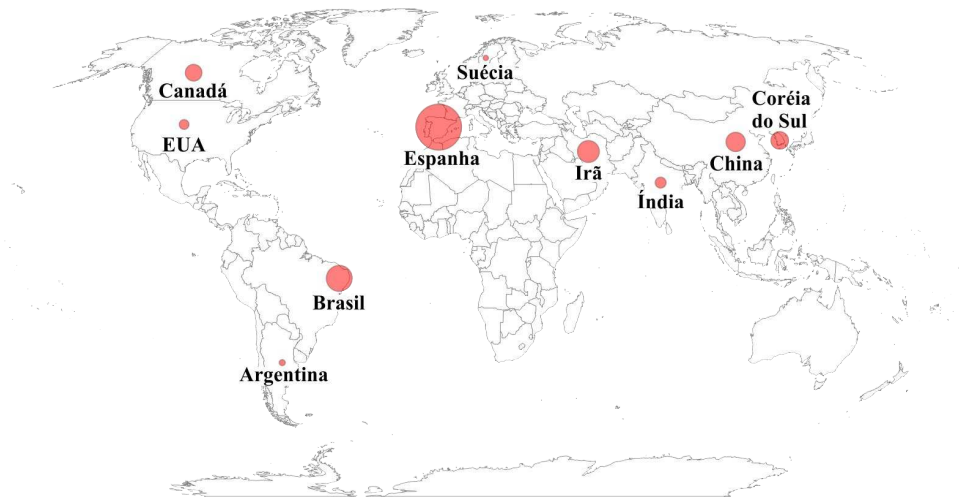


Tabela 4 – Artigos selecionados visando implementar e comparar com a técnica proposta.

#	Título	P
01	<i>DDSRF-PLL: Decoupled Double Synchronous Reference Frame PLL for Power Converters Control</i> (RODRIGUEZ et al., 2007) — & —	43
02	<i>Design-Oriented Study of Advanced Synchronous Reference Frame PLL</i> (GOLESTAN; MONFARED; FREIJEDO, 2013)	18
03	<i>DSOGI-PLL: New Positive-sequence Voltage Detector for Grid Synchronization of Power Converters under Faulty Grid Conditions</i> (RODRIGUEZ et al., 2006) — & —	26
04	<i>MCCF-PLL and DSOGI-PLL: Performance Improvement of a Prefiltered Synchronous Frame-PLL Using a PID-Type Loop Filter</i> (GOLESTAN et al., 2014)	16

Tabela 5 – Artigos selecionados visando entender outras técnicas relevantes e aperfeiçoamentos para o GDSC-PLL

#	Título	P
05	<i>Multiple-Complex Coefficient-Filter-Based PLL and Synchronization Technique for Three-Phase Grid-Interfaced Converters in Distributed Utility Networks</i> (GUO; WU; CHEN, 2011)	20
06	<i>A nonlinear adaptive synchronization technique for grid-connected distributed energy sources</i> (YAZDANI et al., 2008)	21
07	<i>A phase tracking system for three phase utility interface inverters</i> (CHUNG, 2000)	47
08	<i>Operation of a phase locked loop system under distorted utility conditions</i> (KAURA; BLASKO, 1996)	50

tabela 5 - Continuação.

#	Título	P
09	<i>Overview of Control and Grid Synchronization for Distributed Power Generation Systems</i> (BLAABJERG et al., 2006)	27
10	<i>Problems of Startup and Phase Jumps in PLL Systems</i> (GHARTEMANI et al., 2012)	18
11	<i>An Optimized Implementation of Phase Locked Loops for Grid Applications</i> (FREIJEDO et al., 2011a)	15
12	<i>Three-Phase PLLs With Fast Postfault Retracking and Steady-State Rejection of Voltage Unbalance and Harmonics by Means of Lead Compensation</i> (FREIJEDO et al., 2011b)	18
13	<i>A Generic Open-Loop Algorithm for Three-Phase Grid Voltage Current Synchronization With Particular Reference to Phase Frequency, and Amplitude Estimation</i> (FREIJEDO et al., 2009)	18
14	<i>Conventional SRF-PLL is an Adaptive Complex Filter</i> (GOLESTAN; GUERRERO, 2015)	06
15	<i>dq-Frame Cascaded Delayed Signal Cancellation Based PLL: Analysis, Design and Comparison With MAF-Based PLL</i> (GOLESTAN et al., 2015)	08
16	<i>Five Approaches to Deal With Problem of DC Offset in PLL Algorithms: Design Considerations and Performance Evaluations</i> (GOLESTAN; GUERRERO; B.GHAREHPETIAN, 2015)	06
17	<i>EGDSC-PLL: An Reference-Frame PLL by Efficient Implementation of Generalized Delayed Signal Cancellation PLL</i> (GOLESTAN et al., 2015)	06

PLL é o primeiro a ser apresentado, porém, seu desempenho isolado não será utilizado na comparação.

Adicionalmente, estudamos outros métodos de sincronização e técnicas para aperfeiçoamento e avaliação de PLLs, conforme apresentado na tabela 5.

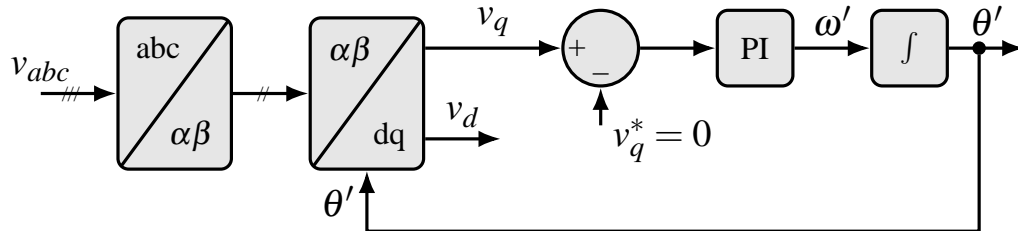
2.2 SRF-PLL

Nesta seção, iremos apresentar o SRF-PLL de forma resumida, uma vez que esta técnica é clássica e está detalhada em diversas referências bibliográficas, tais como os artigos originais de Kaura e Blasko (1996) e Chung (2000), e, de forma mais didática, na tese de doutorado de Souza (2012). Caso o leitor não esteja familiarizado com as transformadas de Clarke e de Park, sugerimos uma revisão da seção relativa a estas transformadas na tese de Souza (2012).

O diagrama em blocos do SRF-PLL é apresentado na figura 3. Observamos que o ângulo de fase instantâneo (θ') do vetor em $\alpha\beta$ que representa o sinal de entrada trifásico é detectado através da sincronização do referencial girante na transformação dq com o ângulo do vetor em $\alpha\beta$. Para tal, o controlador proporcional-integral (PI) tem como objetivo ajustar o sinal em quadratura (v_q) para um valor nulo, constante ($v_q^* = 0$). Ou seja, quando o v_q é nulo temos erro

zero na estimação da fase. Adicionalmente, o SRF-PLL estima a frequência (ω') e a amplitude do sinal (v_d).

Figura 3 – Diagrama em blocos do SRF-PLL.



Fonte: Chung (2000).

Sob condições ideais de operação, sem componentes harmônicas nem desbalanços na rede, o controlador PI do SRF-PLL pode ser ajustado com ampla largura de banda, resultando em detecção rápida e precisa da fase e amplitude do sinal. Nos casos em que a rede contém distorções harmônicas de ordem elevada, o SRF-PLL ainda pode operar com a largura de banda reduzida, visando rejeitar os harmônicos na saída. Neste caso, o tempo de resposta do sistema aumenta. Contudo, a depender da aplicação, essa solução pode não ser adequada quando ocorrer desbalanços na rede uma vez que o desbalanço pode ser representado como a introdução de um sinal com a mesma frequência da componente fundamental, porém de sequência negativa. Por fim, o SRF-PLL também pode não ser adequado na presença assimétrica de componentes CC (diferentes níveis de componentes CC nas três fases). A componente CC é convertida em um v_q oscilante e fará a estimação da fase oscilar na mesma frequência do sinal de entrada.

Assim, alguns métodos que estudaremos nas próximas sessões utilizam o SRF-PLL associado a filtros auxiliares a fim de obter o desacoplamento dos sinais de sequência positiva e negativa, bem como reduzir o efeito das componentes CC e harmônicas de baixa ordem.

2.3 DDSRF-PLL

Visando reduzir o efeito de desbalanços no SRF-PLL, Rodriguez et al. (2007) propõem aplicar um sistema de referência duplo, síncrono e desacoplado (*Decoupled Double Synchronous Reference Frame*, DDSRF). Este texto não tem como objetivo apresentar o DDSRF detalhado, o qual pode ser obtido no artigo original ou na tese de Souza (2012).

Após transformada para o referencial $\alpha\beta$, a tensão da rede desbalanceada e sem harmônicos, pode ser descrita como

$$\vec{V}_{\alpha\beta} = \begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} = \vec{V}^{+1} + \vec{V}^{-1} = V^{+1} \begin{bmatrix} \cos(\omega t) \\ \sin(\omega t) \end{bmatrix} + V^{-1} \begin{bmatrix} \cos(-\omega t + \phi^{-1}) \\ \sin(-\omega t + \phi^{-1}) \end{bmatrix}, \quad (2.1)$$

onde \vec{V}^{+1} e \vec{V}^{-1} são as componentes fundamentais de sequência positiva e negativa, respectivamente, V^{+1} e V^{-1} são suas amplitudes e ϕ^{-1} é o ângulo de fase da componente de sequência negativa. Considerando a existência de dois sistemas de referência síncronos, independentes, dq^{+1} e dq^{-1} , que ocupam posições angulares θ' e $-\theta'$ respectivamente, então, a tensão inicialmente no referencial $\alpha\beta$ pode ser representada por

$$\vec{V}_{dq^{+1}} = \begin{bmatrix} v_{d^{+1}} \\ v_{q^{+1}} \end{bmatrix} = [T_{dq}^{+1}] \vec{V}_{\alpha\beta} = V^{+1} \begin{bmatrix} \cos(\omega t - \theta') \\ \text{sen}(\omega t - \theta') \end{bmatrix} + V^{-1} \begin{bmatrix} \cos(-\omega t + \phi^{-1} - \theta') \\ \text{sen}(-\omega t + \phi^{-1} - \theta') \end{bmatrix}, \quad (2.2)$$

assim como por

$$\vec{V}_{dq^{-1}} = \begin{bmatrix} v_{d^{-1}} \\ v_{q^{-1}} \end{bmatrix} = [T_{dq}^{-1}] \vec{V}_{\alpha\beta} = V^{+1} \begin{bmatrix} \cos(\omega t + \theta') \\ \text{sen}(\omega t + \theta') \end{bmatrix} + V^{-1} \begin{bmatrix} \cos(-\omega t + \phi^{-1} + \theta') \\ \text{sen}(-\omega t + \phi^{-1} + \theta') \end{bmatrix}, \quad (2.3)$$

nos quais $[T_{dq}^{+1}]$ e $[T_{dq}^{-1}]$ são as matrizes de transformação do referencial $\alpha\beta$ para os sistemas de referência síncronos dq^{+1} e dq^{-1} , respectivamente.

Considerando que θ' é o ângulo estimado de fase da FFPS, obtido através de um SRF-PLL, pode-se admitir que o sistema de referência dq^{+1} girará quase solidário ao vetor FFPS, ou seja, $\theta' \approx \omega t$. Logo, sob esta condição, as equações 2.2 e 2.3 podem ser reescritas, respectivamente, como

$$\vec{V}_{dq^{+1}} = \begin{bmatrix} v_{d^{+1}} \\ v_{q^{+1}} \end{bmatrix} \approx V^{+1} \begin{bmatrix} 1 \\ \omega t - \theta' \end{bmatrix} + V^{-1} \begin{bmatrix} \cos(-2\omega t + \phi^{-1}) \\ \text{sen}(-2\omega t + \phi^{-1}) \end{bmatrix} \quad (2.4)$$

e

$$\vec{V}_{dq^{-1}} = \begin{bmatrix} v_{d^{-1}} \\ v_{q^{-1}} \end{bmatrix} \approx V^{+1} \begin{bmatrix} \cos(2\omega t) \\ \text{sen}(2\omega t) \end{bmatrix} + V^{-1} \begin{bmatrix} \cos(\phi^{-1}) \\ \text{sen}(\phi^{-1}) \end{bmatrix}. \quad (2.5)$$

Observamos que a equação 2.4 possui um termo constante em suas componentes direta e em quadratura, porém, possui também um termo indesejado que oscila na frequência 2ω , o qual depende da amplitude do vetor tensão de sequência negativa. Análise análoga pode ser feita para a equação 2.5. Visando manter boa resposta dinâmica do sistema, ao invés de reduzir a largura de banda do PLL (frequência de corte do controlador PI), Rodriguez et al. (2007) propõem realizar o desacoplamento dos sinais a partir de uma malha de desacoplamento. Nesta tese, iremos apresentar apenas o desacoplamento de sinais na frequência fundamental, visto que este é o foco de nosso trabalho. O caso geral pode ser encontrado em (SOUZA, 2012).

Por uma questão didática, consideraremos que o sistema está perfeitamente sincronizado, ou seja, $\omega t = \theta'$ e, conseqüentemente, V^{+1} e V^{-1} são iguais a v_d^{+1} e v_d^{-1} estimados, respectivamente, e v_q^{+1} e v_q^{-1} são nulos. Adicionalmente, assumimos ϕ^{-1} nulo. Nestas condições, a partir das equações 2.4 e 2.5, observamos que é possível estimar v_{dq}^{+1} e v_{dq}^{-1} anulando a parte oscilante conforme as equações:

$$\vec{V}_{dq^{+1}}^* = \begin{bmatrix} v_{d^{+1}}^* \\ v_{q^{+1}}^* \end{bmatrix} = V^{+1} \begin{bmatrix} 1 \\ \omega t - \theta' \end{bmatrix} + V^{-1} \begin{bmatrix} \cos(-2\omega t) \\ \text{sen}(-2\omega t) \end{bmatrix} - v_d^{-1} \begin{bmatrix} \cos(2\omega t) \\ -\text{sen}(2\omega t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{d^{+1}} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (2.6)$$

e

$$\vec{V}_{dq^{-1}}^* = \begin{bmatrix} v_{d^{-1}}^* \\ v_{q^{-1}}^* \end{bmatrix} = V^{+1} \begin{bmatrix} \cos(2\omega t) \\ \text{sen}(2\omega t) \end{bmatrix} + V^{-1} \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix} - v_d^{+1} \begin{bmatrix} \cos(2\omega t) \\ \text{sen}(2\omega t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{d^{-1}} \\ 0 \end{bmatrix}. \quad (2.7)$$

O valor de v_d^{-1} necessário para anular o termo oscilante na equação 2.6 é obtido a partir da equação 2.7. Analogamente, o valor de v_d^{+1} necessário para anular o termo oscilante na equação 2.7 é obtido a partir da equação 2.6. De fato, devido a realimentação destas variáveis e o consequente problema de instabilidade, são utilizados os valores estimados médios de v_d^{-1} e v_d^{+1} , ou seja, $\bar{v}_{d^{-1}}^*$ e $\bar{v}_{d^{+1}}^*$. Filtros passa baixa (*Low Pass Filter* - LPF) são utilizados a fim de obter os valores estimados médios.

Este modelo simplificado, para fins didático, demonstra a ideia básica do desacoplamento originalmente proposto por Rodriguez et al. (2007). O modelo completo do DDSRF-PLL pode ser obtido no artigo original ou na tese de Souza (2012). Implementamos o DDSRF-PLL no MATLAB de acordo com o artigo original, o qual não considera (nem deveria) v_q^{+1} e v_q^{-1} nulos. As equações 2.8, 2.9, 2.10 e 2.11 mostram as operações que desacoplam o sistema dq^{+1} dos efeitos de \vec{V}^{-1} , assim como dq^{-1} dos efeitos de \vec{V}^{+1} . Visando manter a terminologia original, as equações 2.8 e 2.9 compõem a rede de desacoplamento $D \begin{pmatrix} x = +1 \\ y = -1 \end{pmatrix}$ enquanto as equações 2.10 e 2.11 formam a rede de desacoplamento $D \begin{pmatrix} x = -1 \\ y = +1 \end{pmatrix}$. O “x” e o “y” são os parâmetros repassados para uma malha de desacoplamento genérica D, de acordo com o proposto por Rodriguez et al. (2007).

$$v_{d^{+1}}^* = v_{d^{+1}} - \bar{v}_{d^{-1}} \cos(2\omega t) - \bar{v}_{q^{-1}} \text{sen}(2\omega t) \quad (2.8)$$

$$v_{q^{+1}}^* = v_{q^{+1}} + \bar{v}_{d^{-1}} \text{sen}(2\omega t) - \bar{v}_{q^{-1}} \cos(2\omega t) \quad (2.9)$$

$$v_{d^{-1}}^* = v_{d^{-1}} - \bar{v}_{d^{-1}} \cos(-2\omega t) - \bar{v}_{q^{-1}} \text{sen}(-2\omega t) \quad (2.10)$$

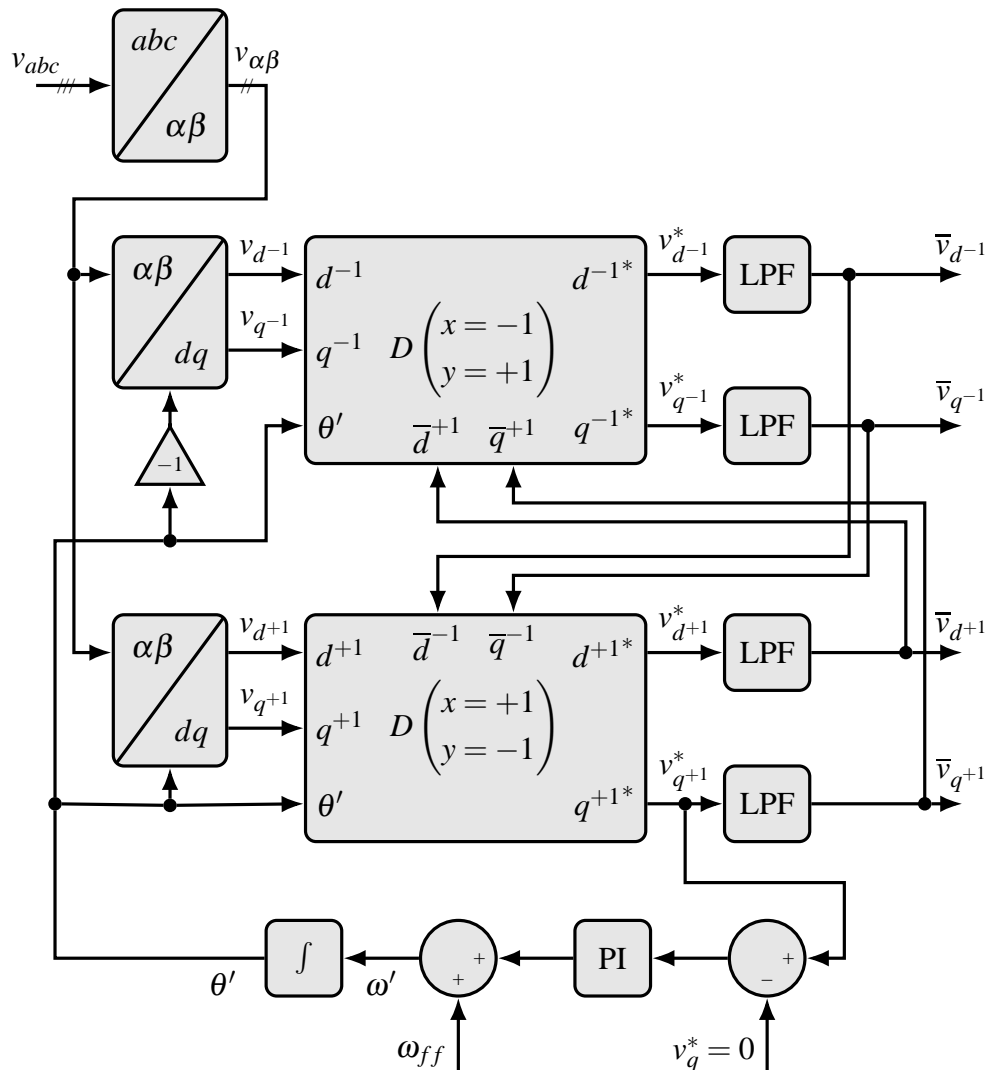
$$v_{q^{-1}}^* = v_{q^{-1}} + \bar{v}_{d^{-1}} \text{sen}(-2\omega t) - \bar{v}_{q^{-1}} \cos(-2\omega t) \quad (2.11)$$

Um diagrama em blocos completo, incluindo o SRF-PLL, que agora recebe majoritariamente informações da componente de sequência positiva da tensão, é apresentado na figura 4. O ω_{ff} tem a função de acelerar a convergência do sistema, em sua inicialização.

2.3.1 Ajuste fino dos parâmetros do DDSRF-PLL

Os parâmetros originalmente utilizados para os filtros passa baixa e do controlador PI, sugeridos por Rodriguez et al. (2007), visam manter largura de banda da malha de controle estreita e reduzir tempo de resposta, ou de acomodação, do PLL a eventos transitórios. Contudo, Golestan, Monfared e Freijedo (2013) consideram o projeto do PLL a partir de um modelo de pequenos sinais, descrevendo em um único modelo os blocos de desacoplamento e do

Figura 4 – Diagrama em blocos do DDSRF-PLL.



Fonte: Rodriguez et al. (2007).

controlador PI na malha de controle do SRF-PLL. Essa abordagem detalhada pode ser vista em (GOLESTAN; MONFARED; FREIJEDO, 2013). Os parâmetros sugeridos pelos dois artigos podem ser vistos na tabela 6. Todos os parâmetros estão relacionados com o controlador PI do SRF-PLL.

Golestan, Monfared e Freijedo (2013) não comparam diretamente o desempenho do DDSRF-PLL original com sua versão aperfeiçoada. Porém, indiretamente, é possível prever que há ganho de desempenho após ajuste dos parâmetros uma vez que o modelo de pequenos sinais do DSOGI-PLL é similar ao do DDSRF-PLL (GOLESTAN; MONFARED; FREIJEDO, 2013) e, para o DSOGI-PLL, está registrada uma redução no tempo de acomodação (critério de 2%) de 2,75 para 2,2 períodos da fundamental, tanto no salto de $+5\text{ Hz}$ na frequência, quanto no salto de $+40^\circ$ no ângulo de fase (GOLESTAN et al., 2014; GOLESTAN; MONFARED; FREI-

Tabela 6 – Parâmetros do DDSRF-PLL.

Sugerido por Rodriguez et al. (2007)	Sugerido por Golestan, Monfared e Freijedo (2013)
$V_1^+ = 100V$	$V_1^+ = 100V$
$\xi = 0,707$	$\xi = 0,700$
$\omega_c = 157,08 rad/s$	$\omega_c = 138,23 rad/s$
$k_p = 2,22$	$k_p = 1,38$
$k_i = 246,7$	$k_i = 79,61$

Fonte: Rodriguez et al. (2007), Golestan, Monfared e Freijedo (2013).

JEDO, 2013). Também ocorreu menor *overshoot* em ambos os casos de teste. Prosseguindo com a análise do DDSRF-PLL, o desempenho do sistema proposto por Golestan, Monfared e Freijedo (2013) é apresentado na tabela 7. É curioso observar na tabela que houve estreitamento da banda do controlador PI na proposta de Golestan, Monfared e Freijedo (2013), porém, ao observar seu funcionamento junto com o DDSRF, houve redução no tempo de acomodação.

Tabela 7 – Resultados do DDSRF-PLL com parâmetros ajustados (GOLESTAN; MONFARED; FREIJEDO, 2013).

Parâmetro	Resultado
Teste 1: salto de frequência em $+5Hz$	
Tempo de acomodação*	$\approx 2,2$ ciclos
<i>overshoot</i> na frequência**	$\approx 40\%$
Teste 2: salto de fase em $+40^\circ$	
Tempo de acomodação*	$\approx 2,2$ ciclos
<i>overshoot</i> na fase**	$\approx 34\%$
Teste 3: distorções harmônicas***	
Erro de fase****	$0,15^\circ$
Erro de frequência****	$0,8Hz$

Fonte: (GOLESTAN et al., 2014).

*: Tempo de acomodação na detecção da fase da componente FFPS (2% settling time criterion).

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

***: Composição do sinal de entrada: $V_1^+ = 1$ pu, $V_1^- = 0,1$ pu, $V_5^- = 0,1$ pu e $V_7^+ = 0,05$ pu.

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

2.4 DSOGI-PLL

A arquitetura desenvolvida por Rodriguez et al. (2006) é composta por três subsistemas previamente conhecidos na literatura: (i) Geradores de sinal em quadratura (*Quadrature Signal Generator - QSG*) baseados em integradores de segunda ordem (*Second Order Generalized Integrator - SOGI*); (ii) Calculador de sequência positiva (*Positive-Sequence Calculator - PSC*) e (iii) SRF-PLL. Este texto não tem como objetivo apresentar o DSOGI detalhado, o qual pode ser obtido no artigo original ou na tese de Souza (2012).

A ideia consiste em calcular a tensão instantânea de sequência positiva, no referencial $\alpha\beta$, a partir do sinal original e do mesmo defasado em 90 graus. Uma vez que as transformadas utilizadas para obter a tensão no referencial $\alpha\beta$ a partir do sinal em abc ($[T_{\alpha\beta}]$) e a componente de sequência positiva a partir do sinal em $\alpha\beta$ ($[T_+]$) são

$$[T_{\alpha\beta}] = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \quad (2.12)$$

e

$$[T_+] = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 & a^2 & a \\ a & 1 & a^2 \\ a^2 & a & 1 \end{bmatrix}, a = e^{-j\frac{2\pi}{3}} \quad (2.13)$$

temos que

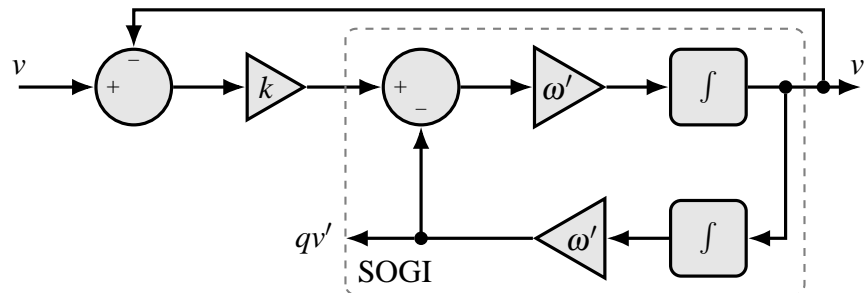
$$v_{\alpha\beta}^+ = [T_{\alpha\beta}]v_{abc}^+ = [T_{\alpha\beta}][T_+]v_{abc} = [T_{\alpha\beta}][T_+][T_{\alpha\beta}]^{-1}v_{\alpha\beta} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 1 & -q \\ q & 1 \end{bmatrix} v_{\alpha\beta}, q = e^{-j\frac{\pi}{2}}. \quad (2.14)$$

Esta última equação é o calculador de sequência positiva (PSC). Note que a e q representam atrasos de 120° e 90° , respectivamente. O sinal em quadratura pode ser gerado simplesmente ao atrasar o sinal de entrada em $1/4$ de ciclo. Contudo, visando, adicionalmente, filtrar componentes harmônicas, Rodriguez et al. (2007) optam por utilizar filtros integradores de segunda ordem (SOGI) com defasagem de 90 graus na frequência fundamental. O diagrama em blocos de um QSG pode ser visto na figura 5.

Logo, para obter os sinais v'_α e v'_β em quadratura (qv'_α e qv'_β), visando aplicar na equações 2.14, Rodriguez et al. (2006) utiliza dois integradores de segunda ordem (DSOGI) na arquitetura do QSG. Assim como no DDSRF-PLL, o sinal com a componente de sequência positiva é aplicado a um SRF-PLL, formando o DSOGI-PLL.

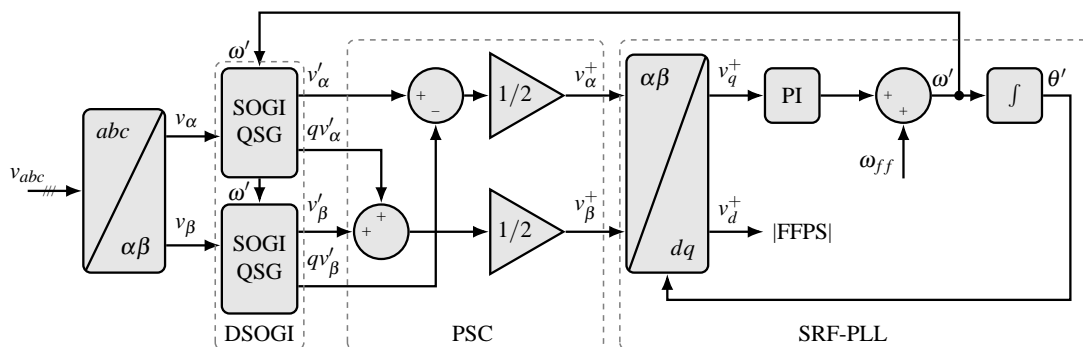
A precisão da estimação do sinal direto (v') e do sinal em quadratura (qv') depende da correta estimação da frequência da rede (ω'), e a precisão de qv' impacta significativamente na precisão global do sistema. Visando reduzir o erro na geração destes sinais, o DSOGI-QSG é adaptativo em frequência e, para tal, utiliza a frequência fornecida pelo SRF-PLL como frequência de referência (ω'). O diagrama em blocos do DSOGI-PLL pode ser visto na figura 6.

Figura 5 – Diagrama em blocos do SOGI-QSG.



Fonte: Rodriguez et al. (2006).

Figura 6 – Diagrama em blocos do DSOGI-PLL.



Fonte: Rodriguez et al. (2006).

A escolha do parâmetro k (do SOGI-QSG), a resposta em frequência, o cálculo do erro, a análise da adaptabilidade em frequência e resultados de simulações podem ser obtidos no artigo original (RODRIGUEZ et al., 2006) ou na tese de Souza (2012).

2.4.1 Aperfeiçoamento do DSOGI-PLL utilizando um controlador PID na malha do SRF-PLL

Tipicamente um controlador PI é utilizado na malha do SRF-PLL, conforme visto na figura 6. Adicionalmente, os parâmetros desse controlador PI são geralmente determinados desconsiderando a dinâmica do DSOGI e do PSC. Contudo, uma melhor resposta dinâmica pode ser obtida se considerarmos a dinâmica do DSOGI-PLL como um todo na definição do tipo e dos parâmetros do filtro na malha do SRF-PLL.

O DSOGI, com o PSC, podem ser modelados como um filtro passa baixa para as componentes de sequência positiva (RODRIGUEZ et al., 2006) e, por uma questão de estabilidade na adaptabilidade na frequência do DSOGI-PLL, o SRF-PLL deve ser suficientemente mais lento que o DSOGI-QSG, visto que o SRF-PLL deve fornecer um ω' estável, prejudicando a

resposta dinâmica completa do sistema. Golestan et al. (2014) propõem utilizar um controlador PID na malha do SRF-PLL, ao invés do PI, com o objetivo de adicionar um grau de liberdade ao projetista e possibilitar a compensação do atraso de fase gerado pelo DSOGI-QSG sem reduzir a largura de banda do SRF-PLL.

A função de transferência do controlador PID é da forma:

$$G_{PID}(s) = k_p \frac{1 + \tau_i s}{\tau_i s} \frac{1 + \tau_d s}{1 + DFF \tau_d s}, \quad (2.15)$$

onde k_p é o ganho proporcional, τ_i e τ_d são as constantes de tempo integral e derivativa, respectivamente, e DFF é denominado fator derivativo do controlador. De fato, o termo $1 + DFF \tau_d s$ no denominador, com $DFF < 1$, é ajustado para produzir um polo com a finalidade de limitar o ganho do controlador em altas frequências, evitando que o PID amplifique ruídos e interferências de alta frequência no sistema.

O ajuste dos parâmetros do controlador PID é realizado com o objetivo de cancelar o polo do DSOGI com PSC, lembrando que estes podem ser simplificados como um filtro passa baixa de primeira ordem, com resposta:

$$G_{DSOGI}(s) = \frac{\omega_p}{s + \omega_p}. \quad (2.16)$$

Logo, o cancelamento é obtido ao fazer $\tau_d = 1/\omega_p$. Com esta escolha, e considerando que o termo que corresponde ao polo de alta frequência do filtro derivativo tem relativamente pouca influência sobre a dinâmica do PLL, o ganho em malha aberta do DSOGI-QSG, PSC e SRF-PLL em cascata pode ser aproximado para:

$$G(s) \approx k_p \frac{1 + \tau_i s}{\tau_i s}. \quad (2.17)$$

Este procedimento detalhado pode ser visto no artigo original (GOLESTAN et al., 2014). Os parâmetros calculados a partir deste procedimento estão listados na tabela 8. Por uma questão de coerência na comparação dos resultados, Golestan et al. (2014) mantiveram a amplitude da componente FFPS na entrada do sistema (V_1^+) e o fator de amortecimento do DSOGI-QSG (ξ) do artigo original (RODRIGUEZ et al., 2006). Um resumo do resultado experimental pode ser visto na tabela 9.

Apesar do pior desempenho quanto a supressão de componentes harmônicas, optamos por implementar o sistema proposto por Golestan et al. (2014) tendo em vista a redução obtida do tempo de acomodação na detecção da fase da componente FFPS (*2% settling time criterion*). Este é o principal parâmetro de desempenho a ser considerado neste trabalho. Adicionalmente, o valor máximo de pico na frequência estimada pelo PLL durante o período transitório (*overshoot*) mostra que a acomodação mais rápida do sistema com PID não teve como consequência um maior *overshoot*.

Tabela 8 – Parâmetros do DSOGI-PLL.

Sugerido por Golestan et al. (2014)	Parâmetros típicos Rodriguez et al. (2006)
$V_1^+ = 100V$	$V_1^+ = 100V$
$\xi = \sqrt{2}$	$\xi = \sqrt{2}$
$k_p = 1,777$	$k_p = 2,22$
$\tau_i = 11,25ms$	$k_i = 61,69$
$\tau_d = 4,502ms$	
$DFF = 0,2$	

Fonte: (GOLESTAN et al., 2014).

Tabela 9 – Resultados comparativos do DSOGI-PLL com controlador PI (RODRIGUEZ et al., 2006) e com controlador PID (GOLESTAN et al., 2014) na malha do SRF-PLL.

Parâmetro de comparação	Controlador PID (GOLESTAN et al., 2014)	Controlador PI (RODRIGUEZ et al., 2006)
Teste 1: salto de frequência em $+5Hz$		
Tempo de acomodação*	1,75 ciclos	2,75 ciclos
<i>overshoot</i> na frequência**	$\approx 32\%$	$\approx 42\%$
Teste 2: salto de fase em $+40^\circ$		
Tempo de acomodação*	1,75 ciclos	2,75 ciclos
<i>overshoot</i> na fase**	$\approx 28\%$	$\approx 36\%$
Teste 3: distorções harmônicas***		
Erro máx da FFPS	$\approx 0,015$ pu	$\approx 0,015$ pu
Erro máx de fase	$\approx 0,4^\circ$	$\approx 0,15^\circ$

Fonte: (GOLESTAN et al., 2014).

*: Tempo de acomodação na detecção da fase da componente FFPS (*2% settling time criterion*).

** : Pico máximo na frequência/fase estimada pelo PLL durante o período transitório (*overshoot*)

***: Composição do sinal de entrada: $V_1^+ = 1$ pu, $V_1^- = 0,1$ pu, $V_5^- = 0,05$ pu e $V_7^+ = 0,05$ pu

2.5 OUTROS MÉTODOS DE SINCRONIZAÇÃO

Antes de apresentar as técnicas baseadas em cancelamento por sinal atrasado (*Delayed Signal Cancellation – DSC*) na próxima seção, que é a base desta tese de doutorado, iremos apresentar uma visão geral de outras técnicas de sincronização e avanços recentes nessa área. Em geral, essas técnicas visam: i) explorar diferentes arquiteturas de PLL, por exemplo, modificando o número de integradores na malha de controle do PLL; ii) melhorar o desempenho dinâmico dos PLLs ao ajustar os parâmetros dos componentes, tal como os do filtro na malha

de controle; iii) reduzir o esforço computacional, por exemplo, ao eliminar a necessidade direta da computação de funções trigonométricas; iv) melhorar a capacidade de rejeição a distúrbios com a inclusão de diferentes filtros, antes da entrada ou interna à malha de controle do PLL (GOLESTAN; GUERRERO; VASQUEZ, 2016).

Iniciaremos com os PLL de múltiplos SRF (*Multiple SRF filtering-based PLL* - MSRF-PLL) (RODRIGUEZ et al., 2005; XIAO; CORZINE; VENAYAGAMOORTHY, 2008). A ideia de um módulo do MSRF é separar as componentes de sequência positiva e negativa de uma determinada componente, fundamental ou harmônica, através de dois SRF, operando com a mesma velocidade angular, porém, em sentidos contrários, além de uma realimentação cruzada. Quando o objetivo é separar a FFPS e FFNS, podemos usar apenas um módulo do MSRF (dois SRF), também denominado de PLL baseado em duplo SRF (*Dual filtering-based PLL* - DSRF-PLL). Contudo, a presença de harmônicos na entrada do DSRF-PLL causa oscilações indesejadas nas grandezas estimadas. Para reduzir o problema, vários SRF podem ser incluídos, sintonizados nas frequências comumente presentes no sinal de entrada, ao custo do aumento da complexidade computacional do sistema. É importante notar que o DSRF-PLL, para separar a FFPS e a FFNS, é matematicamente equivalente ao DDSRF-PLL (GOLESTAN; GUERRERO; VASQUEZ, 2016).

Os filtros de coeficientes complexos (*Complex-Coefficient Filter* - CCF) são capazes de distinguir as sequências positiva e negativa para uma mesma frequência. Logo, podemos utilizar dois CCF para extrair as componentes FFPS e FFNS (GUO; WU; CHEN, 2011). Neste caso, denominamos a técnica de PLL com duplo CCF (*Double CCF-based PLL* - DCCF-PLL). Assim como no MSRF-PLL, é possível utilizar vários CCF visando melhorar a rejeição a distúrbios. Neste caso, denominamos de PLL baseado em múltiplos CCF (*Multiple CCF-based PLL* - MCCF-PLL). A mesma estratégia descrita na seção 2.4, a qual insere zeros no filtro de malha do SRF-PLL para cancelar polos do DSOGI, pode ser aplicada no DCCF-PLL (GOLESTAN et al., 2014) visando melhorar a resposta dinâmica do PLL.

O filtro de média móvel (*Moving Average Filter* - MAF) deixa passar a componente DC e bloqueia as componentes de frequência múltiplas inteiras de $1/T_w$, onde T_w é o comprimento da janela do filtro. Logo, se aplicarmos o MAF no v_d e v_q , na malha de controle do SRF-PLL, aumentaremos a capacidade de rejeição a distúrbios do PLL (GHOSHAL; JOHN, 2007). Comportamento similar é obtido com o sistema em referência natural (*Natural Reference Frame PLL* - NRF-PLL) (PADUA; DECKMANN; MARAFAO, 2005), pois ambas as técnicas são matematicamente similares (SOUZA, 2012). Contudo, inserir o MAF torna a resposta do SRF-PLL mais lenta, devido à adição de atraso de fase pelo MAF. Golestan, Guerrero e Vasquez (2016) cita diversos aperfeiçoamentos visando melhorar a resposta dinâmica do MAF-PLL, sem reduzir a sua capacidade de filtragem.

O filtro notch (*Notch Filter* - NF) tem aplicação similar ao MAF, com a diferença que um MAF rejeita uma família de harmônicas enquanto um NF rejeita uma única componente

harmônica. Normalmente, a versão adaptativa em frequência do NF é preferível (*Adaptive Notch Filter* - ANF) devido à possibilidade de utilizar um filtro com largura de banda mais estreita, reduzindo o atraso do PLL, além da redução do erro em casos de variação da frequência, ao custo do aumento da complexidade computacional (YAZDANI et al., 2008).

Golestan, Guerrero e Vasquez (2016) citam diversas semelhanças matemáticas entre os métodos citados. Sob algumas condições usuais, o DCCF-PLL, DSRF-PLL, DDSRF-PLL, ANF-PLL e o DSOGI-PLL são matematicamente equivalentes, enquanto o MAF-PLL possui, na prática, semelhanças com métodos baseados em DSC (GOLESTAN et al., 2015), os quais analisaremos na próxima seção. A escolha do DDSRF-PLL e DSOGI-PLL para implementação e comparação com a técnica proposta nesta tese está de acordo com a metodologia apresentada na seção 2.1.

2.6 GDSC-PLL

Nesta seção, iremos apresentar o GDSC-PLL, tendo como referência a tese de Souza (2012), os artigos Neves et al. (2010a), Neves et al. (2012) e a revisão de Golestan, Guerrero e Vasquez (2016). Visto que o GDSC-PLL é o método que usaremos como base deste trabalho de doutorado, iremos detalhar a descrição matemática, a implementação, a resposta no domínio da frequência e a implementação adaptativa na frequência do GDSC-PLL. Adicionalmente, analisaremos durante o texto duas técnicas afins: o GDSC-PLL aperfeiçoado (GOLESTAN et al., 2015) e o dq-CDSC (GOLESTAN et al., 2015).

2.6.1 Visão geral do GDSC-PLL

O GDSC-PLL segue o mesmo propósito do DDSRF-PLL e do DSOGI-PLL, já estudados nesta tese. Visando melhorar o desempenho do SRF-PLL em ambientes sujeitos à presença de harmônicos e, principalmente, desbalanços na rede, utilizamos operadores DSC na função de filtro de componentes harmônicas de sequência específica, geralmente sintonizados na componente fundamental de sequência positiva (FFPS). Desse modo, o SRF-PLL pode ter seu controlador PI (ou PID) ajustado com ampla largura de banda, resultando em detecção rápida da fase e amplitude do sinal.

O cancelamento por sinal atrasado (*Delayed Signal Cancellation* – DSC) é um operador popular em métodos de sincronização (GOLESTAN; GUERRERO; VASQUEZ, 2016). A versão generalizada do cancelamento por sinal atrasado (*Generalized Delayed Signal Cancellation* – GDSC) permite que o DSC seja facilmente adaptado para diferentes cenários.

O GDSC pode ser utilizado na malha interna do SRF-PLL ou como um pré-filtro. A aplicação na malha interna aumenta, em geral, o atraso de fase do sistema de controle, reduzindo a resposta dinâmica do PLL. Um aperfeiçoamento desta técnica é apresentado em (GOLESTAN et al., 2015) onde é utilizado um controlador PID. Neste artigo ainda é apresentada uma com-

paração com o MAF-PLL, indicando que o comportamento do dqCDSC-PLL e do MAF-PLL são similares em circunstâncias operacionais típicas. Portanto, visando obter melhor resposta dinâmica, a aplicação mais comum do GDSC é como pré-filtro (GOLESTAN; GUERRERO; VASQUEZ, 2016).

A lógica de um operador GDSC é simples, fundamentada em operações matemáticas que fazem uso do armazenamento de valores passados dos sinais. Suponha que desejamos anular a segunda harmônica de um determinado sinal trifásico. Se analisarmos as componentes do sinal isoladamente no plano $\alpha\beta$, para um único período da componente fundamental, temos que o vetor espacial referente à segunda harmônica realiza dois giros no plano. Observamos que o vetor girante de segunda harmônica estará na mesma posição a cada meio período da fundamental. Ou seja, uma vez que o sinal é periódico, subtraindo o vetor atual pelo vetor que foi armazenado anteriormente a meio período da fundamental, teremos uma anulação do vetor girante de segunda harmônica. Se repetirmos este teste com qualquer harmônica de ordem par, o resultado será o mesmo.

Observe que se aplicarmos esse mesmo operador subtrativo para a componente fundamental, assim como para qualquer componente harmônica de ordem ímpar, sua amplitude será duplicada, pois, o vetor girante estará em sentido oposto a cada meio período da fundamental. Logo, se o objetivo for aplicar ganho unitário a FFPS, devemos dividir o resultado desse operador por dois. Portanto, considerando a linearidade do sistema, o operador descrito, que subtrai o vetor atual do vetor anteriormente armazenado a meio período da fundamental (com qualquer composição harmônica), irá anular todas as componentes de ordem par e resultará em ganho unitário para todas as componentes de ordem ímpar.

O projeto do operador DSC para suprimir as componentes pares pode ser realizado de forma empírica, conforme demonstrado. Porém, se desejarmos suprimir outras famílias de componentes, o projeto empírico do operador é trabalhoso. Felizmente, a generalização do cancelamento por sinal atrasado permite projetar operadores facilmente, de modo sistemático. Adicionalmente, operadores GDSC são aplicados em cascata visando aperfeiçoar a capacidade de filtragem de harmônicos. O número de operadores em cascata depende das componentes harmônicas que se deseja anular. A seguir, apresentaremos a descrição matemática, a implementação, a resposta no domínio da frequência e a implementação adaptativa na frequência do GDSC-PLL.

2.6.2 Descrição matemática de uma operação GDSC

O texto desta seção foi parcialmente extraído e resumido da tese de Souza (2012), um dos autores da técnica, já que não há observações adicionais quanto à descrição matemática do GDSC em relação ao texto original.

O vetor de componente harmônica de sequência positiva ou negativa pode ser representado por

$$\vec{v}_{\alpha\beta}^{(h_s)} = V_{\alpha\beta}^{(h_s)} e^{sgn(h_s)j\varphi^{(h_s)}} e^{jh_s\omega t}, \quad (2.18)$$

em que,

$$h_s = \begin{cases} h, & \text{para } h\text{-ésima componente harmônica de sequência positiva;} \\ -h, & \text{para } h\text{-ésima componente harmônica de sequência negativa.} \end{cases}$$

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

$$\vec{v}_{\alpha\beta-\theta_d}^{(h_s)} = V_{\alpha\beta}^{(h_s)} e^{sgn(h_s)j\varphi^{(h_s)}} e^{jh_s(\omega t - \theta_d)} = \vec{v}_{\alpha\beta}^{(h_s)} e^{-jh_s\theta_d}. \quad (2.19)$$

Uma operação matemática em que os vetores original e atrasado são combinados pode ser descrita como:

$$\vec{f}_{gdsc} = \vec{a} \left(\vec{v}_{\alpha\beta} + e^{j\theta_r} \vec{v}_{\alpha\beta-\theta_d} \right), \quad (2.20)$$

em que o ganho complexo \vec{a} e o ângulo θ_r , têm valores constantes. Substituindo (2.19) em (2.20), o sinal transformado de ordem h_s é

$$\vec{f}_{gdsc}^{(h_s)} = \vec{a} \left(\vec{v}_{\alpha\beta}^{(h_s)} + e^{j\theta_r} e^{-jh_s\theta_d} \vec{v}_{\alpha\beta}^{(h_s)} \right). \quad (2.21)$$

Então, o ganho da operação (2.21), que é $\vec{f}_{gdsc}^{(h_s)} / \vec{v}_{\alpha\beta}^{(h_s)}$, pode ser obtido:

$$\vec{G}^{(h_s)} = \vec{a} [1 + e^{j(\theta_r - h_s\theta_d)}]. \quad (2.22)$$

Tendo em vista que a implementação da técnica baseada na GDSC dar-se-á de forma digital, (2.20) passa a ser

$$\vec{f}_{gdsc}(kT_s) = \vec{a} \left\{ \vec{v}_{\alpha\beta}(kT_s) + e^{j\theta_r} \vec{v}_{\alpha\beta}[(k - k_d)T_s] \right\}, \quad (2.23)$$

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

$$k_d = \text{round} \left(\frac{N\theta_d}{2\pi} \right), \quad (2.24)$$

em que, N é a quantidade de pontos amostrados durante um período da fundamental. Substituindo o sinal de entrada por sua versão expandida em duas séries harmônicas, de sequências positiva e negativa, em (2.23), tem-se

$$\vec{f}_{gdsc}(kT_s) = \sum_{h=0}^{\frac{N}{2}-1} \vec{v}_{\alpha\beta+}^{(h)} \vec{a} [1 + e^{j(\theta_r - h\frac{2\pi}{N}k_d)}] + \sum_{h=1}^{\frac{N}{2}-1} \vec{v}_{\alpha\beta-}^{(h)*} \vec{a} [1 + e^{j(\theta_r + h\frac{2\pi}{N}k_d)}]. \quad (2.25)$$

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

$$\vec{G}^{(h_s)} = \vec{a}[1 + e^{j(\theta_r - h_s \frac{2\pi}{N} k_d)}]. \quad (2.26)$$

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

$$\theta_r - h_s \frac{2\pi}{N} k_d = -\pi(1 + 2n), \quad (2.27)$$

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

$$h_s = \left(\frac{N\theta_r}{2\pi k_d} + \frac{N}{2k_d} \right) + \frac{N}{k_d} n. \quad (2.28)$$

Suponha que h_d é a componente harmônica que deve ser detectada. De (2.28), vê-se que os parâmetros θ_r e k_d da operação (2.23) podem ser escolhidos para eliminar uma família de vetores de componentes harmônicas

$$h_s = h_d + (q + pn), \quad (2.29)$$

q e p são arbitrariamente escolhidos. O parâmetro q é escolhido para definir a componente harmônica a ser eliminada ($h_d + q$) que está mais próxima da componente que se deseja detectar (h_d), enquanto o parâmetro p determina a periodicidade das componentes harmônicas eliminadas a partir do harmônico ($h_d + q$). Segundo (2.28), isto é atingido ao fazer:

$$\begin{cases} k_d = \frac{N}{p} \\ h_d + q = \frac{N\theta_r}{2\pi k_d} + \frac{N}{2k_d} \Rightarrow \theta_r = \frac{2\pi}{p}(h_d + q) - \pi \end{cases}. \quad (2.30)$$

Geralmente, é desejável que o ganho da operação para a componente que se deseja detectar (h_d) seja unitário. Logo, o ganho complexo \vec{a} é escolhido de modo que o ganho da operação para a componente desejada h_d seja unitário:

$$\vec{a} = \frac{1}{1 + e^{j\pi(\frac{2q}{p} - 1)}}. \quad (2.31)$$

Salienta-se que a operação (2.23) é um filtro digital FIR e portanto incondicionalmente estável.

2.6.3 Implementação do GDSC

Operações do tipo (2.23) podem ser colocadas em cascata para cancelar diversas famílias de componentes harmônicas em torno da componente que desejamos detectar. Por

exemplo, considere uma primeira operação (denominada de **A**), projetada para detectar a componente h_d e cancelar as componentes harmônicas $[h_d + (1 + 2n)]$, $\forall n \in \mathbf{Z}$. Depois de passar pela operação **A**, as componentes harmônicas não eliminadas são $[h_d + 2n]$. Se **A** é posta em cascata com a operação **B**, projetada para detectar a componente h_d e cancelar as componentes $[h_d + (2 + 4n)]$, então as componentes que ainda estão presentes no sinal filtrado são $[h_d + 4n]$. E assim sucessivamente, estendendo a capacidade de filtragem do GDSC.

Os parâmetros de cada operação são diretamente calculados de (2.30) e (2.31), substituindo h_d e os respectivos valores de q e p . Deste modo, o primeiro passo para implementar as operações em cascata é calcular os parâmetros k_{dA} , θ_{rA} e \vec{a}_A da operação **A**, assim como os respectivos parâmetros das demais operações em cascata. Note que k_{dA} amostras das componentes α e β do vetor de entrada devem ser armazenadas na memória para implementar a operação **A**. O mesmo ocorre analogamente para as demais operações em cascata.

Para exemplificar a implementação GDSC em cascata, considere um caso típico em que o vetor de FFPS de um sinal trifásico deve ser estimado, ou seja, $h_d = +1$. Consideraremos cinco operações em cascata: **A**, **B**, **C**, **D** e **E**, visando suprimir as componentes $2 + 2n$, $3 + 4n$, $5 + 8n$, $9 + 16n$ e $17 + 32n$ respectivamente. Em outras palavras, as operações deixam passar apenas as componentes $1 + 32n$. Para tais operações, os parâmetros, calculados mediante (2.30) e (2.31) são mostrados na tabela 10.

Tabela 10 – Parâmetros de **A** - **E** para detecção do vetor de FFPS.

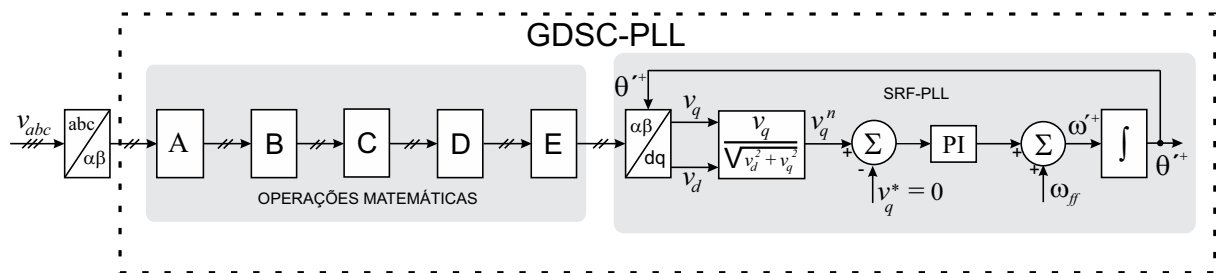
Operação	Componentes suprimidas	hd	q	k_d	θ_r	\vec{a}
A	$2 + 2n$	1	1	$N/2$	180°	$1/2$
B	$3 + 4n$	1	2	$N/4$	90°	$1/2$
C	$5 + 8n$	1	4	$N/8$	45°	$1/2$
D	$9 + 16n$	1	8	$N/16$	$22,5^\circ$	$1/2$
E	$17 + 32n$	1	16	$N/32$	$11,25^\circ$	$1/2$

Fonte: (SOUZA, 2012).

Para obter o vetor de sequência positiva na frequência fundamental usando o esquema GDSC com as cinco operações apresentadas, faz-se necessário armazenar $(N/2 + N/4 + N/8 + N/16 + N/32) = (31N/32)$ vetores $\alpha\beta$, o que corresponde a $348,75^\circ$ do ciclo da fundamental. Convém salientar que algumas operações podem ser evitadas caso se conheça previamente a composição harmônica do sinal de entrada, reduzindo a quantidade de memória necessária para armazenar as amostras e o tempo de resposta do GDSC. Por exemplo, se não houver a necessidade de eliminar as componentes harmônicas pares e componentes harmônicas de alta ordem, apenas as operações **B**, **C** e **D** podem ser suficientes. Nesta situação, o número total de amostras a serem armazenadas corresponde a $157,5^\circ$, isto é, $(7N/16)$ vetores $\alpha\beta$.

Como utilizamos o GDSC na função de pré-filtro para o SRF-PLL, a saída da última operação em cascata (neste exemplo, a operação **E**) é conectada à entrada do SRF-PLL. No SRF-PLL, a componente do eixo q do vetor é normalizada para tornar o projeto do controlador PI independente da amplitude do vetor de entrada. As componentes de alta frequência não eliminadas pelas operações em cascata podem ser atenuadas pela escolha adequada da largura de banda do SRF-PLL. O esquema do GDSC-PLL analisado é mostrado na figura 7. Neste caso, v_d e Θ'^{+} são as estimações da amplitude e do ângulo de fase da componente FFPS.

Figura 7 – Diagrama em blocos do GDSC-PLL.



Fonte: (SOUZA, 2012)

Com o objetivo de projetar os ganhos do controlador PI (k_p e k_i), obtém-se a função de transferência da malha de controle. Efetuando uma aproximação linear, conforme apresentado por Chung (2000), reproduz-se a função de transferência no domínio da frequência:

$$H(s) = \frac{2\xi\omega_c s + \omega_c^2}{s^2 + 2\xi\omega_c s + \omega_c^2}, \quad (2.32)$$

em que,

$$\omega_c = \sqrt{k_i}, \quad \xi = \frac{k_p}{2} \sqrt{\frac{1}{k_i}},$$

ω_c é a frequência natural não amortecida e ξ é o coeficiente de amortecimento do sistema.

Entretanto, como a implementação da técnica de detecção GDSC-PLL é digital, serve-se da análise no domínio do tempo discreto do SRF-PLL. A partir do método *Euler forward*, a função de transferência do PI discreto é

$$G_{PI}(z) = K_p \frac{z - \alpha}{z - 1}, \quad (2.33)$$

em que $\alpha = 1 - (K_i T_s / K_p)$. Os parâmetros k_p (ganho proporcional) e α são determinados pelas especificações de ξ e ω_c :

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

$$\alpha = \frac{1 - e^{-2\xi\omega_c T_s}}{2 \left[1 - e^{-\xi\omega_c T_s} \cos(\omega_c T_s \sqrt{1 - \xi^2}) \right]}. \quad (2.34)$$

O ganho integral é igual a

$$k_i = \frac{k_p}{T_s}(1 - \alpha) \quad (2.35)$$

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

A frequência natural escolhida depende da componente harmônica de mais baixa ordem que deve ser filtrada pelo SRF-PLL. Frequência natural menor implica uma menor banda de passagem do SRF-PLL e uma resposta mais lenta. Logo, usando apenas um SRF-PLL, sem o GDSC como pré-filtro, uma frequência natural baixa deve ser escolhida a fim de atenuar os efeitos dos harmônicos de baixa ordem. Já para o GDSC-PLL, uma banda de passagem muito mais alta pode ser especificada, visto que os harmônicos de baixa ordem são completamente eliminados pelas operações GDSC em cascata.

2.6.4 Resposta no domínio da frequência

Substituindo os valores da tabela 10 em (2.26), obtemos os seguintes ganhos para as operações GDSC:

$$\vec{G}_A^{(h_s)} = \frac{1}{2}[1 + e^{j\pi(1-h_s)}], \quad (2.36)$$

$$\vec{G}_B^{(h_s)} = \frac{1}{2}[1 + e^{j\frac{\pi}{2}(1-h_s)}], \quad (2.37)$$

$$\vec{G}_C^{(h_s)} = \frac{1}{2}[1 + e^{j\frac{\pi}{4}(1-h_s)}], \quad (2.38)$$

$$\vec{G}_D^{(h_s)} = \frac{1}{2}[1 + e^{j\frac{\pi}{8}(1-h_s)}], \quad (2.39)$$

$$\vec{G}_E^{(h_s)} = \frac{1}{2}[1 + e^{j\frac{\pi}{16}(1-h_s)}]. \quad (2.40)$$

Uma avaliação das operações em cascata **A** - **E** pode ser feita computando o valor absoluto e o ângulo de fase dos ganhos (2.36) - (2.40) para diferentes componentes harmônicas e inter-harmônicas. O ganho na magnitude por unidade (pu) e o ângulo de fase em graus podem ser obtidos de:

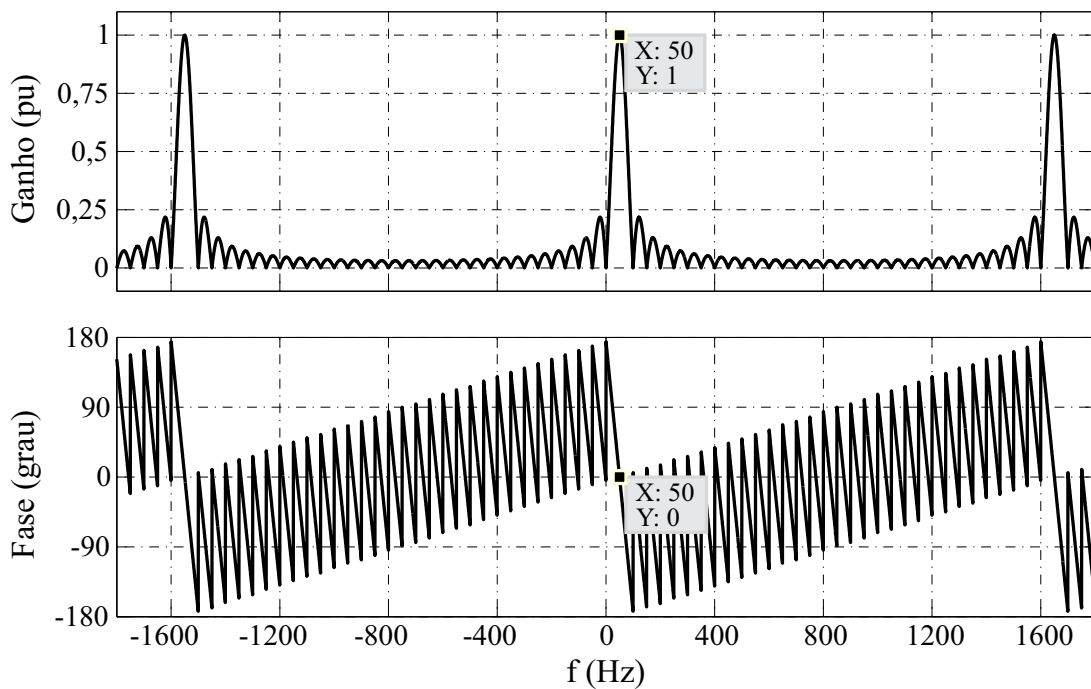
$$\text{Ganho(pu)} = |\vec{G}_A^{(h_1)} \vec{G}_B^{(h_1)} \vec{G}_C^{(h_1)} \vec{G}_D^{(h_1)} \vec{G}_E^{(h_1)}|, \quad (2.41)$$

$$\text{Fase(grau)} = \arg\{\vec{G}_A^{(h_1)} \vec{G}_B^{(h_1)} \vec{G}_C^{(h_1)} \vec{G}_D^{(h_1)} \vec{G}_E^{(h_1)}\}, \quad (2.42)$$

e são plotados na figura 8. Nesta figura, a frequência nominal é de 50 Hz e a frequência negativa é utilizada para indicar que os ganhos são para os vetores de sequência negativa. Observe que a periodicidade é 32, logo, o ganho é unitário para as componentes de ordem $h_s = 1 + 32N$. Ou seja, uma família de componentes de alta frequência não é suprimida pelo filtro GDSC. Este

comportamento não implica em perda de desempenho visto que o GDSC é utilizado como um pré-filtro para o SRF-PLL, e as componentes de ordens elevada são severamente atenuadas pelo SRF-PLL. Mas, caso se deseje aplicar o filtro GDSC sem o SRF-PLL, e se as componentes de ordens elevada tiverem amplitudes significativas no sinal de entrada, temos também a opção de adicionar novas operações GDSC em cascata com o objetivo de suprimir as componentes indesejadas.

Figura 8 – Resposta em frequência das operações A - E em cascata.



Fonte: (SOUZA, 2012)

Observamos na figura 8 que uma variação na frequência fundamental dos sinais de entrada causa uma atenuação na magnitude detectada, uma vez que o valor absoluto do ganho total é menor que 1 para inter-harmônicos próximos da fundamental. Além disso, um desvio na frequência faz o ângulo de fase do ganho das operações em cascata ser diferente de zero. Por exemplo, os erros na magnitude e ângulo de fase para uma redução de 10% na frequência de entrada são iguais a 0,0164 p.u. e $17,44^\circ$, respectivamente.

2.6.5 Adaptabilidade em frequência

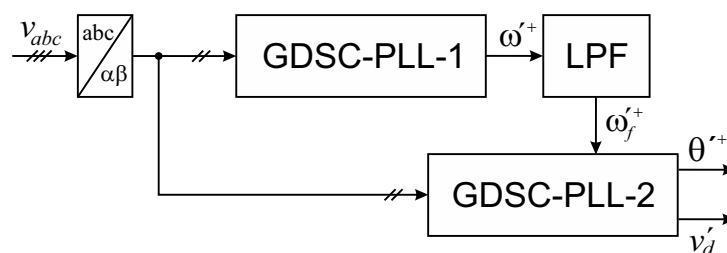
Vimos que variações na frequência fundamental resultam em erros na detecção da magnitude e fase da componente desejada. Isso ocorre quando há variação do número de amostras por ciclo da componente FFPS (N) sem a devida atualização dos ângulos de retardos (k_d) usados nas operações GDSC, calculados de $k_d = N/p$. Logo, os valores de k_d não condizem

com a frequência real da rede e, conseqüentemente, não correspondem aos valores necessários para realizar o cancelamento dos harmônicos.

Estudamos quatro técnicas para atenuar esse problema. A primeira consiste em utilizar frequência de amostragem variável para o sistema de modo a manter o valor de N fixo. Essa técnica é de difícil aplicação nos casos em que o circuito de aquisição de dados é compartilhado entre diversos subsistemas eletrônicos.

A segunda e a terceira técnicas estimam o número de amostras por ciclo da componente fundamental e atualizam o parâmetro k_d das operações GDSC. A segunda técnica, tal como aplicada em (WANG; LI, 2011), utiliza uma realimentação a partir da saída do SRF-PLL para estimar o valor de N . Contudo, a análise de estabilidade para esta técnica é de difícil realização (NEVES et al., 2012). A terceira técnica visa garantir a estabilidade ao aplicar um GDSC-PLL exclusivamente para estimar o N a ser utilizado em um segundo GDSC-PLL, tal como apresentado em (NEVES et al., 2012) e no diagrama da figura 9. Esta técnica é denominada GDSC-PLL adaptativo em frequência (*Adaptive GDSC-PLL – A-GDSC-PLL*).

Figura 9 – Diagrama em blocos do A-GDSC-PLL.



Fonte: (SOUZA, 2012)

Por fim, a quarta técnica é corrigir os erros de amplitude e fase na saída do SRF-PLL, como sugerido em (GOLESTAN et al., 2015). Essa técnica apresenta bons resultados quando há apenas pequenas variações em torno da frequência nominal, tendo como principal vantagem o baixo esforço computacional.

Apesar de não ser muito prático, observamos ainda a possibilidade de aplicar mais de uma técnica simultaneamente a fim de reduzir os erros na detecção da amplitude e fase da componente desejada. Por exemplo, aplicar a terceira e a quarta técnica citadas nesta seção simultaneamente.

Devido à garantia de estabilidade, a boa resposta dinâmica e pela flexibilidade para implementação em sistemas que possuem hardware de aquisição de dados compartilhado ou com taxa de amostragem fixa, nesta tese, realizaremos a implementação e aperfeiçoamentos da terceira técnica citada, o A-GDSC-PLL. Um detalhamento a respeito desta técnica, incluindo uma análise dos erros de arredondamento, pode ser encontrado na tese de Souza (2012).

2.7 RESUMO DO CAPÍTULO

Após uma busca e revisão criteriosas da produção científica sobre métodos de sincronização, selecionamos quatro artigos para implementação e comparação com a técnica proposta nesta tese e mais treze artigos visando entender técnicas correlatas e que possam resultar em aperfeiçoamentos para o GDSC-PLL.

Em seguida, descrevemos o SRF-PLL, o DDSRF-PLL e o DSOGI-PLL. Também descrevemos o projeto de controladores PID (ao invés de PI) na malha de controle, melhorando a resposta dinâmica do sistema. Logo, a comparação de nossa técnica será realizada com o GDSC-PLL original, o DDSRF-PLL aperfeiçoado e o DSOGI-PLL aperfeiçoado. Outros métodos de sincronização também foram considerados, tais como o MSRF-PLL, o MCCF-PLL e o MAF-PLL.

Por fim, o comportamento do GDSC-PLL foi apresentado resumidamente, incluindo uma discussão sobre as topologias típicas, descrição matemática, implementação, resposta no domínio da frequência e adaptabilidade em frequência.

A partir do conhecimento adquirido e apresentado neste capítulo, desenvolvemos uma nova técnica, denominada GDSC de estrutura variável, a qual detalharemos no próximo capítulo.

3 GDSC DE ESTRUTURA VARIÁVEL

Neste capítulo, apresentamos uma nova técnica, fundamentada no GDSC, para detecção da componente FFPS. Desenvolvemos uma estrutura variável que reduz o tempo de convergência pela mudança do caminho de dados sempre que o sinal trifásico de entrada não possuir componentes harmônicas pares e/ou inter-harmônicas. Denominamos essa nova técnica de GDSC de estrutura variável, ou *Variable Structure GDSC* (VS-GDSC).

Apesar do caminho de dados do VS-GDSC depender da presença de componentes harmônicas no sinal de entrada, o desempenho do VS-GDSC geralmente será superior ou igual ao do GDSC. Há poucas situações em que o VS-GDSC-PLL tem desempenho similar, mas levemente inferior, ao GDSC-PLL, por exemplo, em algumas condições operacionais nas quais há desvio na frequência nominal da rede elétrica simultâneo à presença de componente CC de decaimento exponencial com baixa amplitude inicial e rápido decaimento. Mais detalhes sobre os testes realizados são apresentados no capítulo 5.

A detecção de componentes harmônicas pares e/ou inter-harmônicas pelo VS-GDSC é realizada de forma automática e não requer conhecimento prévio da composição harmônica do sinal de entrada.

Nas próximas seções, iremos detalhar o VS-GDSC, seu comportamento transitório e uma comparação com o GDSC.

3.1 OPERAÇÕES GDSC EM SINAIS AUSENTES DE COMPONENTES HARMÔNICAS PARES E/OU INTER-HARMÔNICAS

Como visto no capítulo anterior, Neves et al. (2010a) desenvolveram o GDSC visando obter a componente FFPS de um sinal trifásico. O GDSC é baseado em simples operações matemáticas em referencial estacionário que são capazes de eliminar componentes harmônicas selecionadas do sinal trifásico.

Se aplicarmos as operações **A**, **B**, **C**, **D** e **E** em cascata, conforme detalhado no capítulo anterior, as únicas componentes harmônicas não filtradas pelas transformações GDSC são aquelas da família $h_s = 1 + 32n, \forall n \in \mathbf{Z}$.

É conveniente destacar que qualquer operação GDSC necessita da amostra atual $[\vec{v}_{\alpha\beta}(k)]$ e de uma amostra atrasada $[\vec{v}_{\alpha\beta}(k - k_d)]$ do sinal de entrada. Cada operação GDSC possui um determinado k_d e este também indica a quantidade de amostras do sinal de entrada a serem armazenadas na memória. Logo, o tempo de resposta de cada operação GDSC é igual ao valor de seu k_d , em amostras.

As operações **A**, **B**, **C**, **D** e **E** requerem armazenar $N/2$, $N/4$, $N/8$, $N/16$ e $N/32$ amostras, respectivamente, de um vetor em $\alpha\beta$, onde N é o número de amostras por ciclo da fundamental. Logo, o tempo total de resposta das cinco operações em cascata é $31/32$ ou 97% do ciclo da fundamental. Observamos que a operação **A** é a que apresenta tempo de resposta mais lento e é a responsável por eliminar a componente CC e todas as harmônicas pares. Ou seja, o ganho da operação **A** para a h ésima componente harmônica é igual a zero para h_s par ou CC ($h_s = 0$) e unitário para componentes harmônicas ímpares, de acordo com:

$$\vec{G}_A^{(h)} = \frac{1}{2} \left[1 + e^{j\pi(1-h_s)} \right]. \quad (3.1)$$

Uma vez que a rede elétrica trifásica não contém componentes harmônicas pares em diversos casos práticos (IEC, 2004; BOMPARD et al., 2001), como na operação de retificadores, é possível retirar a operação **A** do caminho de dados do GDSC. Por outro lado, não podemos negligenciar a componente CC visto que esta é comum após faltas, ou mesmo durante os processos de medição e processamento de dados. Logo, se retirarmos a operação **A**, devemos incluir uma nova operação para eliminar a componente CC do sinal de entrada.

Desse modo, é possível substituir a operação **A**, que tem a dinâmica mais lenta dentre as operações do GDSC, por uma operação rápida que cancele a componente CC. Denominaremos essa nova operação GDSC de **F**. Ou seja, o conjunto de operações **B**, **C**, **D**, **E** e **F** pode ser suficiente na detecção da componente FFPS em diversos casos práticos.

É necessário observar ainda que componentes CC com decaimento exponencial se traduzem em componentes inter-harmônicas na transformada de Fourier. Quanto menor a constante de tempo do decaimento, maiores serão as frequências das inter-harmônicas identificadas pela transformada de Fourier. Nos casos de energização de transformadores, é comum obtermos inter-harmônicas nas frequências compreendidas entre a componente CC e a de 3ª ordem. Nestes casos, não é prudente inserir a operação **F** visto que a mesma amplifica componentes inter-harmônicas de frequência superior a da 2ª ordem, conforme será detalhado na próxima seção.

3.1.1 Operação F

Considerando que a operação **F** deve cancelar a componente CC e que deve ser rápida, projetamos uma operação que cancela todas as componentes harmônicas de ordem $h=0+32n, \forall n \in \mathbf{Z}$, em que $p = 32$ é a periodicidade das componentes harmônicas suprimidas. É conveniente lembrar que, quanto maior o valor de p do filtro GDSC, mais rápida será a resposta. Para $p = 32$, o tempo de resposta é igual a $1/32$ do período da fundamental. Porém, quanto mais rápido, menos seletivo será o filtro GDSC. Em nossos testes, obtivemos bom compromisso entre tempo de resposta e seletividade ao fazer $p = 32$.

Adicionalmente, a operação **F** deve ter ganho unitário para a componente FFPS, ou seja, $h_d = 1$, em que h_d é a componente harmônica que se deseja preservar. Os demais parâmetros

da operação **F** são calculados conforme equações descritas no capítulo anterior e repetidas por conveniência a seguir:

$$h_s = h_d + (q + pn) \longrightarrow q = -1 \quad (3.2)$$

$$k_d = N/p \longrightarrow k_d = N/32 \quad (3.3)$$

$$\theta_d = 2\pi/p \longrightarrow \theta_d = \pi/16 \quad (3.4)$$

$$\theta_r = \theta_d(h_d + q) - \pi \longrightarrow \theta_r = -\pi \quad (3.5)$$

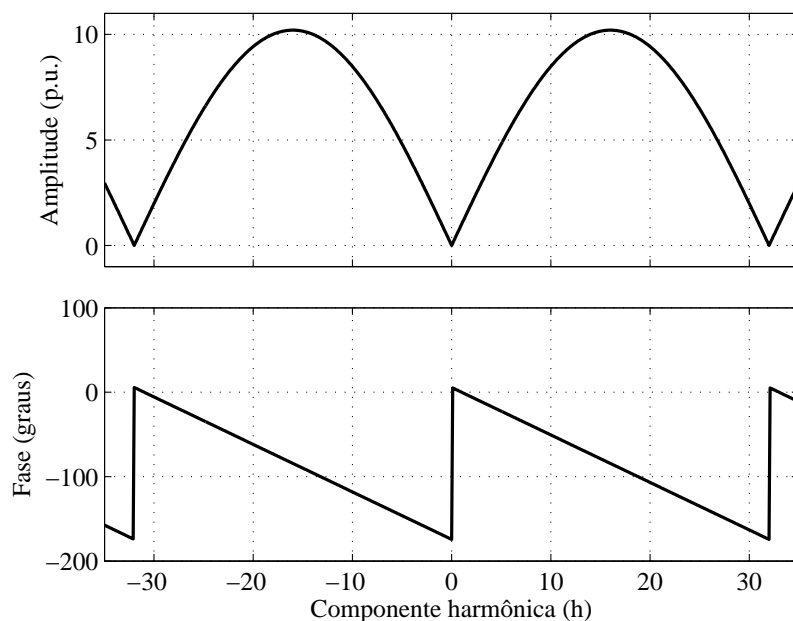
$$\vec{a} = \frac{1}{1 + e^{j\pi(\frac{2q}{p}-1)}} \longrightarrow \vec{a} \approx \frac{1}{2} - j5. \quad (3.6)$$

O ganho complexo da operação **F** é descrito como:

$$\vec{G}^{(h_s)} = \vec{a} \left[1 + e^{j(\theta_r - h_s \theta_d)} \right] \longrightarrow \vec{G}_{\mathbf{F}}^{(h_s)} \approx (1/2 - j5) \left[1 + e^{-j\pi(1+h_s/16)} \right]. \quad (3.7)$$

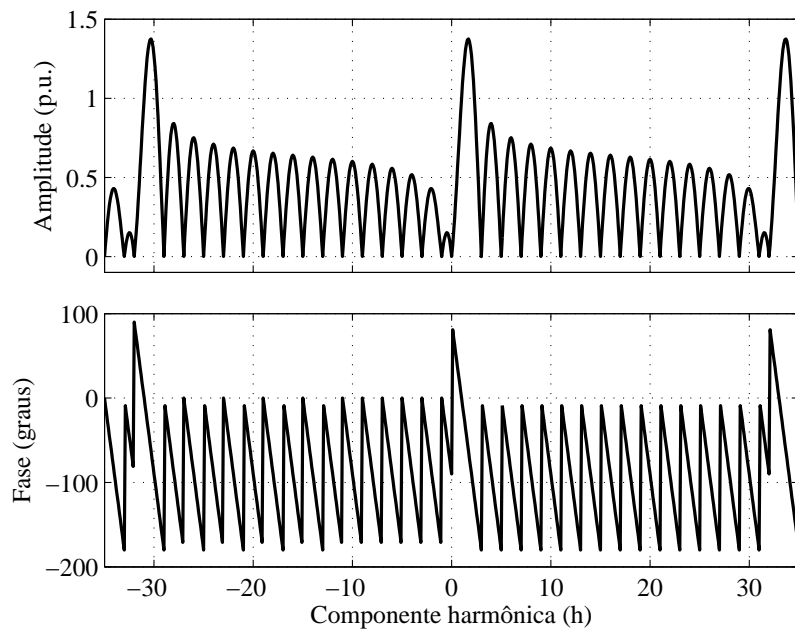
A resposta no domínio da frequência da operação **F** é apresentada na figura 10, na qual podemos observar ganho nulo para a componente CC, ganho unitário para a componente FFPS e periodicidade de 32 para as componentes harmônicas suprimidas. O ganho das operações **B**, **C**, **D**, **E** e **F** em cascata pode ser visto nas figuras 12. A figura 11 é similar à 12, diferente apenas na escala horizontal, com o objetivo de facilitar a visualização dos ganhos de baixa ordem. O ganho é nulo para a componente CC, assim como para todas as componentes harmônicas ímpares. A segunda harmônica de sequência positiva é amplificada em amplitude no fator de 1,3 e defasada em 90°.

Figura 10 – Resposta em frequência da operação **F**, entre as harmônicas de ordem -35 e +35.



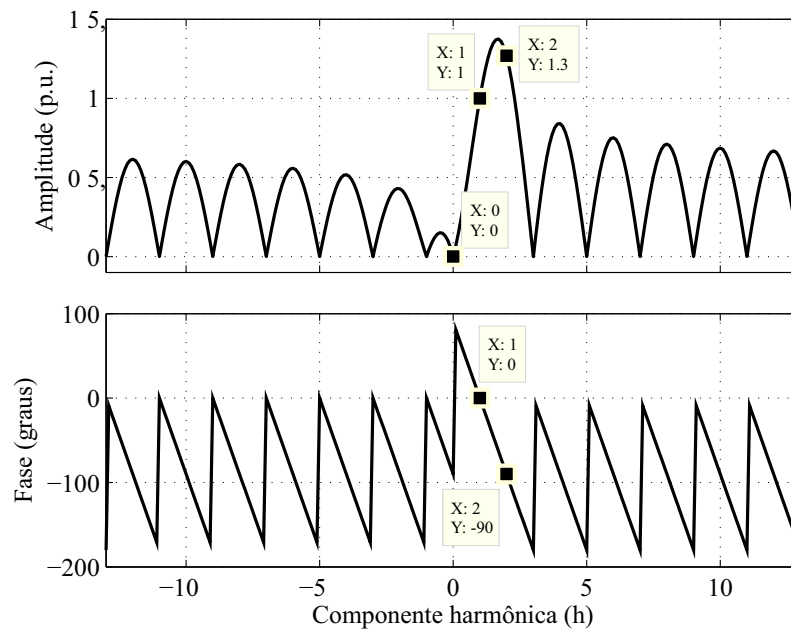
Fonte: Produzido pelo autor.

Figura 11 – Resposta em frequência das operações **B**, **C**, **D**, **E** e **F** em cascata, entre as harmônicas de ordem -35 e +35.



Fonte: Produzido pelo autor.

Figura 12 – Resposta em frequência das operações **B**, **C**, **D**, **E** e **F** em cascata, entre as harmônicas de ordem -13 e +13.



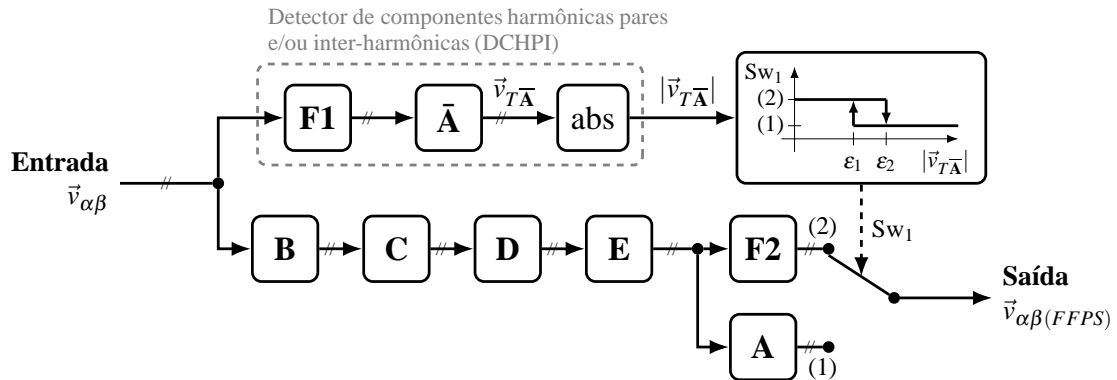
Fonte: Produzido pelo autor.

3.2 IMPLEMENTAÇÃO DO VS-GDSC

O VS-GDSC é composto basicamente por um detector de componentes harmônicas pares e/ou inter-harmônicas, que denominamos DCHPI por simplicidade, e um sistema de

chaveamento do caminho de dados, conforme apresentado na figura 13 e melhor detalhado nesta seção.

Figura 13 – Diagrama em blocos do VS-GDSC.



Nota: Sw_1 tem atuação retardada.

Fonte: Produzido pelo autor.

Observamos que o esquema só terá utilidade prática caso a presença de harmônicas pares e/ou inter-harmônicas seja identificada em um tempo equivalente ao tempo de resposta das operações **B**, **C**, **D**, **E** e **F** em cascata, ou seja, meio ciclo da componente FFPS.

Podemos detalhar a implementação do VS-GDSC em duas subseções, a saber:

1. Técnica para identificação da existência de componentes harmônicas pares e/ou inter-harmônicas no sinal de entrada (DCHPI);
2. Seleção do caminho de dados mais adequado de acordo com a presença ou não de harmônicas pares e/ou inter-harmônicas no sinal de entrada (sistema de chaveamento do caminho de dados).

3.2.1 Identificação da presença de componentes harmônicas pares e/ou inter-harmônicas

O objetivo desta seção é analisar métodos capazes de detectar a presença de componentes harmônicas pares e/ou inter-harmônicas em um sinal qualquer. Considerando que, em sistemas elétricos práticos, a presença de inter-harmônicas entre componentes de ordem elevada é geralmente inexpressível, focaremos nossos estudos nas componentes pares e, quando necessário, nas inter-harmônicas entre a componente CC e a de terceira ordem, visto que é nessa faixa que a componente CC de decaimento exponencial se traduz em componentes de Fourier.

Definimos três requisitos fundamentais para o sistema: (i) ser capaz de detectar harmônicas pares em aproximadamente meio ciclo da fundamental, (ii) ser possível implementar em um sistema embarcado de tempo real e (iii) ser preciso na identificação da presença de harmônicas pares. Com base nos requisitos descritos, estudamos e apresentaremos as técnicas a seguir:

- Transformada de Fourier - FT (*Fourier Transform*), transformada de Fourier de vetor espacial - SVFT (*Space Vector Fourier Transform*), transformada de Wavelet - WT (*Wavelet Transform*), transformada de Stockwell - ST ou S-Transform (*Stockwell Transform*) e transformada quadrática - QT (*Quadratic Transform*);
- Banco de filtros passa-faixa;
- Uma nova operação GDSC, projetada especificamente para identificação de componentes harmônicas pares e/ou inter-harmônicas.

3.2.1.1 FT, SVFT, WT, ST, QT

O algoritmo mais tradicional, e frequentemente utilizado como referência nas normas técnicas, é o de Fourier (FT). Nesse algoritmo, o tamanho e a forma da janela de amostragem influenciam no modo em que as diversas componentes harmônicas presentes no sinal afetam a medição da componente harmônica desejada. Porém, não localizamos nenhum sistema baseado em FT capaz de identificar a existência de harmônicas pares em até meio ciclo da fundamental.

A Transformada de Fourier em tempo discreto para vetores espaciais (SVFT) (NEVES et al., 2010b) identifica, diretamente, uma componente harmônica específica, de sequência positiva ou negativa, no sinal trifásico. Porém, similarmente à FT, o tempo de resposta da SVFT de aproximadamente um ciclo excede o limite descrito nos requisitos.

Em vez de um sinal periódico, como senos e cossenos na FT, a transformada de Wavelet (WT) utiliza famílias de pequenas ondas não periódicas (*wavelets*), dilatadas e transladadas, para compor o sinal. A WT permite uma análise multirresolução do sinal, ou seja, é possível analisar sinais de baixas e altas frequências com a mesma qualidade. Adicionalmente, a versão complexa da transformada de Wavelet - CWT (*Complex WT*) pode extrair informações de amplitude e fase do sinal. Porém, as componentes de Fourier e as de Wavelets não são correlacionadas diretamente.

Quando desejamos o benefício da multirresolução da WT, mas também comparar os resultados com as componentes de Fourier, temos que a transformada de Stockwell (ST) e a transformada quadrática (QT), especialmente a distribuição de Wigner-Ville - WVD (*Wigner-Ville Distribution*), podem ser opções viáveis. A ST é basicamente uma WT com janela gaussiana enquanto a WVD utiliza a transformada de Hilbert - HT (*Hilbert Transform*) como base. Porém, tanto a ST quanto a QT realizam o processamento em bloco, não sendo apropriadas para aplicações em tempo real, com janelamento estreito. (SAINI; KAPOOR, 2012)

Logo, observamos que as FT, WT, ST e QT, bem como suas variações, não são adequadas para aplicações que exijam resposta rápida (em aproximadamente meio ciclo da fundamental) e em tempo real. Contudo, essas quatro transformadas são amplamente aplicadas em análise de sinais para classificação ou localização de faltas, ou para análise da qualidade

da energia elétrica. Geralmente, nessas aplicações, essas transformadas estão associadas a um sistema de reconhecimento e classificação, como redes neurais, lógica fuzzy e/ou algoritmo genético. Em (SAINI; KAPOOR, 2012) é apresentada uma tabela comparativa com 24 artigos, relacionando aplicações para essas transformadas na classificação de distúrbios da rede elétrica.

3.2.1.2 Banco de filtros passa-faixa

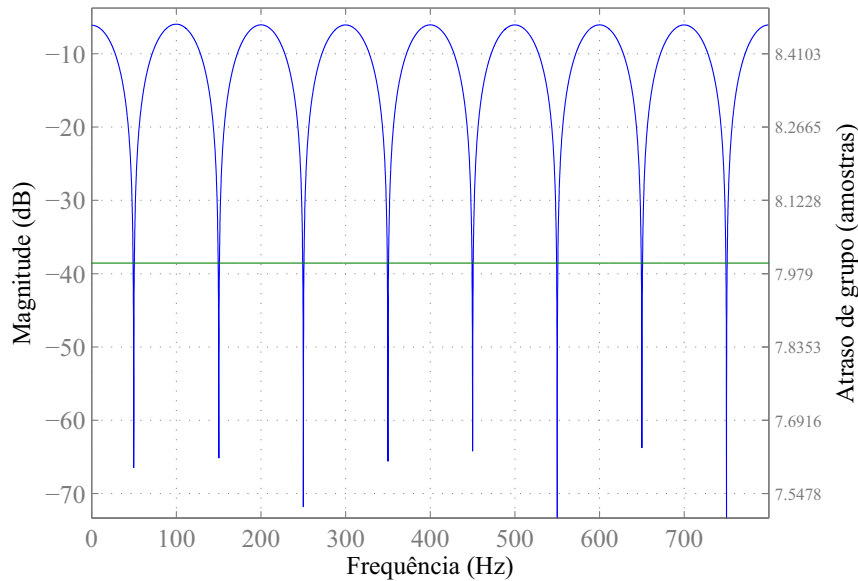
A segunda tentativa para atender aos requisitos foi projetar bancos de filtros, tanto FIR quanto IIR. É comum que, em sistemas de potência, quando o sinal possuir componentes harmônicas pares, as principais componentes presentes sejam as de baixa ordem. Logo, com três filtros passa faixa em paralelo, sintonizados nas 2^a, 4^a e 6^a componentes harmônicas, é possível estimar se existe ou não harmônicas pares presentes no sinal.

Implementamos alguns filtros clássicos IIR, como o de Bessel, Butterworth, Chebyshev e elíptico. Em geral, quando obtemos atraso de grupo inferior a meio ciclo, a atenuação da componente fundamental é insuficiente para garantir o correto funcionamento do sistema. Por exemplo, ao aplicar um filtro IIR *peaking* sintonizado na 2^a harmônica, com atraso de grupo máximo de meio ciclo da fundamental (16 amostras quando amostrado a 1.600 Hz), a atenuação da componente fundamental (50 Hz) é de 14 dB. Ou seja, restarão 20% da componente fundamental do sinal após o filtro IIR.

Sobre os filtros FIR, foram implementados filtros *equiripple*, *least-square*, *window*, *constrained least-square*, *least Pth-norm*, *generalized equiripple* e *constrained band equiripple*. Analisando o fator de qualidade e atraso de grupo, obtivemos melhores resultados com os filtros *equiripple*. Inclusive as características de fase linear e atraso de grupo constante destes se apresentam como uma vantagem competitiva em relação aos demais.

Ao invés de um banco de filtros, os melhores resultados foram obtidos ao ajustar apropriadamente os parâmetros para que um único filtro *equiripple* pudesse identificar todas as frequências pares. O filtro projetado é um passa-faixa, centrado em 100 Hz, com ordem 16 e frequência de amostragem (f_s) de 1.600 Hz. Obtivemos atenuação de 6 dB para as frequências desejadas (componentes harmônicas pares) e de 48 dB para as frequências a serem suprimidas (componentes harmônicas ímpares). A resposta em frequência e o atraso de grupo está descrito na figura 14. Contudo, considerando que a amplitude da componente fundamental é, geralmente, muito maior que a amplitude da segunda harmônica, apesar de bastante atenuada, a presença de 0,4% da componente fundamental na saída do filtro (entrada atenuada em 48 dB) pode inviabilizar sua aplicação como detector de componentes harmônicas pares em aplicações mais sensíveis à presença de segunda harmônica.

Figura 14 – Resposta em frequência do filtro FIR, passa baixa, *equiripple*, com ordem 16 e $f_s = 1.600\text{Hz}$.



Fonte: Produzido pelo autor.

3.2.1.3 Nova operação GDSC

Dentre as alternativas expostas, esta foi a única que atendeu a todos os requisitos de nossa aplicação. Desenvolvemos uma operação GDSC específica para identificar as componentes harmônicas pares e/ou inter-harmônicas. Denominamos essa operação de $\bar{\mathbf{A}}$, que é uma referência ao complementar da operação \mathbf{A} , a qual suprime todas as componentes pares do sinal.

Considerando que, para identificar as componentes pares ($h_d = 2$ e $p = 2$), a operação $\bar{\mathbf{A}}$ deve suprimir todas as componentes ímpares do sinal ($h_s = 1$), os parâmetros da operação $\bar{\mathbf{A}}$, conforme a metodologia de Neves et al. (2012), estão descritos nas equações a seguir:

$$h_s = h_d + (q + pn) \longrightarrow q = -1 \quad (3.8)$$

$$k_d = N/p \longrightarrow k_d = N/2 \quad (3.9)$$

$$\theta_d = 2\pi/p \longrightarrow \theta_d = \pi \quad (3.10)$$

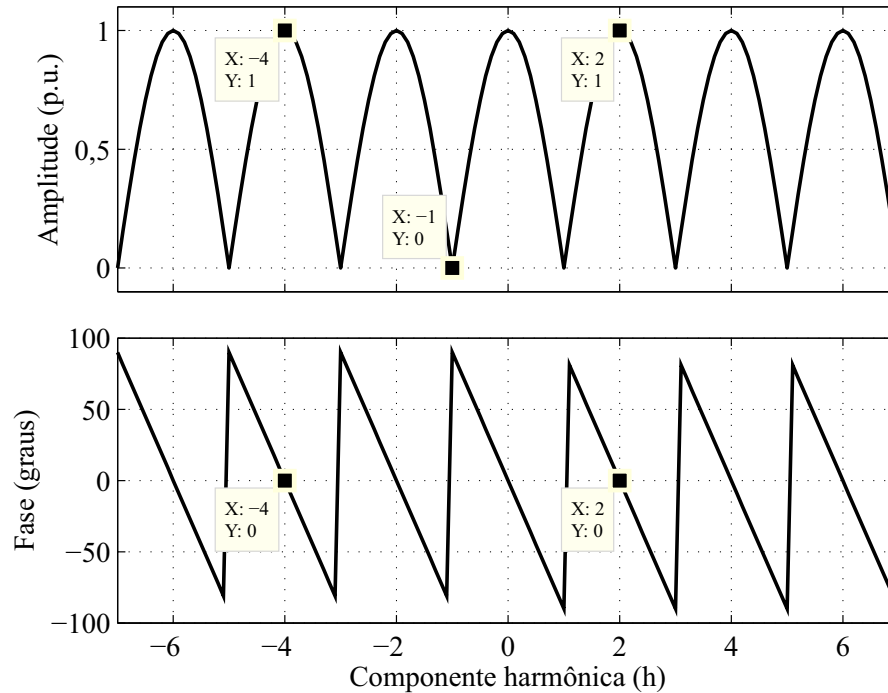
$$\theta_r = \theta_d(h_d + q) - \pi \longrightarrow \theta_r = 0 \quad (3.11)$$

$$\vec{a} = \frac{1}{1 + e^{j\pi\left(\frac{2q}{p} - 1\right)}} \longrightarrow \vec{a} = \frac{1}{2}. \quad (3.12)$$

É conveniente lembrar que, quanto menor a periodicidade das componentes suprimidas do filtro GDSC, mais lenta será a resposta. Para $p = 2$, o tempo de resposta é igual a $1/2$ do período da fundamental.

Sabendo que $\vec{G}^{(h_s)} = \vec{a} \left[1 + e^{j(\theta_r - h_s \theta_d)} \right]$, o ganho complexo da operação $\bar{\mathbf{A}}$ é $\vec{G}_{\bar{\mathbf{A}}}^{(h_s)} = \frac{1}{2} (1 + e^{-jh_s \pi})$, enquanto a resposta no domínio da frequência pode ser vista na figura 15.

Figura 15 – Resposta em frequência da operação $\bar{\mathbf{A}}$.

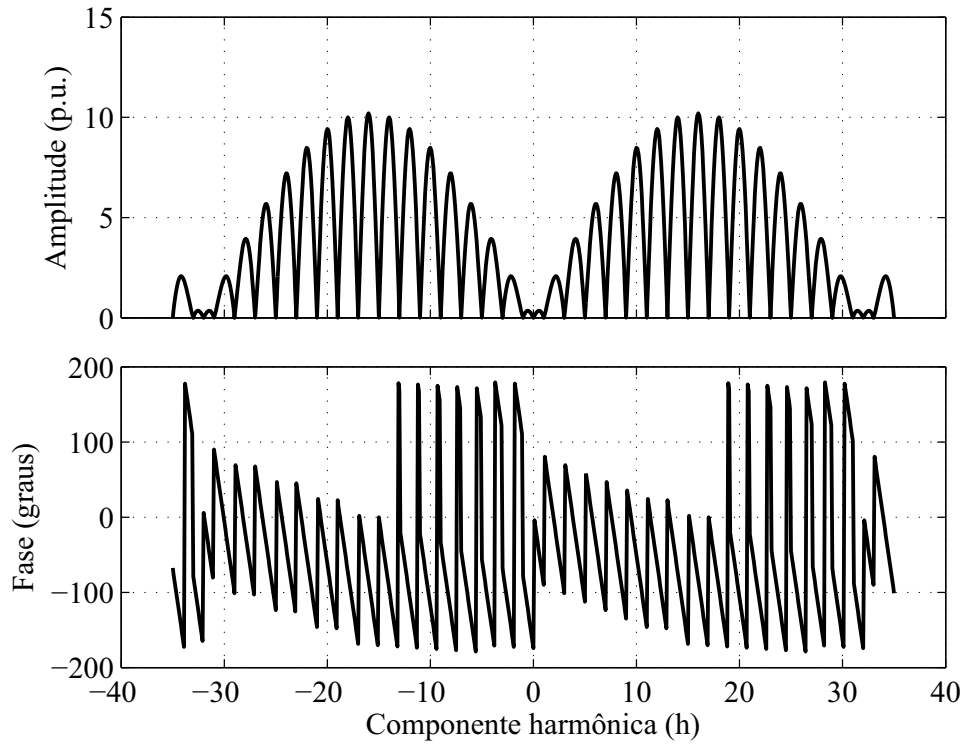


Fonte: Produzido pelo autor.

Observamos que a operação $\bar{\mathbf{A}}$ tem ganho unitário para a componente CC. Logo, devemos suprimir a componente CC. Para tal, utilizamos uma operação \mathbf{F} , descrita na Subseção 3.1.1. Como o esquema final terá duas operações \mathbf{F} , a fim de tornar o texto inequívoco, chamaremos esta operação de $\mathbf{F1}$. Quando a operação $\bar{\mathbf{A}}$ está em cascata com a $\mathbf{F1}$, o ganho do conjunto é de acordo com a figura 16. Para melhor visualização, detalhamos a resposta na frequência entre as harmônicas de ordem -7 e +7 na figura 17.

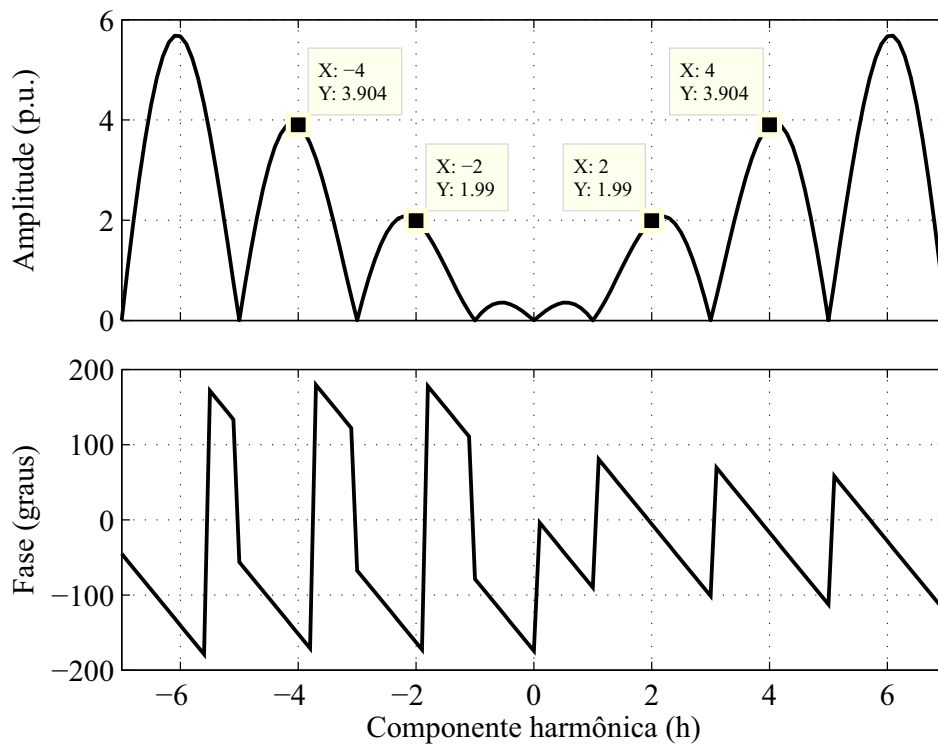
Observamos que as operações $\mathbf{F1}$ e $\bar{\mathbf{A}}$ em cascata resultam em ganho nulo para a componente CC assim como para todas as componentes harmônicas ímpares. Observamos ainda que as componentes harmônicas pares são amplificadas, tendo maior amplificação em torno da 16ª harmônica, com amplitude de 10,2 pu. Como o circuito visa identificar a presença ou não de componentes harmônicas pares e/ou inter-harmônicas no sinal, ganhos de amplitude e deslocamento de fase distintos para cada componente harmônica par e inter-harmônicas não representa perda de funcionalidade do esquema. De fato, ampliações nas componentes pares e inter-harmônicas facilitam o trabalho de detecção destas componentes.

Figura 16 – Resposta em frequência das operações \bar{A} e **F1** em cascata.



Fonte: Produzido pelo autor.

Figura 17 – Detalhe da resposta em frequência das operações \bar{A} e **F1** em cascata.



Fonte: Produzido pelo autor.

Como as saídas das operações GDSC são vetores, visando facilitar o processamento dos dados, é prático obtermos um valor escalar a partir do vetor de saída das operações **F1** e $\bar{\mathbf{A}}$ em cascata. Adotamos uma solução simples e que se mostrou eficiente: extrair o módulo do vetor de saída das operações citadas.

Os operadores GDSC **F1**, $\bar{\mathbf{A}}$ e módulo em cascata compõem o que denominamos de detector de componentes harmônicas pares e/ou inter-harmônicas (DCHPI).

3.2.2 Chaveamento no caminho de dados

O VS-GDSC tem como princípio modificar o caminho de dados do GDSC que identifica a componente FFPS, substituindo, ou não, a operação **A** por uma operação **F**, a qual denominaremos por conveniência de **F2**, de acordo com a presença ou não de componentes harmônicas pares ou inter-harmônicas no sinal de entrada. Logo, observamos na figura 13 que o sinal $\vec{v}_{\alpha\beta}$ é entrada para o DCHPI e para o GDSC que identifica a componente FFPS.

Como qualquer modificação no caminho de dados do GDSC só pode ser realizada após a detecção da presença de harmônicas pares em $\vec{v}_{\alpha\beta}$, e visando paralelizar o processamento, iniciamos o processamento do GDSC com as operações **B**, **C**, **D** e **E**, que são fixas no caminho de dados. A saída da operação **E** é entrada das operações **F2** e **A**.

É possível desenvolver um sistema que modifique automaticamente os parâmetros de uma operação GDSC (\vec{a} , θ_r e k_d) de modo a obter uma única operação que ora se comporta como **A** e ora como operação **F**. Essa técnica pode reduzir o esforço quando os recursos computacionais forem escassos. Porém, visando a simplicidade estrutural, optamos por incluir duas operações independentes em paralelo, **A** e **F2**.

O processamento do DCHPI tem tempo de resposta de $17/32$ do período da fundamental, enquanto as operações **B**, **C**, **D**, **E** e **F2** em cascata levam $16/32$. Logo, a saída dessas operações em cascata converge mais rápido do que a detecção de harmônicas pares e/ou inter-harmônicas. No momento do chaveamento do caminho (1) para o (2) da figura 13, a saída da operação **F2** já terá o valor completamente filtrado da componente FFPS. Esse é o caso de maior interesse e ocorre, por exemplo, sempre após faltas que não geram componentes harmônicas pares e/ou inter-harmônicas.

O contrário, que seria o sistema estar no caminho (2) enquanto houver componentes harmônicas pares e/ou inter-harmônicas na rede, resultaria na filtragem ineficiente destas componentes nas operações **B**, **C**, **D**, **E** e **F2** em cascata durante $1/32$ do período da fundamental, inclusive amplificando algumas destas componentes conforme figura 11. Porém, esse fato indesejado não ocorre devido ao comportamento do DCHPI durante o transitório, que será detalhado na seção 3.3. Sempre que houver qualquer modificação na composição harmônica do sinal trifásico, independentemente de haver ou não harmônicas pares, o sistema selecionará imediatamente o caminho (1), que inclui a operação **A** e remove a operação **F2** da filtragem. Se

no sinal existir, de fato, componentes pares e/ou inter-harmônicas, o sistema manterá o caminho (1) selecionado após o período transitório do DCHPI. Nesse caso o caminho de dados e o comportamento global do sistema é exatamente igual ao do GDSC. Caso contrário, o sistema irá chavear para o caminho (2) em cerca de meio ciclo da fundamental, eliminando a necessidade de esperar o restante do meio ciclo para estimar a componente FFPS, acelerando o processo de filtragem.

A seleção do caminho é realizada através de uma chave lógica. A saída do DCHPI, $|\vec{v}_{T\bar{A}}|$, é entrada de um comparador que comanda a chave Sw_1 . Se $|\vec{v}_{T\bar{A}}| < \varepsilon$, ou seja, se não for detectada a existência de harmônicas pares e/ou inter-harmônicas, a saída do VS-GDSC será a saída da operação **F2**. Caso contrário, o sistema selecionará automaticamente a saída da operação **A** como saída do VS-GDSC. Aperfeiçoamentos no comparador, com a inclusão de histerese, evita múltiplos chaveamentos durante o transitório. Implementamos o comparador com histerese, de acordo com a figura 13, em que observam-se dois limiares, ε_1 e ε_2 , aos quais atribuímos os valores 0,1% e 0,2% da amplitude nominal da componente FFPS, respectivamente. Esta atribuição foi realizada de forma empírica.

Os valores de ε_1 e ε_2 podem ser modificados de acordo com a aplicação, considerando as componentes harmônicas pares normalmente presentes em regime permanente na rede sob teste. Na prática, o ajuste dos limiares pode ser realizado com o sistema em operação, aumentando o valor de ε_2 até que o sistema chaveie de forma estável do caminho (1) para o caminho (2), assim como reduzindo o valor de ε_1 até que o sistema chaveie de forma estável do caminho (2) para o caminho (1). É importante ressaltar que perturbações de alta frequência são suprimidas no filtro *anti-aliasing* e não influenciam significativamente no funcionamento do chaveamento.

Além da inserção da histerese no comparador, visando evitar pulsos espúrios durante as breves passagens do vetor pela origem do plano $\alpha\beta$, adicionamos um temporizador no qual aguardam-se $\frac{N}{64}$ amostras após a condição $|\vec{v}_{T\bar{A}}| < \varepsilon_1$ ser verdadeira antes de diagnosticar o sistema como livre de componentes pares e/ou inter-harmônicas.

3.3 ANÁLISE DO DCHPI NO TRANSITÓRIO SEGUINTE A UM DISTÚRPIO

Sem perda de generalidade, podemos considerar a primeira amostra após o distúrbio igual a $k = 0$. Se temos um vetor de sinal trifásico após o distúrbio $[\vec{v}'(kT_s)]$, para $k \geq 0$, então

$$\vec{v}'(kT_s) = \vec{v}(kT_s) + \vec{v}_n(kT_s), \quad (3.13)$$

onde $\vec{v}(kT_s)$ é o sinal com as componentes harmônicas presentes antes do distúrbio, enquanto $\vec{v}_n(kT_s)$ são as novas componentes harmônicas que surgiram devido ao distúrbio.

Sabendo que a saída de qualquer operação GDSC em regime permanente é dada por

$$\vec{v}_T(kT_s) = \vec{a} \left\{ \vec{v}(kT_s) + e^{j\theta_r} \vec{v}[(k - k_d)T_s] \right\}, \quad (3.14)$$

elaboramos a equação para a saída de uma operação GDSC no transitório:

$$\vec{v}'_T(kT_s) = \vec{a} \left\{ \vec{v}'(kT_s) + e^{j\theta_r} \vec{v}[(k - k_d)T_s] \right\}, \quad (3.15)$$

visto que, antes do distúrbio, $\vec{v}_n[(k - k_d)T_s] = 0$, temos, $\vec{v}'[(k - k_d)T_s] = \vec{v}[(k - k_d)T_s]$. Substituindo a equação 3.13 na 3.15, obtemos

$$\vec{v}'_T(kT_s) = \vec{a} \left\{ \vec{v}(kT_s) + e^{j\theta_r} \vec{v}[(k - k_d)T_s] \right\} + \vec{a} \vec{v}_n(kT_s), \quad (3.16)$$

e substituindo a equação 3.14 na 3.16, temos que

$$\vec{v}'_T(kT_s) = \vec{v}_T(kT_s) + \vec{a} \vec{v}_n(kT_s). \quad (3.17)$$

Ou seja, logo após um distúrbio ou qualquer mudança na composição harmônica do sinal de entrada, o sinal de saída de uma operação GDSC $[\vec{v}'_T(kT_s)]$ terá a mesma composição do sinal de saída anterior ao distúrbio $[\vec{v}_T(kT_s)]$ adicionado das novas componentes inseridas pelo distúrbio com um ganho complexo $[\vec{a} \vec{v}_n(kT_s)]$.

Projetamos as operações \vec{A} e **F1** em cascata com o objetivo de suprimir as harmônicas de ordem ímpar e a componente CC. Ilustraremos o comportamento dessas operações GDSC durante seus períodos transitórios por meio de duas situações: entrada em degrau da 4ª e da 5ª componente harmônica.

3.3.1 Resposta para um degrau da quarta componente harmônica

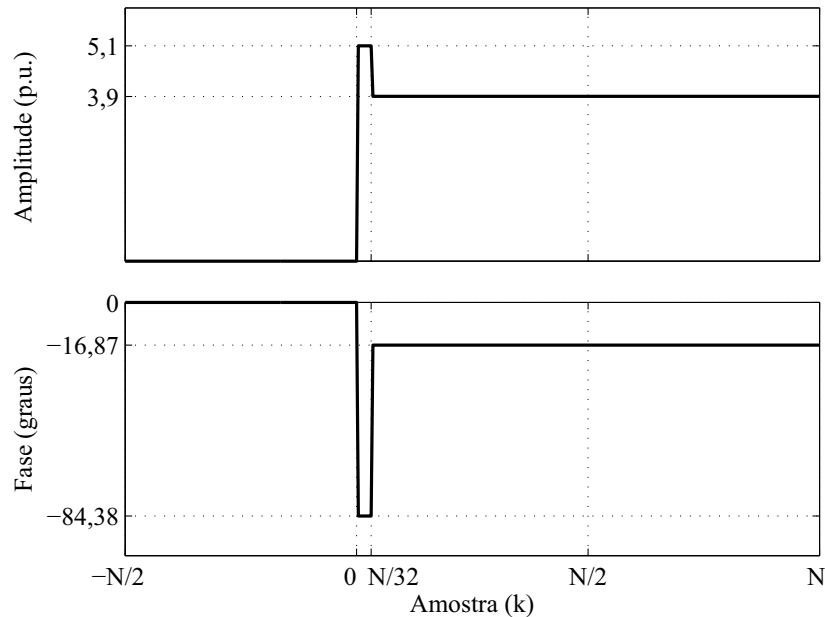
Iremos analisar inicialmente apenas a operação **F1**. A resposta em frequência desta operação pode ser vista na figura 10. Para a 4ª componente harmônica obtivemos um ganho complexo $\vec{G}_{\mathbf{F1}}^{(4)}$ de amplitude 3,9 e deslocamento de fase de -17° . Por outro lado, durante o transitório, que tem largura de $\frac{N}{32}$ amostras, a operação **F1** apresenta ganho em amplitude de 5,1 e deslocamento de fase de -84° para as novas componentes harmônicas, visto que o valor do parâmetro \vec{a} da operação **F1** (ou $\vec{a}_{\mathbf{F1}}$) tem valor aproximado $\frac{1}{2} - j5$. Com base nesses dados, observamos a progressão da saída da operação **F1** em dois níveis discretos, de acordo com a figura 18.

Quando adicionamos a operação \vec{A} em cascata, teremos quatro novas situações, as quais estão detalhadas na tabela 11 e na figura 19. A resposta em frequência da operação \vec{A} pode ser visto na figura 15. Por conveniência, repetimos aqui os valores de $\vec{a}_{\vec{A}}$ e $\vec{G}_{\vec{A}}^{(4)}$, os quais são $\frac{1}{2}$ e 1 respectivamente.

3.3.2 Resposta para um degrau da quinta componente harmônica

Repetiremos o mesmo procedimento realizado na seção anterior, porém resumidamente. Para a 5ª componente harmônica, os parâmetros $\vec{G}_{\mathbf{F1}}^{(5)}$ e $\vec{G}_{\vec{A}}^{(5)}$ tem valores $(4, 4 - j1, 8)$ e 0, respectivamente. Já o parâmetro \vec{a} de uma operação GDSC é constante, independente da

Figura 18 – Ganho da operação **F1** com a inserção de um degrau da 4ª componente harmônica em $k = 0$.



Fonte: Produzido pelo autor.

Tabela 11 – Ganhos para as operações **F1** e $\bar{\mathbf{A}}$ em cascata durante seus períodos transitórios na aplicação de uma componente de 4ª ordem em degrau.

#	Duração	Ganho de F1	Ganho de $\bar{\mathbf{A}}$	Ganho de F1 $\bar{\mathbf{A}}$
(1)	$(1/32)N$	\vec{a}_{F1}	$\vec{a}_{\bar{\mathbf{A}}}$	$0,25 - j2,54$ $(2,55 \angle -84,38^\circ)$
(2)	$(1/2 - 1/32)N$	$\vec{G}_{F1}^{(4)}$	$\vec{a}_{\bar{\mathbf{A}}}$	$1,87 - j0,57$ $(1,95 \angle -16,87^\circ)$
(3)	$(1/32)N$	$\vec{G}_{F1}^{(4)}$	*	$2,12 - j3,10$ $(3,76 \angle -55,7^\circ)$
(4)	—	$\vec{G}_{F1}^{(4)}$	$\vec{G}_{\bar{\mathbf{A}}}^{(4)}$	$3,74 - j1,13$ $(3,9 \angle -16,81^\circ)$

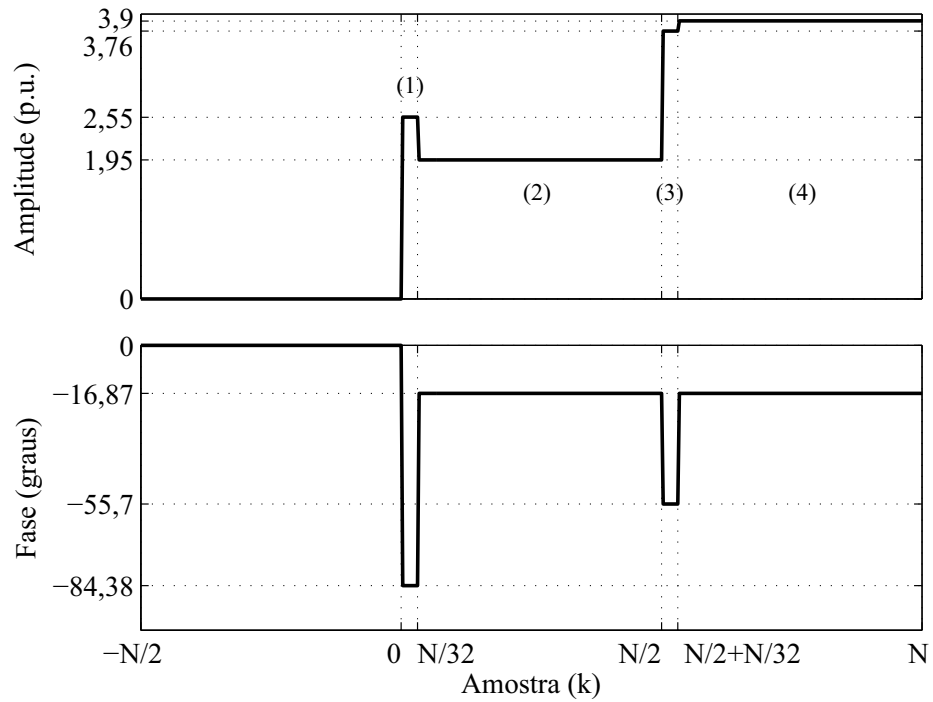
Fonte: Produzido pelo autor.

*: Na situação (3) deve ser levado em consideração que o sinal de entrada atrasado da operação $\bar{\mathbf{A}}$ $[(k - k_{d\bar{\mathbf{A}}})T_s]$ é a saída da operação **F1** durante seu transitório $\{\vec{a}_{F1}\vec{v}[(k - k_{d\bar{\mathbf{A}}})T_s]\}$.

frequência do sinal de entrada. Portanto, consideramos o valor já descrito na seção anterior: $\vec{a}_{F1} = 1/2 - j5$ e $\vec{a}_{\bar{\mathbf{A}}} = 1/2$. Com base nesses dados, observamos a progressão da saída da operação **F1** em dois níveis discretos, de acordo com a figura 20. Já a resposta para as operações **F1** e $\bar{\mathbf{A}}$ em cascata pode ser vista na figura 21.

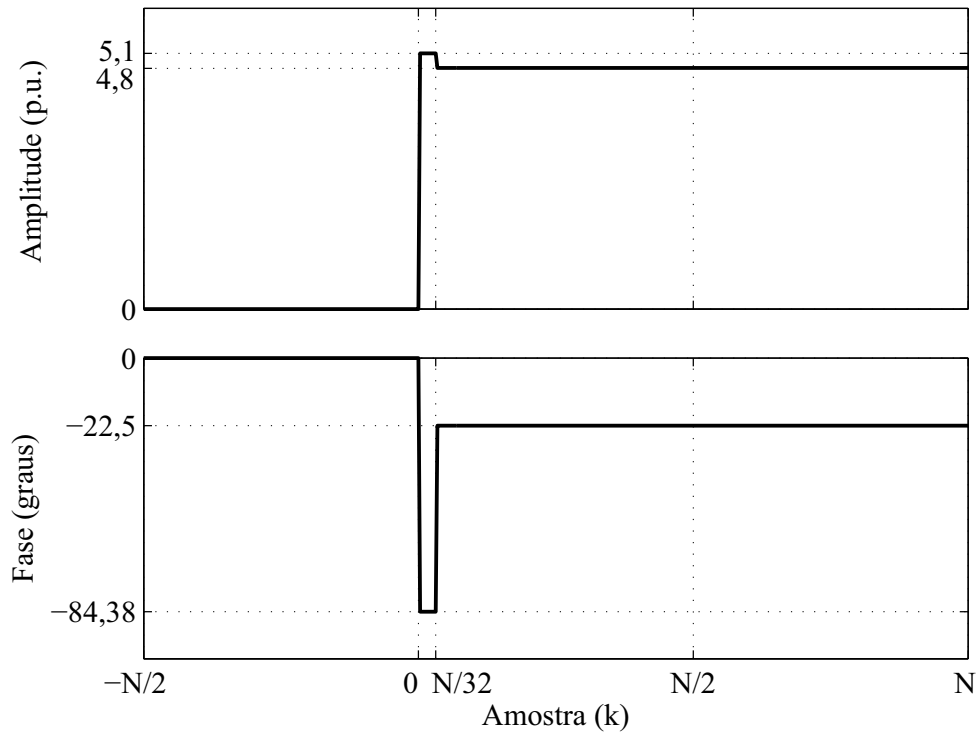
De acordo com a teoria apresentada na seção 3.3 e ilustrada com a análise da 4ª e 5ª componentes harmônicas na entrada das operações **F1** e $\bar{\mathbf{A}}$ em cascata, observamos que,

Figura 19 – Ganho da operação **F1** e \bar{A} em cascata com a inserção de um degrau da 4ª componente harmônica em $k = 0$.



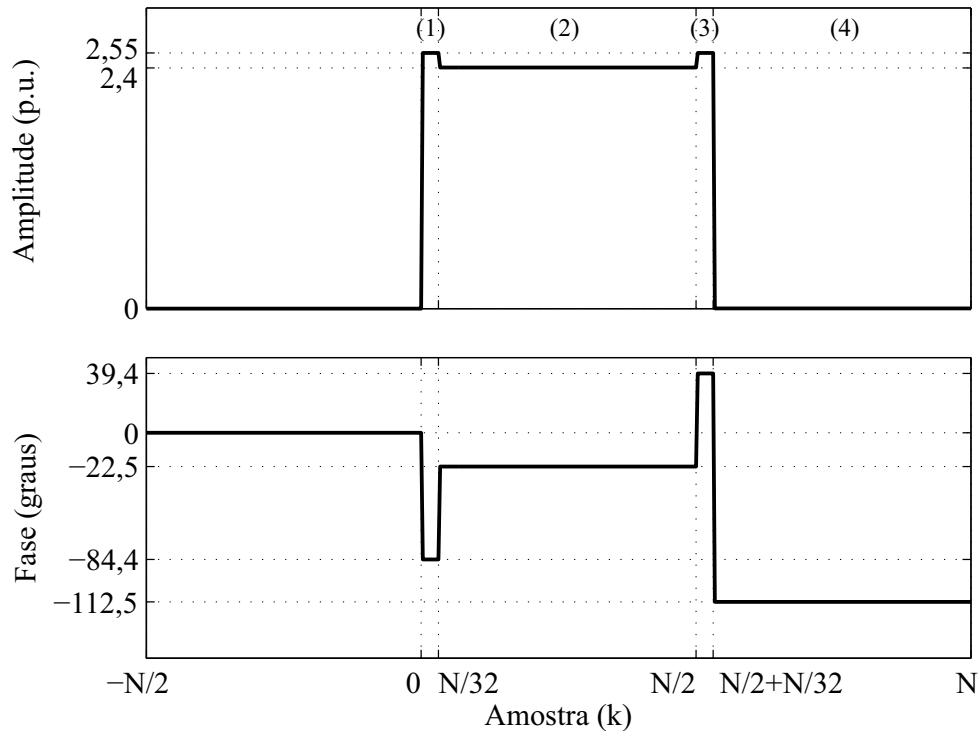
Fonte: Produzido pelo autor.

Figura 20 – Ganho da operação **F1** com a inserção de um degrau da 5ª componente harmônica em $k = 0$.



Fonte: Produzido pelo autor.

Figura 21 – Ganho da operação **F1** e \bar{A} em cascata com a inserção de um degrau da 5ª componente harmônica em $k = 0$.



Fonte: Produzido pelo autor.

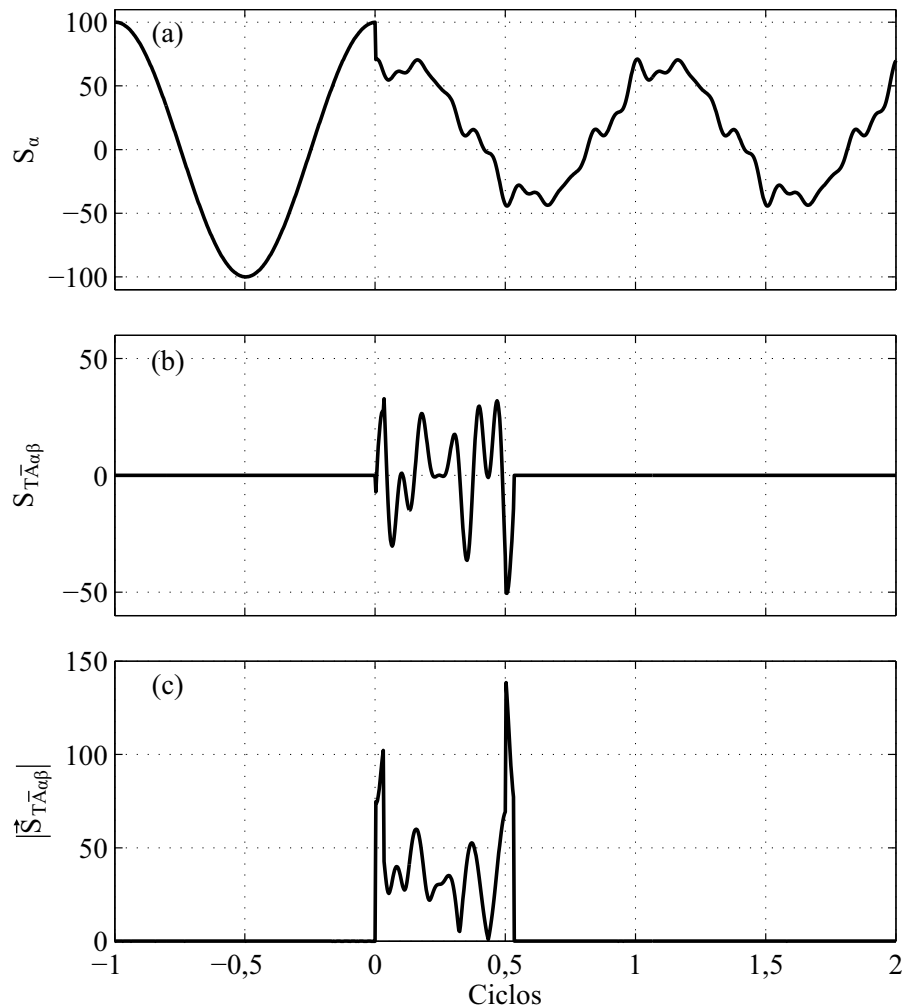
independente de haver componentes harmônicas pares e/ou inter-harmônicas, a resposta do DCHPI para novas componentes harmônicas quaisquer resultará na seleção do caminho (1) durante $N/2 + N/32$ amostras (53% do período da componente fundamental). Este comportamento é desejado uma vez que previne o sistema da amplificação de harmônicas pares e/ou inter-harmônicas durante o período transitório das operações GDSC.

3.4 SIMULAÇÃO DO VS-GDSC

Comparamos nossa implementação com a descrita em (NEVES et al., 2012). No capítulo de resultados, apresentamos casos de teste baseados na IEC 61000 (IEC, 2004) e eventos elétricos típicos. Porém, nesta seção, iremos apresentar apenas um caso de teste visando ilustrar o comportamento do VS-GDSC.

O caso de teste analisado nas figuras 22 e 23 apresenta, apenas na fase **a**, afundamento para 53% da tensão nominal (resultando em um afundamento para 72% na componente FFPS), salto de fase de -79° e adição de 20% de componente CC. Adicionalmente, nas três fases, estão presentes as componentes harmônicas: 6% de 5ª neg., 5% de 7ª pos., 3,5% de 11ª neg. e 3% de 13ª pos., em que pos. e neg. referem-se às componentes de sequência positiva e negativa respectivamente.

Figura 22 – (a) Componente alfa do sinal de entrada, (b) componente alfa da resposta temporal das operações **F1** e $\bar{\mathbf{A}}$ em cascata e (c) saída do DCHPI.



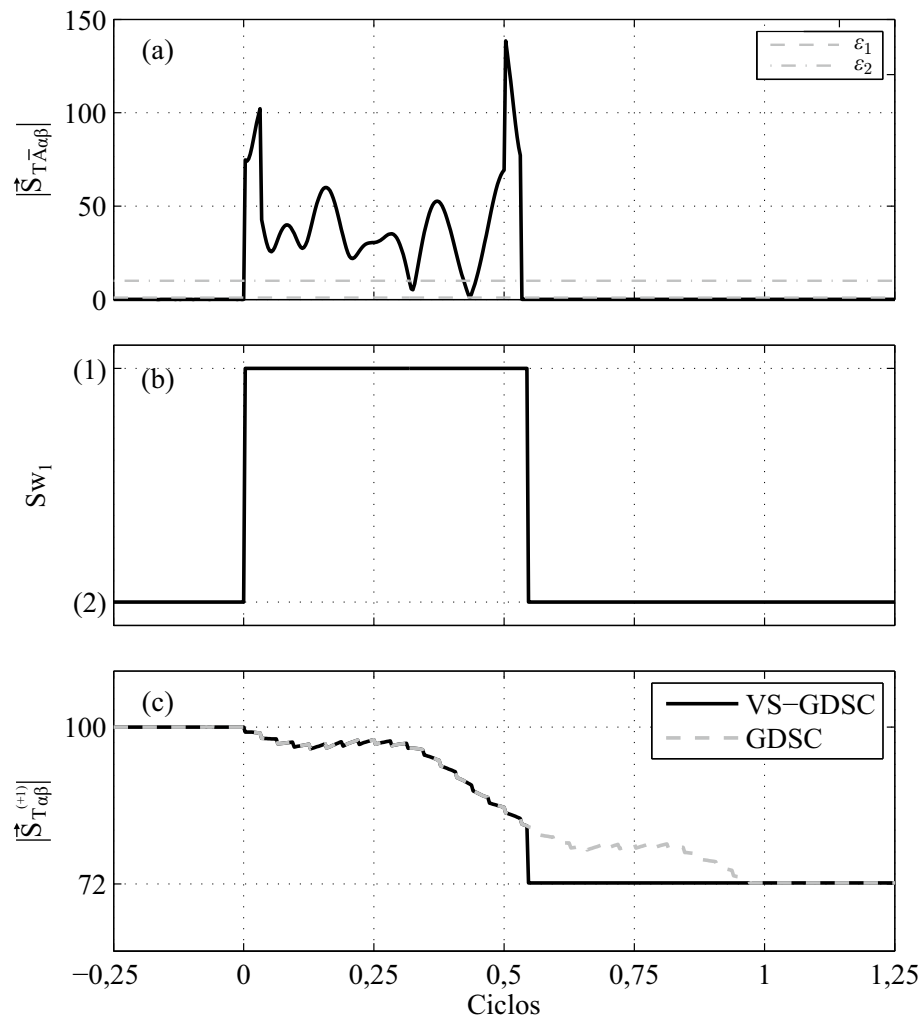
Fonte: Produzido pelo autor.

Observamos nas figuras 22 e 23 que logo após a falta, a operação **A** é inserida no caminho de dados, chaveando Sw_1 para a posição (1). Então, a resposta no período transitório é similar para ambos até a ausência das componentes harmônicas pares serem confirmadas no esquema proposto e a chave retornar para a posição (2). Nesse momento, o sinal de saída das operações **B**, **C**, **D**, **E** e **F** em cascata já está em regime permanente e o vetor FFPS correto é entregue para a saída. As amplitudes estimadas do vetor FFPS são apresentadas na figura 23 (c). Observamos no caso de teste que, com a nova técnica, o tempo de resposta do GDSC foi reduzido de 97% para 55% de um ciclo, conforme teoria apresentada.

3.5 ADAPTABILIDADE NA FREQUÊNCIA DO VS-GDSC

De acordo com o exposto no capítulo anterior, saltos de fase e variações na frequência da componente fundamental resultam em erros na detecção de magnitude e fase da componente harmônica desejada pelos operadores GDSC. Isso se dá pela estimativa imprecisa e arredon-

Figura 23 – (a) Saída do DCHPI, (b) resposta do comparador com histerese e (c) resposta do VS-GDSC e do GDSC.



Fonte: Produzido pelo autor.

damentos do número de amostras por ciclo da componente FFPS (N), o qual é utilizado pelas operações GDSC para atualizar seus parâmetros k_d . Esse efeito é comum a qualquer operador GDSC, inclusive os $\mathbf{F1}$ e $\bar{\mathbf{A}}$ do DCHPI. Portanto, é provável que, durante um salto de fase ou variação na frequência, o DCHPI identifique equivocadamente a presença das componentes pares e/ou inter-harmônicas (falso positivo).

Um falso positivo no DCHPI apenas irá fazer com que o VS-GDSC chaveie para o caminho de dados que contém os mesmos operadores do filtro GDSC original. Ou seja, apenas não teremos o ganho de desempenho que o sistema chaveado poderia oferecer.

Visando reduzir tal efeito, aplicamos inicialmente um esquema adaptativo na frequência, o A-GDSC-PLL (NEVES et al., 2012). Contudo, em caso de saltos de fase severos, o A-GDSC-PLL original apresentou um tempo de convergência de alguns ciclos para a estimação de N e, durante esse tempo, é provável que o DCHPI retorne falso positivo. Visando atenuar

esse problema, propomos um novo esquema para estimar N , o qual é descrito em detalhes no próximo capítulo.

3.6 RESUMO DO CAPÍTULO

Apesar do novo esquema adicionar esforço computacional relacionado à inclusão de duas operações GDSC e um comparador, a estrutura variável proposta, VS-GDSC, sempre apresentará desempenho similar ou superior que o apresentado pelo GDSC em termos de tempo de resposta.

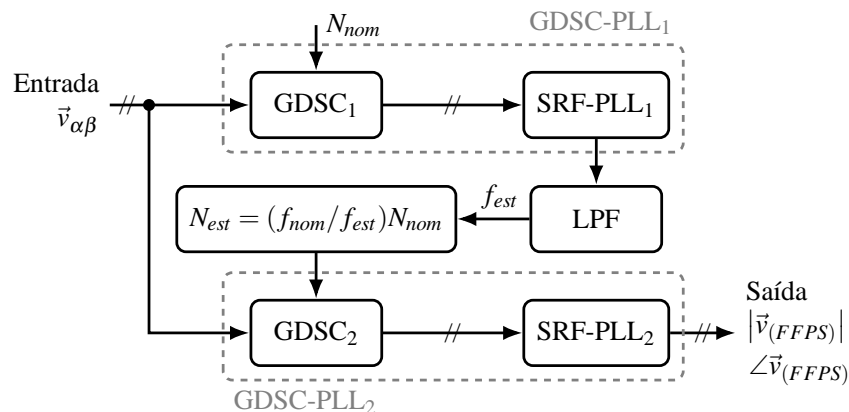
Por outro lado, em regime permanente, o VS-GDSC geralmente apresentará um sinal com distorção harmônica igual ou maior em relação ao entregue pelo GDSC. Observamos que a componente harmônica de segunda ordem e inter-harmônicas próximas a esta ordem podem, inclusive, ser amplificadas. Contudo, se os valores de ε_1 e ε_2 forem adequadamente ajustados para a aplicação desejada, a distorção presente na saída será menor à máxima tolerada para tal aplicação. Mais testes são realizados e seus resultados são apresentados no capítulo 5.

4 APERFEIÇOAMENTO DA ADAPTABILIDADE NA FREQUÊNCIA DAS OPERAÇÕES GDSC

Conforme visto no capítulo 2 e repetido por conveniência no capítulo anterior, variações na frequência e/ou saltos de fase da componente fundamental resultam em erros na detecção de magnitude e fase da componente harmônica desejada em filtros GDSC. Os erros de amplitude e de ângulo de fase na saída dos operadores GDSC, resultantes da variação da frequência e/ou saltos de fase, são devidos à estimativa imprecisa e arredondamentos do número de amostras por ciclo da componente FFPS (N), o qual é utilizado pelas operações GDSC para atualizar seus parâmetros k_d . Ainda no capítulo 2, vimos quatro técnicas para atenuar esse problema e, dentre estas, o A-GDSC-PLL (NEVES et al., 2012). Lembramos que o “A”, do A-GDSC-PLL, refere-se à adaptabilidade na frequência das operações GDSC.

O A-GDSC-PLL original aplica um GDSC-PLL exclusivamente para estimar o N a ser utilizado em um segundo GDSC-PLL, tal como apresentado no diagrama da figura 24, em que N_{nom} e f_{nom} são, respectivamente, número de amostras por ciclo da componente fundamental e frequência da rede, ambos valores nominais.

Figura 24 – Diagrama do A-GDSC-PLL original.



Fonte: (SOUZA, 2012)

Observamos no diagrama do A-GDSC-PLL original que o GDSC-PLL₁ estima a frequência da rede (f_{est}) e, a partir desse valor, o GDSC₂ atualiza seus parâmetros, tornando este último filtro GDSC adaptativo na frequência. Observe que o A-GDSC-PLL estima N (N_{est}) a partir de f_{est} . Note que, caso seja possível estimar N de outra maneira, não é necessário conhecer f_{est} para que os parâmetros das operações GDSC sejam atualizados.

Observamos ainda que o esquema original adiciona um filtro passa-baixa para estabilizar f_{est} uma vez que a frequência da rede não costuma variar abruptamente e que a frequência estimada na saída do SRF-PLL₁, durante um período transitório, pode sofrer significativa influência de saltos de fase, desbalanços, componente contínua e harmônicas.

Porém, conforme apresentado nas próximas seções, o tempo de resposta do filtro A-GDSC-PLL original pode ser de alguns ciclos, sobretudo em casos de saltos de fase severos. Durante esse período transitório, N_{est} apresenta valores incoerentes, resultando em erros mais significativos na detecção de amplitude e ângulo de fase da componente desejada. Tais erros estão dentro da tolerância para diversas aplicações e na mesma ordem de grandeza dos erros apresentados por técnicas concorrentes (NEVES et al., 2012). Porém, erros no DCHPI podem resultar em falsos positivos e, conseqüentemente, não observaremos o ganho de desempenho do VS-GDSC em relação ao filtro GDSC original. Visando atenuar tal efeito, aperfeiçoamos o método de adaptabilidade na frequência utilizado no A-GDSC-PLL.

Considerando que o valor de interesse é N_{est} e que o sinal entregue pelo GDSC₁ contém predominantemente a componente FFPS, desenvolvemos uma técnica na qual contamos o número de amostras no último ciclo da componente fundamental (N_{cont}). Adicionalmente, aperfeiçoamos os filtros passa-baixa para estimar N (N_{est}) a partir de N_{cont} . Além de melhores resultados na adaptabilidade do DCHPI (e do VS-GDSC-PLL), mostraremos que o esquema proposto é estruturalmente mais simples e preciso quando comparado ao A-GDSC-PLL original.

4.1 NOVA PROPOSTA PARA ADAPTABILIDADE NA FREQUÊNCIA DAS OPERAÇÕES GDSC

Se o sinal trifásico contém predominantemente a componente FFPS, um método simples baseado na passagem pelo zero (em abc ou $\alpha\beta$) é suficiente para estimar o número de amostras em um ciclo da rede. Porém, durante distúrbios elétricos usuais, a contagem de amostras por ciclo através deste método resulta em erros significantes (BOBROWSKA-RAFAL et al., 2011). Logo, tal técnica pode não ter a precisão necessária.

Por outro lado, se qualquer método for aplicado para identificar a componente FFPS, a qual é balanceada e livre de componentes harmônicas, é possível utilizar uma técnica baseada na passagem pelo zero para realizar a contagem de amostras por ciclo (N_{cont}), e obter N_{est} com boa precisão. De fato, como estamos trabalhando com tempos de resposta subcíclicos, não é necessário aguardar a passagem pelo zero para reiniciar a contagem das amostras, assim como apresentaremos adiante.

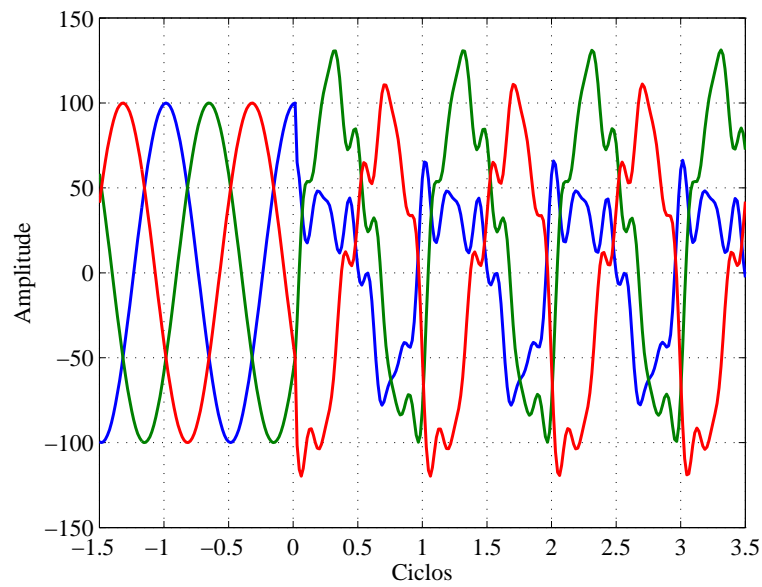
Nossa proposta consiste em manter o GDSC₁ como método de identificação da componente FFPS devido à sua baixa carga computacional, baixo tempo de convergência e menor custo de engenharia não recorrente¹ e, a partir do sinal de saída do GDSC₁, obter N_{cont} .

A figura 26 ilustra a trajetória dos vetores espaciais no plano $\alpha\beta$ dos sinais de entrada e de saída do filtro GDSC₁, durante um ciclo logo após a falta elétrica. O sinal de entrada é apresentado na figura 25. O sinal de entrada sofreu salto de fase de -79° , está sob variação

¹ NRE - *Nonrecurring Engineering Cost*. Refere-se ao valor único que é investido no desenvolvimento do projeto, sobretudo com infra-estrutura física, materiais, capacitações e remuneração dos projetistas.

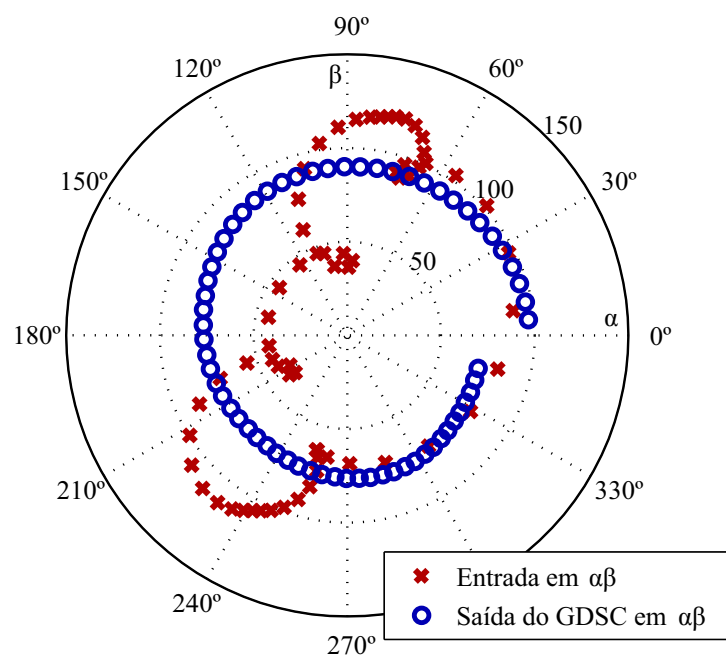
de frequência de 2 Hz/s, está desbalanceado, com afundamento de 47% na fase A, e com componentes harmônicas (15% de -5^a , 10% de 7^a , 20% de 2^a e 10% de 4^a). Por outro lado, apesar do filtro GDSC estar sob transitório, o sinal de saída está livre de distorções severas, viabilizando a contagem de amostras em um ciclo da componente FFPS.

Figura 25 – Sinal em abc para teste de filtro GDSC.



Fonte: Produzido pelo autor.

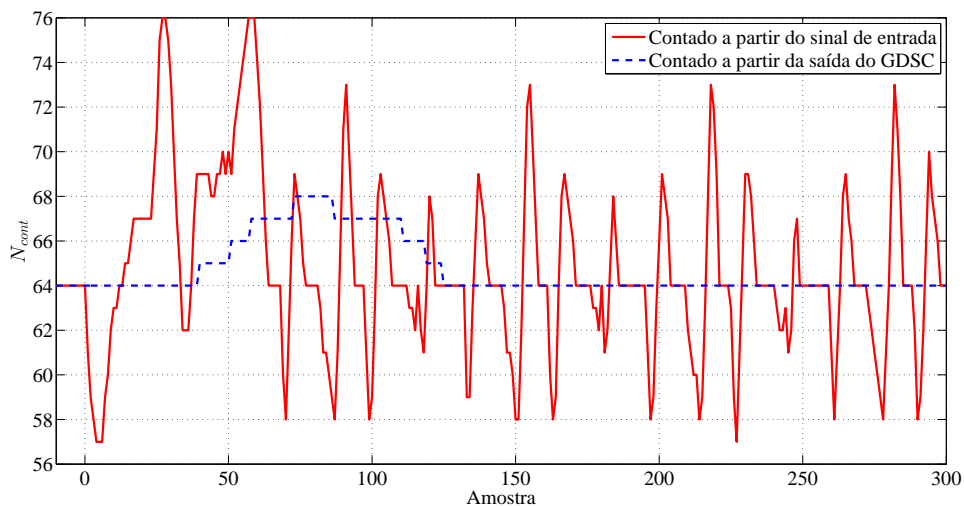
Figura 26 – Trajetória dos vetores espaciais dos sinais de entrada e de saída do filtro GDSC (em seu período transitório), em $\alpha\beta$.



Fonte: Produzido pelo autor.

Visando ilustrar as contagens das amostras por ciclo (N_{cont}), a figura 27 apresenta tais contagens referentes aos sinais da figura 26. Enquanto a figura 26 apresenta os sinais referentes a apenas um ciclo da componente fundamental (64 amostras), logo após a falta elétrica, a figura 27 apresenta também o resultado das contagens após a convergência do filtro GDSC. Note que optamos por não totalizar a contagem apenas nas passagens do vetor pelos zeros (em relação ao eixo α ou β). Visando melhorar a resposta dinâmica do sistema, totalizamos a contagem a cada nova amostra processada, contando todas as amostras que compõem o último ciclo do sinal. O procedimento de contagem é detalhado adiante, neste capítulo. Vale ressaltar que o DCHPI é sensível a pequenas variações na frequência e, apesar da típica variação lenta na frequência da rede, esperar 1/4 de ciclo para totalizar a contagem das amostras nas passagens pelos zeros (nos eixos α ou β) não resultou em um desempenho satisfatório, sobretudo na presença de saltos de fase. Tal implementação e resultados não são apresentados nesta tese.

Figura 27 – Contagem de amostras por ciclo do sinal de entrada e na saída de um filtro GDSC, em $\alpha\beta$.

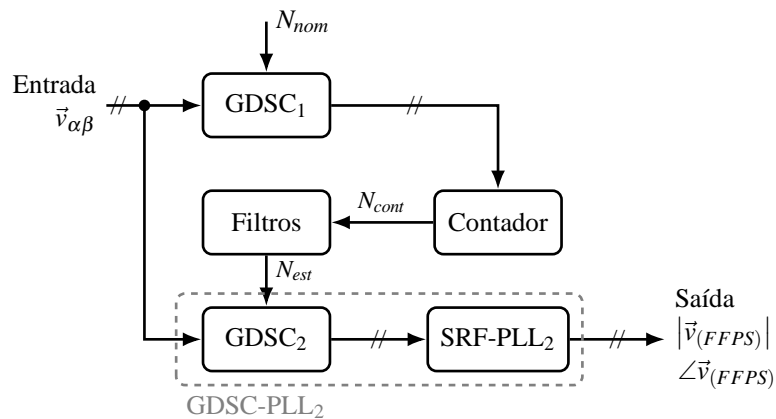


Fonte: Produzido pelo autor.

Conforme visto no capítulo anterior, o $GDSC_1$, durante transitórios e variações na frequência da rede, apenas é capaz de atenuar as distorções presentes na entrada. A figura 26 mostra que, mesmo com altos índices de distorção no sinal de entrada, o filtro GDSC entregou um sinal suficientemente limpo e viabilizou a contagem de amostras de modo estável, assim como apresentado na figura 27. Observamos no gráfico um desvio na contagem referente ao sinal filtrado pelo GDSC. Tal desvio pode ser identificado, e o valor da contagem corrigido, assim como apresentado adiante, neste capítulo.

Apresentamos um diagrama em blocos do novo A-GDSC-PLL, conforme descrito nesta seção, na figura 28. Observe que entre o contador de amostras e o $GDSC_2$ há filtros, os quais são responsáveis por manter N_{est} estável, sobretudo nos casos de salto de fase. Tal sistema será detalhado na próxima seção.

Figura 28 – Nova proposta para adaptabilidade em frequência do GDSC.



Fonte: Produzido pelo autor.

Não há diferença entre as respostas do A-GDSC-PLL original e do proposto quando não houver variações na frequência do sinal uma vez que ambos N_{est} convergem para o mesmo valor. Contudo, quando o sinal de entrada estiver variando a frequência, é esperado que o esquema proposto estime a componente FFPS com erros menores, uma vez que o valor utilizado pelo GDSC₂ para atualizar seus parâmetros k_d é o número de amostras por ciclo (N), o qual é esperado ter valor próximo ou igual ao de N_{cont} , mesmo durante variações na frequência.

Adicionalmente, notamos que o A-GDSC-PLL original sofre redução de desempenho devido ao método do cálculo de N_{est} . Quando calculamos N_{est} a partir de f_{est} , admite-se no cálculo que f_{est} tem valor constante durante todo último ciclo do sinal, e igual ao último valor estimado para a frequência da rede. Ou seja, não são consideradas no cálculo as variações de frequência no sinal durante o último ciclo da componente fundamental, reduzindo assim a precisão de N_{est} . Portanto, como o esquema proposto não tem seu desempenho reduzido por esse problema, é reforçada a expectativa de que o esquema proposto estime a componente FFPS com erros menores.

4.2 IMPLEMENTAÇÃO DO ESQUEMA PROPOSTO

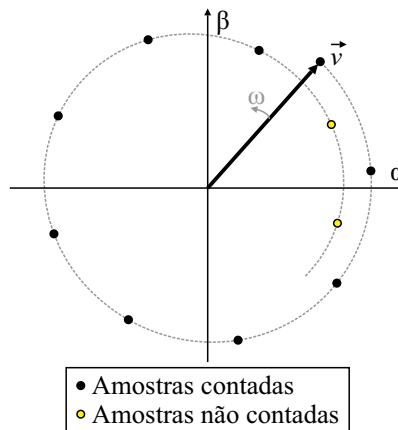
O esquema é implementado em duas etapas: contagem das amostras e filtragem do valor contado.

4.2.1 Contagem de amostras

Como visto anteriormente, não totalizamos a contagem apenas nas passagens do vetor pelos zeros (em relação ao eixo alfa ou beta). Visando melhorar a resposta dinâmica do sistema, totalizamos a contagem a cada nova amostra processada, contando todas as amostras que compõem o último ciclo da componente FFPS, considerando a última amostra adquirida como última amostra do ciclo. A figura 29 ilustra a contagem de amostras em um sinal com frequência

constante, trajetória vetorial espiralada e baixa frequência de amostragem. No exemplo, foram contadas 9 amostras no último ciclo do sinal. Se, ao invés de contado, o N fosse calculado com base na frequência do sinal, obteríamos o valor de 9,5 amostras por ciclo. De fato, para qualquer sinal com $9 \leq N < 10$, teremos $N_{cont} = 9$ amostras por ciclo. Ou seja, há um arredondamento intrínseco da contagem para baixo.

Figura 29 – Contagem de amostras em um ciclo de \vec{v} .



Fonte: Produzido pelo autor.

Observe que o maior erro na contagem, referente ao arredondamento intrínseco do valor de N para baixo, é de uma unidade. Visando reduzir tal erro, somaremos sempre 0,5 unidade ao valor contado. Desta forma, o maior erro será de 0,5 unidade. Adicionalmente, amostrar em taxas elevadas e aplicar filtros em N_{cont} , os quais serão detalhados na próxima seção, atenuam ainda mais tal efeito. Por fim, é comum que os arredondamentos necessários para atualizar os k_d do GDSC₂ anulem completamente o efeito que esse erro na contagem de amostras poderia causar na saída do A-GDSC-PLL.

A implementação em MATLAB foi realizada com o auxílio de um *buffer* circular, no qual, a cada amostra adquirida, é armazenado o ângulo do vetor FFPS estimado. O *buffer* circular deve ter comprimento igual ou superior ao número máximo de amostras por ciclo esperado para uma determinada aplicação. Por exemplo, se a rede estiver sujeita a uma variação máxima na frequência de 10% do valor nominal, o *buffer* deve ter comprimento 10% maior que o número de amostras por ciclo nominal.

Seguindo a ideia apresentada na figura 29, o algoritmo testa os ângulos armazenados no *buffer* circular, referentes às amostras anteriores, um por um, até encontrar o ângulo mais próximo ao ângulo do vetor FFPS atual. De fato, encontramos a posição no *buffer* circular na qual está o ângulo do vetor mais atrasado em relação ao atual, mas que ainda pertence ao último ciclo da componente FFPS, ou seja, que está atrasado em, no máximo, 360°. Em seguida, basta contar a quantidade de posições do *buffer* circular entre a posição no qual está o vetor mais atrasado, conforme descrito, e a posição no qual está o vetor atual. A quantidade de posições

retornadas será igual ao número de amostras por ciclo, referente ao último ciclo da componente FFPS.

Visando otimizar o uso dos recursos computacionais, não é necessário analisar todos os ângulos armazenados no *buffer* circular, a cada nova amostra adquirida. Sabemos que a frequência da rede não varia bruscamente. Deste modo, já sabemos antecipadamente, aproximadamente, quantas amostras há por ciclo da componente FFPS. Ou seja, já temos uma estimativa da posição do *buffer* circular na qual é esperado encontrar o ângulo do vetor mais atrasado em relação ao atual e pertencente ao último ciclo, conforme descrito no parágrafo anterior. Deste modo, basta testar os ângulos armazenados nas posições adjacentes àquela inicialmente estimada.

4.2.2 Detectores de eventos elétricos e filtros passa-baixa

O esquema original do A-GDSC-PLL utiliza um LPF na saída do SRF-PLL₁ visando estabilizar f_{est} visto que a frequência real da rede não varia abruptamente. Porém, esse filtro passa-baixa, do tipo Butterworth de 2ª ordem com frequência de corte de 2 Hz (NEVES et al., 2012), pode não ser adequado para situações de salto de fase severo ou elevadas taxas de variação na frequência. Neste trabalho, propomos substituir tal filtro por um Butterworth de 2ª ordem com $f_c = 0,8 \text{ Hz}$ ou 10 Hz, selecionado de acordo com o comportamento de N_{cont} . Os valores da frequência de corte foram escolhidos empiricamente. De fato, ajustamos o sistema para responder adequadamente a três eventos elétricos: (i) salto de fase; (ii) frequência constante ou variação lenta da frequência; (iii) variação moderada ou rápida da frequência.

Logo, a primeira atividade é identificar que evento elétrico, dentre os três citados, ocorre na rede. Para tal, desenvolvemos dois detectores para esses eventos, conforme descritos na próxima seção. Em seguida, conforme detalhado adiante, aplicamos o filtro com frequência de corte adequada ou, no caso da detecção de salto de fase, apenas aguardamos que N_{cont} convirja para um valor estável.

Ressaltamos que a rápida convergência de N_{cont} é fundamental para a correta operação do GDSC adaptativo e, principalmente, do VS-GDSC adaptativo, visto que o correto funcionamento do DCHPI, que deve convergir em aproximadamente meio ciclo da componente FFPS, depende da correta e rápida estimação de N_{cont} .

4.2.2.1 Detector de salto de fase

Se há uma grande variação em N_{cont} , significa que, provavelmente, o sistema está experimentando um salto de fase e, nesse caso, N_{cont} está incorreto. Por exemplo, um salto de apenas duas unidades em N_{cont} , em um único período de amostragem, para uma rede com $f_{nom} = 50 \text{ Hz}$ e $N_{nom} = 320$ amostras por ciclo, representa uma variação na frequência da rede de, no mínimo (considerando as piores condições de arredondamento), 2500 Hz\% , que é um valor improvável para redes elétricas reais. De fato, os valores de N_{cont} não sofrem variações severas

entre amostras adjacentes visto que esses valores são obtidos a partir de um sinal previamente filtrado pelo GDSC, o qual não varia abruptamente entre amostras adjacentes.

Conforme visto no capítulo anterior, durante o transitório, o filtro GDSC deixa passar as novas componentes do vetor de entrada com ganhos complexos não nulos. Ou seja, informações do salto de fase já estarão presentes na saída do GDSC₁ logo após o evento elétrico. A inclusão do GDSC₁ suaviza a trajetória do vetor espacial durante um salto de fase, mas ainda possibilita a detecção deste evento em uma janela estreita de amostras, a qual depende da amplitude do salto de fase.

Considerando o exposto, calculamos $|\Delta N_{cont}|$ a partir da amostra atual e uma adquirida a $\frac{N}{2}$ amostras anteriores. O valor $\frac{N}{2}$ apresentou uma boa estabilidade na detecção de salto de fase. Adicionalmente, esse atraso reduz a influência das componentes harmônicas e inter-harmônicas presentes em $|\Delta N_{cont}|$, sobretudo as componentes de ordens elevadas e as componentes não anuladas durante o período transitório. Logo, o detector indica um salto de fase caso:

$$|\Delta N_{cont}| = |N_{cont}(kT_s) - N_{cont}[(k - N/2)T_s]| \geq 2 \text{ amostras por ciclo.} \quad (4.1)$$

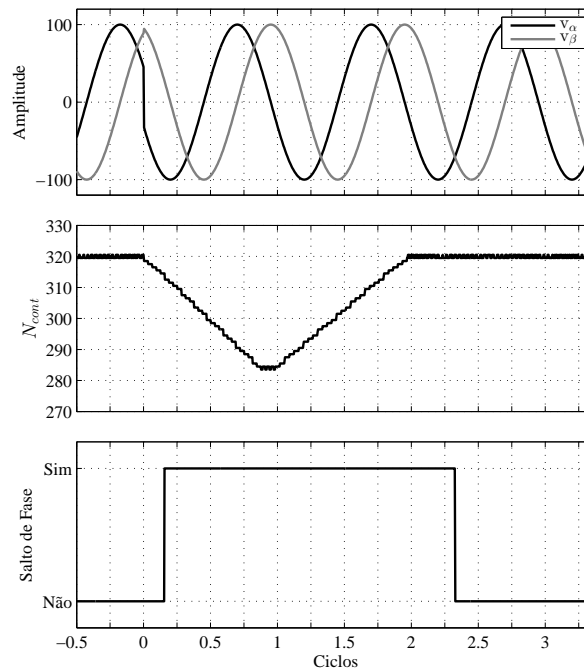
Ainda visando evitar falsos positivos, optamos por verificar durante $\frac{N}{8}$ amostras se a condição $|\Delta N_{cont}| \geq 2$ amostras por ciclo permanece válida antes de sinalizar que ocorreu, ou não, um salto de fase. O valor $\frac{N}{8}$ apresentou uma boa relação entre tempo de resposta e estabilidade na detecção de salto de fase.

Considerando o tempo de convergência do GDSC de, aproximadamente, um ciclo e o tempo de convergência da contagem de amostras também de um ciclo, em cascata, temos que um salto de fase afeta o valor de N_{cont} durante, aproximadamente, dois ciclos. Visando evitar falsos negativos durante esses dois ciclos (pulsos espúrios), a saída do detector será ativada e permanecerá ativa por um período mínimo de $2N_{nom}$ amostras. O período máximo em que a saída do detector permanecerá ativa é determinado, principalmente, pela influência da amplitude do salto de fase no cálculo de $|\Delta N_{cont}|$.

A figura 30 ilustra a resposta do detector de salto de fase. Neste exemplo, há um salto em $\vec{v}_{\alpha\beta}$ de 63° para 109° , ou seja, um salto de 46° .

Se reduzirmos a taxa de amostragem, é esperada uma redução na sensibilidade do detector em relação a pequenos saltos de fase. Por exemplo, se saltarmos 10° adiante em uma componente FFPS amostrada a 320 amostras por ciclo, teremos saltado 8 amostras na contagem daquele ciclo. Porém, o mesmo salto de 10° em uma componente amostrada a 64 amostras por ciclo representará 1 amostra a menos em N_{cont} . Ou seja, como $|\Delta N_{cont}| < 2$, o detector não irá identificar tal salto. Observando o esquema completo, ao considerar a influência do GDSC₁ no transitório e o efeito do temporizador inserido para evitar falsos positivos, obtivemos em simulação os saltos de fase mínimos detectáveis pelo sistema, descritos na tabela 12.

Figura 30 – Resposta do detector de salto de fase a uma entrada somente com salto de fase.



Fonte: Produzido pelo autor.

Tabela 12 – Menores saltos de fase detectáveis pelo sistema proposto em função do número de amostras por ciclo do sinal.

N_{cont}	$\Delta\phi$
320	3°
160	6°
64	15°
32	28°

Fonte: Produzido pelo autor.

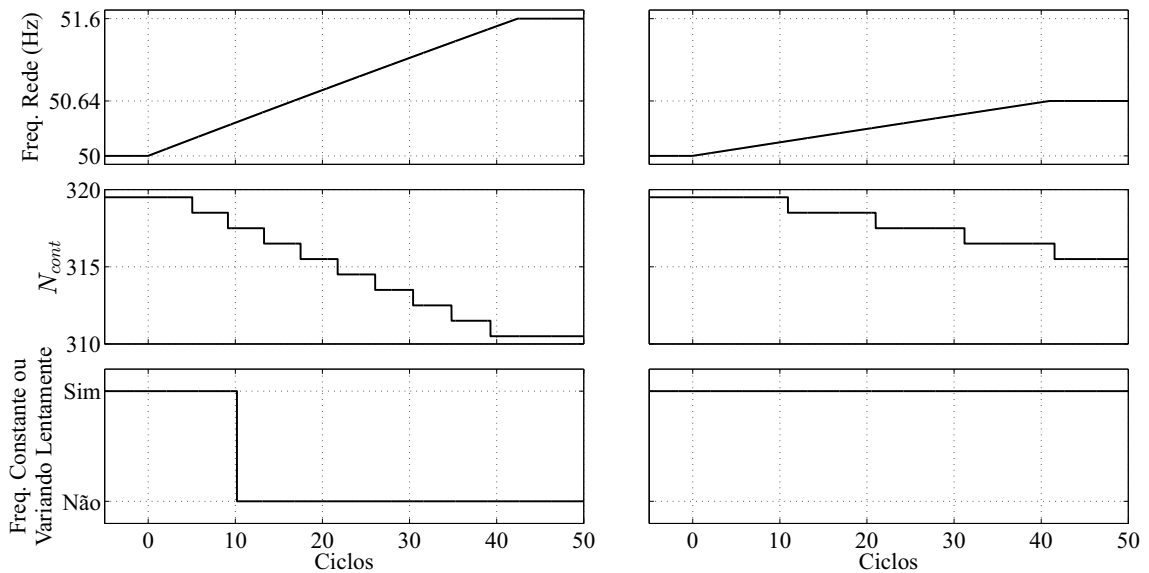
4.2.2.2 *Detector de frequência constante ou variação lenta da frequência*

Desenvolvemos um detector de frequência constante ou variação lenta da frequência visando a simplicidade estrutural e reduzido peso computacional. Para tal, desenvolvemos uma técnica que não realiza divisões e nem utiliza números fracionados.

Consideraremos a frequência da rede como “constante ou sob variação lenta” quando a diferença entre os valores máximo e mínimo de N_{cont} , durante alguns ciclos, for menor ou igual a uma unidade. Quanto maior for a janela temporal analisada, e quanto maior for a taxa de amostragem, mais sensível será o sistema. Utilizamos uma janela de 10 ciclos para sinais amostrados a 320 amostras por ciclo. Com tais parâmetros, o sistema considera como frequência constante ou sob variação lenta qualquer sinal com taxa de variação inferior a 0,9 Hz%.

A figura 31 ilustra a resposta desse detector submetido a dois sinais, com frequências variando a $2,0 \text{ Hz/s}$ e a $0,8 \text{ Hz/s}$.

Figura 31 – Resposta do detector de frequência constante ou variação lenta da frequência a dois sinais de entrada, com variação na frequência nas taxas de $2,0 \text{ Hz/s}$ (esquerda) e $0,8 \text{ Hz/s}$ (direita).



Fonte: Produzido pelo autor.

O valor limiar da taxa de variação da frequência (*Rate of Change of Frequency - RoCoF*), que na nossa implementação foi de $0,9 \text{ Hz/s}$, deve ser ajustado de acordo com a aplicação. Para referência, o Sunny Boy SWR 2500U vem configurado de fábrica para desconectar-se da rede caso a variação de frequência seja superior a $0,5 \text{ Hz/s}$. Outras aplicações permitem variações mais bruscas, tais como no monitoramento para desconexão de geradores na Dinamarca ($2,5 \text{ Hz/s}$), Espanha ($2,0 \text{ Hz/s}$) ou Irlanda ($1,0 \text{ Hz/s}$) (ENERGY, 2012). Não localizamos na Agência Nacional de Energia Elétrica (ANEEL) as taxas de variação da frequência permitidas no Brasil, apenas as faixas (em valores absolutos) de frequências permitidas.

4.2.2.3 Filtros passa-baixa e lógica de chaveamento

Quando um salto de fase for detectado, N_{cont} está incorreto e seu valor deve ser ignorado. Caso contrário, o sistema selecionará frequências de corte diferentes para o filtro passa-baixa, de acordo com o detector de frequência constante ou variação lenta da frequência.

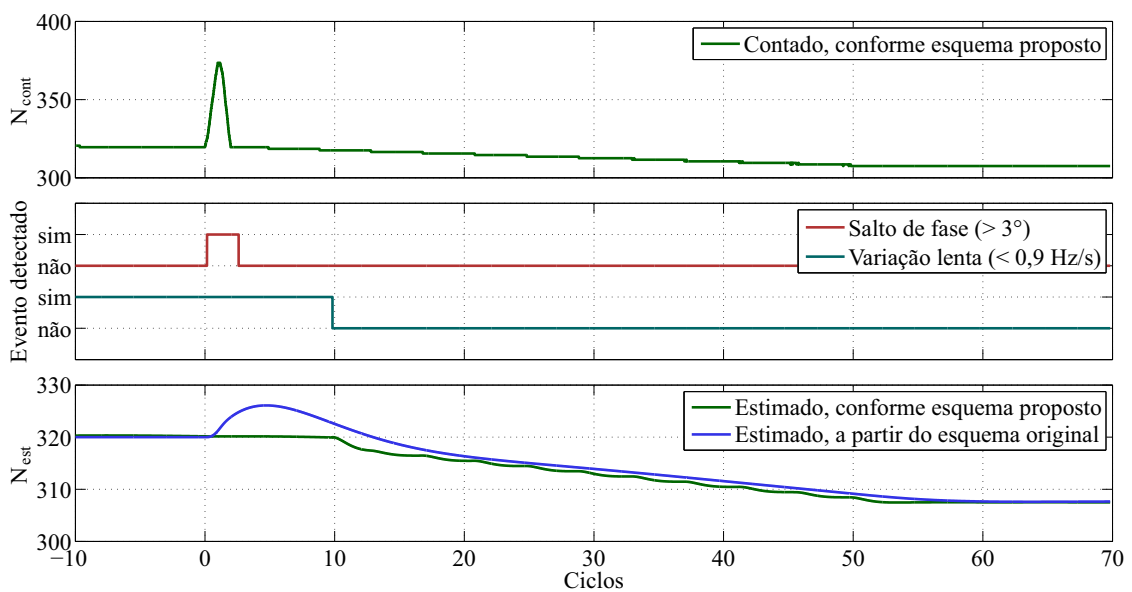
Se for detectada frequência constante ou variação lenta da frequência, utilizaremos $f_c = 0,8 \text{ Hz}$. Esse filtro atenua, por exemplo, o efeito das múltiplas variações unitárias em N_{cont} em torno de $N_{nominal}$ que podem ser vistos nas figuras 30 e 31. Porém, se o detector indicar que a variação na frequência é moderada ou rápida, utilizaremos $f_c = 10 \text{ Hz}$. Os valores das frequências de corte foram definidos empiricamente neste trabalho, mas podem ser ajustados de acordo com os requisitos da aplicação.

Assim como na seção anterior, as frequências de corte devem ser ajustadas de acordo com a aplicação. Lembramos ainda que há flexibilidade na definição das frequências de corte uma vez que estimar N é apenas uma etapa intermediária do A-GDSC-PLL e pequenas variações em N_{est} não devem impactar significativamente no resultado do GDSC-PLL₂.

4.3 SIMULAÇÃO DA ESTIMAÇÃO DE N

Comparamos na figura 32 o comportamento do sistema para estimação de N nos esquemas proposto e original. Observamos que, pelo esquema original, N_{est} desvia mais e tem dinâmica mais lenta do que no esquema proposto, principalmente após saltos de fase. O sinal de entrada contém salto de fase de -79° e variação na frequência de $2,0 \text{ Hz/s}$ durante 500 ms. A frequência nominal da rede é de 50 Hz e a taxa de amostragem nominal é de 320 amostras por ciclo.

Figura 32 – Comparação entre técnicas para obtenção de N_{est} .

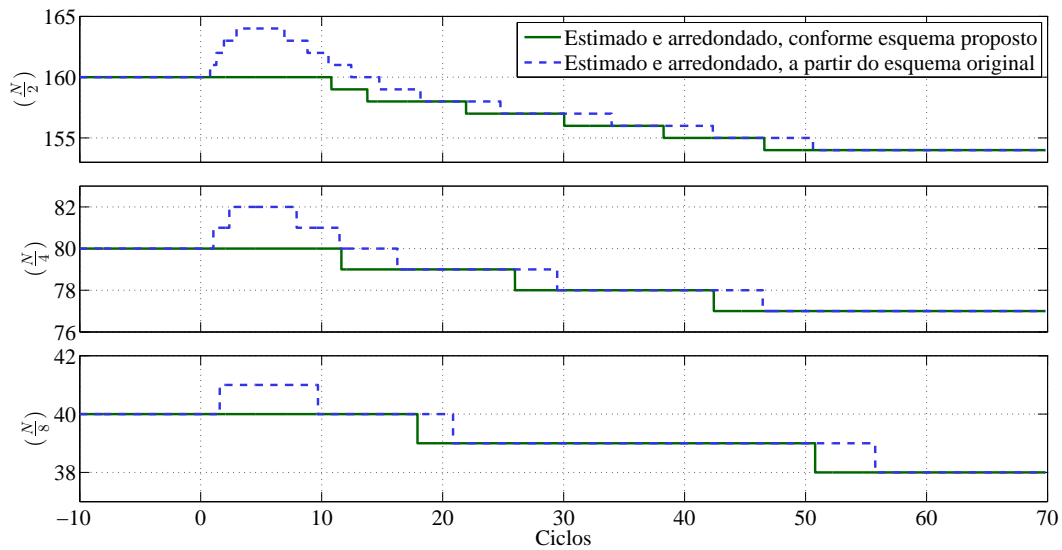


Fonte: Produzido pelo autor.

Contudo, os valores que de fato são utilizados pelas operações GDSC **A**, **B**, **C**, **D** e **E** para atualizar seus parâmetros k_d são $(N/2)_{est}$, $(N/4)_{est}$, $(N/8)_{est}$, $(N/16)_{est}$ e $(N/32)_{est}$ arredondados, respectivamente. Na figura 33, apresentamos tais valores para o A-GDSC-PLL original e para o esquema proposto. Não inserimos os gráficos de $(N/16)_{est}$ e $(N/32)_{est}$ arredondados porque não observamos diferenças entre as técnicas para estes parâmetros.

Quando verificados os erros de amplitude e fase na saída do A-GDSC-PLL, ou seja, na saída do SRF-PLL₂, observamos menores erros para o esquema proposto em relação ao original. Apresentamos na figura 34 os erros relativos à estimação da componente FFPS pelo A-GDSC-PLL, para um sinal de entrada igual ao já descrito nesta seção. Já na figura 35

Figura 33 – Comparação entre técnicas para obtenção de $N/2_{est}$, $N/4_{est}$ e $N/8_{est}$.



Fonte: Produzido pelo autor.

apresentamos a resposta dos A-GDSC-PLL para um sinal similar, adicionando componente CC e harmônicas, de acordo com o indicado na legenda da figura.

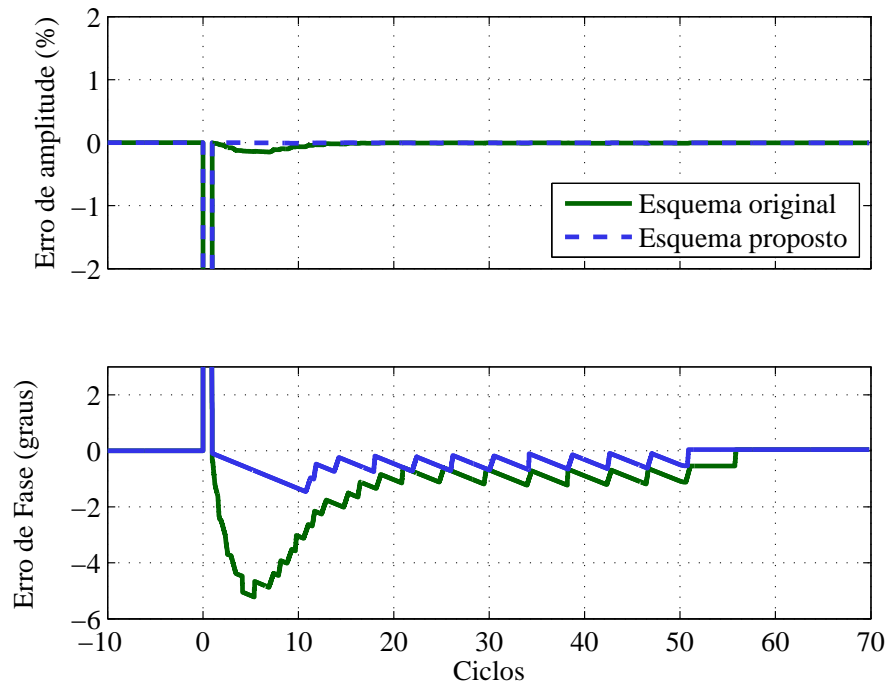
Quanto menor a frequência de amostragem, menores os ganhos da técnica proposta uma vez que a contagem de N fica menos sensível em relação à variação da frequência da rede. Para o sinal de entrada descrito nesta seção, as respostas dos A-GDSC-PLL, proposto e original, foram idênticas para taxas de amostragem iguais ou inferiores a 64 amostras por ciclo. Outras situações elétricas são simuladas no capítulo de resultados.

4.4 ADAPTABILIDADE NA FREQUÊNCIA DO DETECTOR DE COMPONENTES HARMÔNICAS PARES E/OU INTER-HARMÔNICAS (DCHPI)

Conforme visto no capítulo anterior, os operadores $\mathbf{F1}$, $\bar{\mathbf{A}}$ e módulo, em cascata, compõem o que denominamos detector de componentes harmônicas pares e/ou inter-harmônicas (DCHPI). Os valores que, de fato, são utilizados pelas operações GDSC $\mathbf{F1}$ e $\bar{\mathbf{A}}$ para atualizar seus parâmetros k_d são $(N/32)_{est}$ e $(N/2)_{est}$ arredondados, respectivamente. Tais valores são os mesmos utilizados pelas operações \mathbf{E} e \mathbf{A} do A-GDSC, respectivamente, e já foram calculados de acordo com o apresentado na seção anterior. Conforme descrito, não observamos diferenças entre as técnicas na obtenção de $(N/32)_{est}$ arredondado. Por outro lado, erros no $(N/2)_{est}$ afeta a precisão do operador $\bar{\mathbf{A}}$ e, conseqüentemente, pode resultar na detecção equivocada de componentes harmônicas pares e/ou inter-harmônicas.

Visando ilustrar o comportamento descrito, mostramos na figura 36 a resposta do DCHPI para um sinal de entrada que contém salto de fase severo, de -79° , e variação na frequência de $2,0 \text{ Hz\%}$ durante 500 ms, igual ao descrito na seção anterior. O sinal de entrada não possui quaisquer componentes pares nem inter-harmônicas. A estimação de N para esse

Figura 34 – Erros de amplitude e fase relacionados às técnicas A-GDSC-PLL original e proposta - sem componentes harmônicas.



Nota: O sinal de entrada contém salto de fase de -79° e variação na frequência de $2,0 \text{ Hz/s}$.

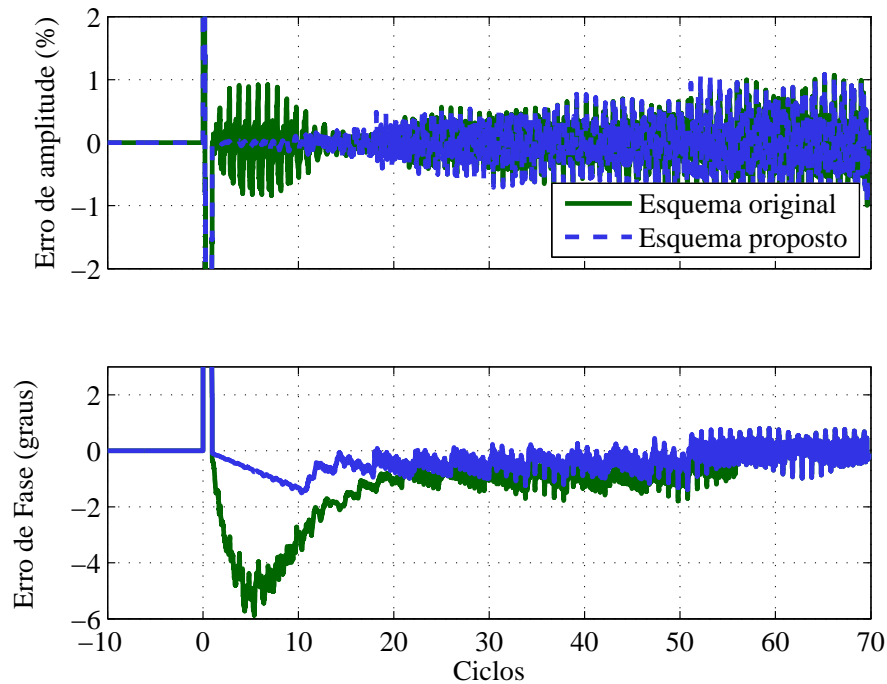
Fonte: Produzido pelo autor.

sinal foi apresentada nas figuras 32 e 33. A curva (a) refere-se ao sistema adaptativo original, enquanto a curva (c), ao sistema proposto. Observamos, na figura 36, que o maior desvio e dinâmica mais lenta do N_{est} pelo esquema original, sobretudo logo após o salto de fase, resulta em valores elevados para $|\vec{v}_{T\bar{A}}|$, que é a saída do DCHPI. A depender dos limiares definidos no comparador (ε_1 e ε_2 da figura 13), esse comportamento pode resultar em falso positivo.

Também observamos pulsos espúrios, que são decorrentes da variação de N_{est} arredondado e, conseqüentemente, k_d da operação \bar{A} , uma vez que o sinal de entrada atrasado ($\vec{v}[(k - k_d)T_s]$) está sujeito a saltos quando há variações em k_d . Este efeito geralmente não é percebido no filtro GDSC, com as operações **A**, **B**, **C**, **D** e **E**, pois, a amplitude da componente FFPS presente na saída do filtro é muito maior que o pulso espúrio gerado, e, além disto, os outros blocos atenuam o pulso.

Para amenizar o efeito dos pulsos espúrios no DCHPI, adicionamos um filtro passa-baixa Butterworth de 2ª ordem com frequência de corte de 100 Hz após a operação \bar{A} . O valor da frequência de corte foi ajustado visando reduzir os efeitos dos pulsos espúrios sem afetar significativamente no tempo de convergência do DCHPI. As curvas obtidas com a inclusão do filtro podem ser observadas na figura 36, curvas (b) e (d).

Figura 35 – Erros de amplitude e fase relacionados às técnicas A-GDSC-PLL original e proposta - com componentes harmônicas.



Nota: O sinal de entrada contém salto de fase de -79° , variação na frequência de $2,0 \text{ Hz}$, 10% de componente CC na fase α , além das componentes harmônicas: 10% de 2ª harmônica de sequência positiva, 5% de 4ª pos., 6% de 5ª neg., 2% de 6ª pos., 5% de 7ª pos., 3,5% de 11ª neg. e 3% de 13ª pos.

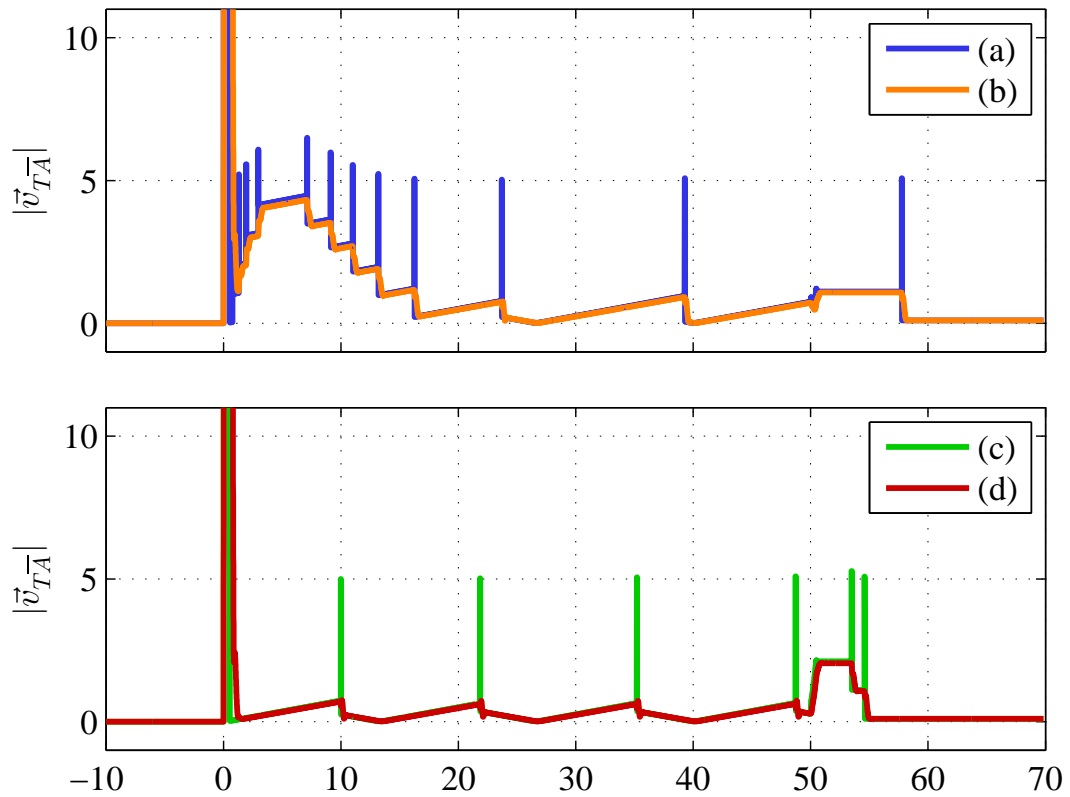
Fonte: Produzido pelo autor.

Como visto no capítulo anterior, o DCHPI amplifica as componentes inter-harmônicas, com ganho máximo em torno da 16ª componente. Como geralmente não há inter-harmônicas de ordem elevada na rede, esta característica do DCHPI não costuma influenciar em sua precisão. Porém, se o número de amostras por ciclo real do sinal e o N_{est} arredondado não possuírem valores similares, as componentes harmônicas são “vistas” pelo filtro GDSC como inter-harmônicas e haverá amplificação destas, inclusive das componentes de ordem ímpar, resultando em oscilação na saída do DCHPI.

As figuras 37 e 38 ilustram a amplificação de componentes harmônicas pelo DCHPI em uma rede que experimenta variação de frequência. O sinal de entrada referente ao resultado mostrado na figura 37 não contém componentes harmônicas pares, enquanto que para o da figura 38, possui. As composições dos sinais estão descritas nas legendas. Observe que o sinal de entrada está severamente distorcido e que, em diversos casos práticos, o nível de distorção é inferior ao representado nas figuras.

Observamos nas figuras 37 e 38 que, apesar da oscilação na saída do DCHPI, é claramente distinguível a presença de componentes harmônicas pares, sobretudo na versão do DCHPI adaptativo que utiliza o N_{est} arredondado obtido pela técnica proposta e que possui o

Figura 36 – Saída do DCHPI - Sem componentes harmônicas.



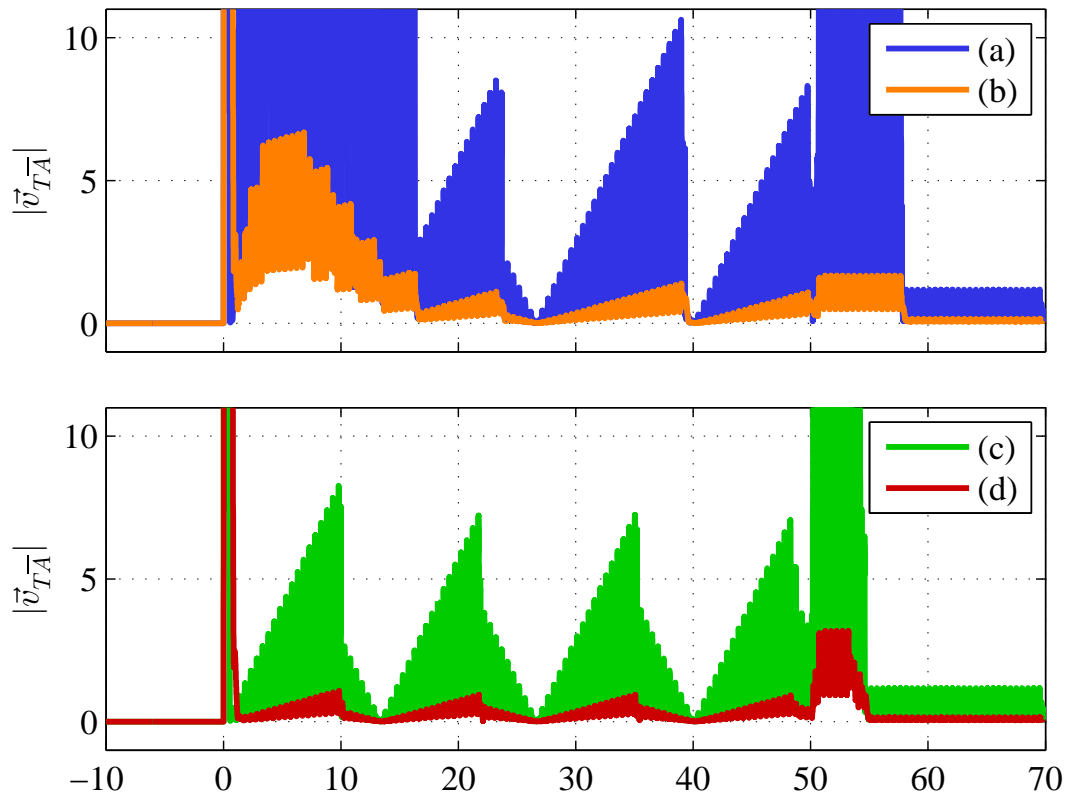
Nota: (a): Utiliza N_{est} do A-GDSC-PLL original como base para a adaptabilidade na frequência; (b): Similar à curva anterior, porém o DCHPI possui um LPF incluído no esquema; (c): Utiliza N_{est} obtido pelo esquema proposto; (d): Similar à curva anterior, porém o DCHPI possui um LPF incluído no esquema.

Nota: O sinal de entrada contém salto de fase de -79° e variação na frequência de $2,0\%$.

Fonte: Produzido pelo autor.

filtro passa-baixas incluído no DCHPI (curvas (d) das figuras). Outras situações elétricas são simuladas no capítulo de resultados.

Figura 37 – Saída do DCHPI - Sem componentes harmônicas pares.



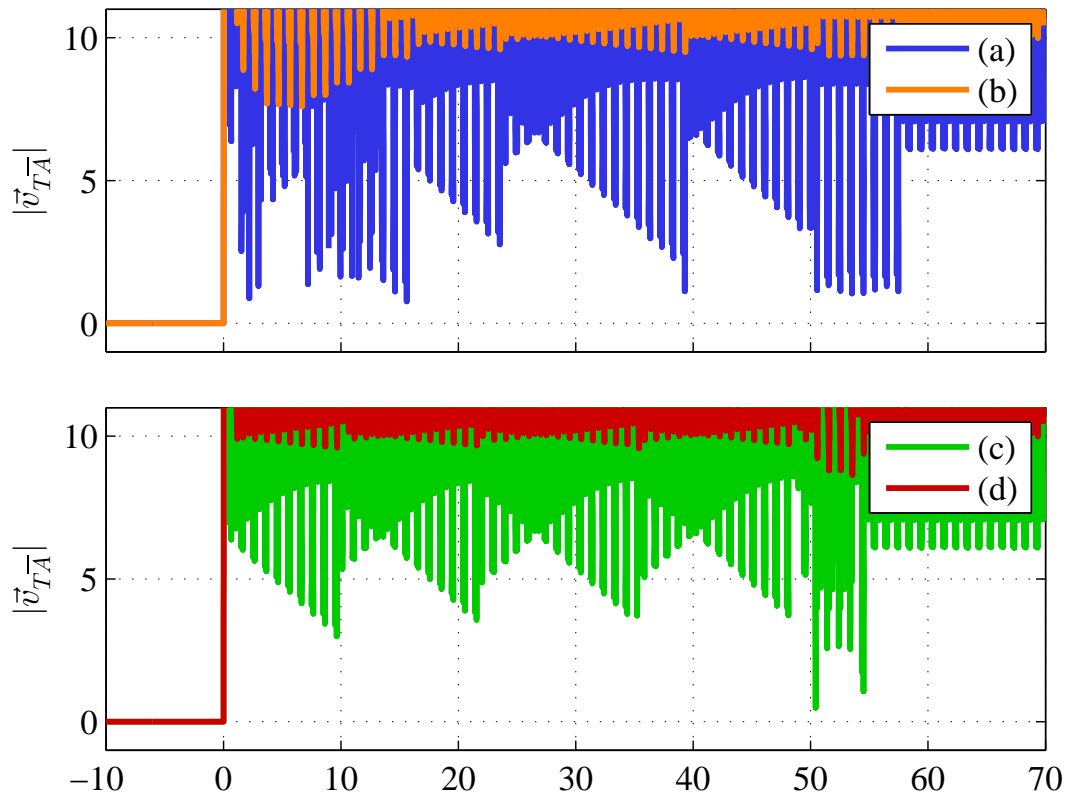
Nota: (a): Utiliza N_{est} do A-GDSC-PLL original como base para a adaptabilidade na frequência; (b): Similar à curva anterior, porém o DCHPI possui um LPF incluído no esquema; (c): Utiliza N_{est} obtido pelo esquema proposto; (d): Similar à curva anterior, porém o DCHPI possui um LPF incluído no esquema. Os gráficos estão com um *zoom* no eixo vertical a fim de facilitar a comparação destes com outros gráficos desta tese.

Nota: O sinal de entrada contém salto de fase de -79° , variação na frequência de $2,0\%$, 10% de componente CC na fase α , além das componentes harmônicas: 6% de 5^a neg., 5% de 7^a pos., $3,5\%$ de 11^a neg. e 3% de 13^a pos.

Nota: A escala vertical está limitada em 11 com o objetivo de facilitar a visualização da região de interesse. Porém, as formas de onda tem amplitudes superiores a 11.

Fonte: Produzido pelo autor.

Figura 38 – Saída do DCHPI - Com componentes harmônicas pares e ímpares.



Nota: (a): Utiliza N_{est} do A-GDSC-PLL original como base para a adaptabilidade na frequência; (b): Similar à curva anterior, porém o DCHPI possui um LPF incluído no esquema; (c): Utiliza N_{est} obtido pelo esquema proposto; (d): Similar à curva anterior, porém o DCHPI possui um LPF incluído no esquema. Os gráficos estão com um *zoom* no eixo vertical a fim de facilitar a comparação destes com outros gráficos desta tese.

Nota: O sinal de entrada contém salto de fase de -79° , variação na frequência de $2,0 \text{ Hz}$, 10% de componente CC na fase α , além das componentes harmônicas: 10% de 2ª harmônica de sequência positiva, 5% de 4ª pos., 6% de 5ª neg., 2% de 6ª pos., 5% de 7ª pos., 3,5% de 11ª neg. e 3% de 13ª pos.

Nota: A escala vertical está limitada em 11 com o objetivo de facilitar a visualização da região de interesse. Porém, as formas de onda tem amplitudes superiores a 11.

Fonte: Produzido pelo autor.

4.5 RESUMO DO CAPÍTULO

O GDSC-PLL adaptativo na frequência (A-GDSC-PLL) que propomos neste capítulo apresentou menores erros na identificação da amplitude e fase da componente FFPS e resposta dinâmica mais rápida que o esquema original, principalmente sob salto de fase severo. A nova proposta também resultou em ganho de desempenho quando aplicada ao DCHPI. Para validar o esquema, mais casos de teste serão apresentados no capítulo de resultados. Porém, vale ressaltar que, quanto menor a taxa de amostragem, menor é o ganho da técnica proposta frente à técnica original. Logo, a nossa proposta se mostra adequada para sistemas que exijam elevado desempenho e possua flexibilidade para elevar a taxa de amostragem, por exemplo, no projeto de novos relés de variação de frequência (RoCoF).

5 RESULTADOS

Neste capítulo, iremos definir um conjunto de sinais para testes de métodos de sincronização. Em seguida, compararemos o VS-GDSC-PLL com o GDSC-PLL, o DDSRF-PLL (aperfeiçoado) e o DSOGI-PLL (aperfeiçoado), de acordo com o exposto no capítulo 2.

Na diagramação deste capítulo, inserimos intencionalmente alguns espaços em branco.

5.1 CONJUNTO DE SINAIS PARA TESTES DE MÉTODOS DE SINCRONIZAÇÃO

A partir da busca e revisão da produção científica sobre métodos de sincronização, apresentada no capítulo 2, observamos que os procedimentos utilizados para testar os métodos de sincronização não são padronizados, dificultando a comparação entre métodos distintos. É comum o autor definir um critério próprio no artigo para obter parâmetros de desempenho. Por exemplo, diferentes autores podem adotar valores distintos de amplitude visando representar desbalanços, sobretensão e subtensão na rede. De fato, tais limites dependem da aplicação e da regulamentação local. Por exemplo, para permanecer conectado ao sistema da Companhia Paranaense de Energia - COPEL, um sistema de microgeração distribuída não deve apresentar sobretensão superior a 105% da amplitude do sinal pré-falta, por um período superior a 5 s (COPEL, 2014). A norma não descreve condições operacionais mais severas. Entretanto, se for conectar sistemas fotovoltaicos em redes sujeitas à norma IEC61727 (IEC, 2014), o sistema de proteção deve desconectar o sistema de geração caso haja uma sobretensão superior a 135% durante 50 ms. Ou seja, um método de sincronização que atende aos requisitos do primeiro caso pode não atender aos requisitos do segundo caso apresentado.

Visando definir um conjunto de sinais para testes que seja representativo, consideramos os sinais utilizados nos artigos de referência desta tese e, principalmente, observamos os requisitos das seguintes normas técnicas:

- IEEE 1547 - Interconexão de elementos distribuídos com sistemas elétricos de potência (IEEE, 2003);
- BDEW - Padrão alemão para médias e altas tensões (BDEW, 2008);
- VDE-AR-N 4105 - Padrão alemão para baixas tensões (VDE, 2014);
- IEC 61727 - Requisitos para a conexão de painéis solares (IEC, 2014);
- NTC 905200 - Acesso de micro e minigeração distribuída ao sistema Copel (COPEL, 2014).

O BDEW e o VDE-AR-N 4105 referem-se à versão alemã para a IEC 61000 (padrão de compatibilidade eletromagnética). O NTC 905200 tem como base os Procedimentos de Distribuição de Energia Elétrica no Sistema Elétrico Nacional (PRODIST, módulos 3 e 8), porém utilizaremos a norma de uma concessionária por ser mais restritiva. A escolha da Copel, ao invés de outra concessionária brasileira, foi devido à boa disponibilidade de documentação on-line. As normas europeias consideram a EN 50160 em suas edições.

Observamos que existem críticas a estas normas técnicas, por exemplo em (SCHWART-FEGGER; SANTOS-MARTIN, 2014). Porém, não está no escopo desta tese questionar os limites estabelecidos nas normas técnicas.

A partir das normas, observamos alguns limites definidos a fim de gerar sinais de teste que representem diversas condições de operação do sistema elétrico, tais como:

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

É comum que artigos da área incluam variação de frequência em degrau entre os casos de teste. A resposta de um sistema linear para variações em degrau revela características relevantes de desempenho do sistema. Porém, como este evento é incomum em redes elétricas reais e o VS-GDSC-PLL é não-linear, visto à existência do chaveamento entre caminhos de dados, não incluímos este caso de teste nesta tese.

Daremos maior enfoque à geração distribuída em média tensão a partir das normas IEEE 1547, BDEW e NTC 905200. Contudo, os casos de teste também são adequados para redes em baixa tensão.

Momento inicial do evento elétrico

Em todos os casos de teste, o ângulo, em graus, do início do evento elétrico é igual ao número do caso multiplicado por 15 graus. Por exemplo, no caso de teste (C17), o ângulo em que ocorre o salto de fase severo é de $17 * 15 = 255^\circ$. Como teremos 22 casos de teste, o passo de 15° permite explorar a inserção de eventos elétricos em uma faixa ampla de ângulos.

Amplitude nominal do sinal

Para todos os casos, a amplitude nominal do sinal é 100. Como a técnica pode ser aplicada para tensão, corrente, fluxo, entre outros sinais trifásicos, manteremos os valores adimensionais.

Taxa de amostragem

A não padronização dos casos de testes para métodos de sincronização está, inclusive, na taxa de amostragem. Por exemplo, a norma C37.118.1 (IEEE, 2014) apresenta um algoritmo que é executado a uma taxa de 15 amostras por ciclo e Phadke e Thorp (2009) cita a taxa de 12 amostras de ciclo para sistemas de proteção. Por outro lado, Neves et al. (2010b), por exemplo, utiliza taxa de amostragem de 360 amostras por ciclo, enquanto Broshi (2007) analisa sinais a taxas de até 1024 amostras por ciclo.

Conforme teoria já apresentada, para o GDSC, é importante que o número de amostras por ciclo (N) seja divisível por k_d , para que o atraso calculado e desejado seja representado por um número inteiro de amostras. Considerando que a tecnologia atual não impõe limitações rigorosas na taxa de amostragem e que 256 é divisível por todos os valores de k_d das operações GDSC, optamos por adotar este valor como o N em (C01-C22).

Frequência nominal do sinal

Todos os testes serão realizados considerando a frequência nominal do sinal de 50 Hz.

5.2 FIGURAS DE MÉRITO

As duas principais figuras de mérito utilizadas nos artigos descritos no capítulo 2 são:

- Tempo de convergência (critério de 2%): Tempo necessário para que o valor da variável sob análise entre e permaneça em uma faixa de valores, definida em termos percentual da variação total da variável. Por exemplo, após um salto de fase de 20° do vetor entrada, e considerando o critério de 2%, significa que o tempo de convergência é o intervalo entre o momento do salto até que o erro no ângulo de fase entre e permaneça na faixa $\pm 0,4^\circ$. Observaremos o tempo de convergência tanto na estimação da amplitude, quanto do ângulo de fase da componente FFPS, e serão representados por $t_{c(amp)}$ e $t_{c(ang)}$ respectivamente. Porém, em alguns casos, o critério de 2% não se aplicará. Por exemplo, o ângulo de fase estimado pode apresentar erros quando há somente afundamento no sinal. Neste caso, em que alteramos um parâmetro do sinal de entrada e ocorre variação em outro na saída, iremos adotar os seguintes valores: (i) para amplitude da componente FFPS, o erro deverá ser menor que 2 unidades; (ii) para ângulo de fase, o erro deverá ser menor que $1,5^\circ$;
- Sobressinal máximo: É o valor (percentual) de pico da curva de resposta em relação ao valor final do regime estacionário. Esta figura de mérito, que será representada por θ_s , indica a estabilidade relativa do sistema. Como o foco dos sistemas de sincronização é o

ângulo de fase, visando reduzir a quantidade de informações a ser analisada, observamos o sobressinal apenas para o ângulo de fase estimado da componente FFPS. Nos casos que não houver salto de fase, o valor será absoluto, em graus.

Apesar de menos citada em artigos, consideramos importante ainda:

- Distorção harmônica total vetorial - DHTV (ou *Vector Total Harmonic Distortion - VTHD*) (NEVES et al., 2012) no regime estacionário: quantifica a distorção harmônica e desbalanço em sinais trifásicos. Alguns artigos optam por utilizar uma figura de mérito mais simples e medir a máxima variação do sinal, quando em regime estacionário, ao invés de utilizar a DHTV. Porém, tal técnica é menos precisa do que calcular as componentes harmônicas presentes no sinal. O DHTV pode ser computada a partir de:

$$DHTV = \sqrt{\frac{\sum_{h_s=-\infty}^0 [S_{\alpha\beta}^{(h_s)}]^2 + \sum_{h_s=2}^{\infty} [S_{\alpha\beta}^{(h_s)}]^2}{[S_{\alpha\beta}^{(1)}]^2}} 100\% \quad (5.1)$$

5.3 CASOS DE TESTE

5.3.1 Amplitude da componente fundamental de sequência positiva

De forma simplificada, a norma BDEW indica não desconectar o gerador no caso de afundamento de tensão por até 150 ms, mas recomenda ajustar uma proteção lenta entre 10% e 90% da tensão nominal. Ao contrário, a IEEE 1547 indica desconectar o gerador imediatamente em afundamentos inferiores a 50% da tensão nominal. As normas para baixa tensão também recomendam a desconexão. Por exemplo, o NTC 905200 só permite injetar energia na rede se a tensão estiver na faixa operacional em todas as fases, ou seja, entre 92% e 105% da tensão nominal. A respeito de sobretensão, para média tensão, a norma menos restritiva é a IEEE 1547, que permite sobretensões de até 120%.

Com base no exposto, para compor os casos de teste, definimos os seguintes valores de amplitude para a componente fundamental (referente ao valor nominal):

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

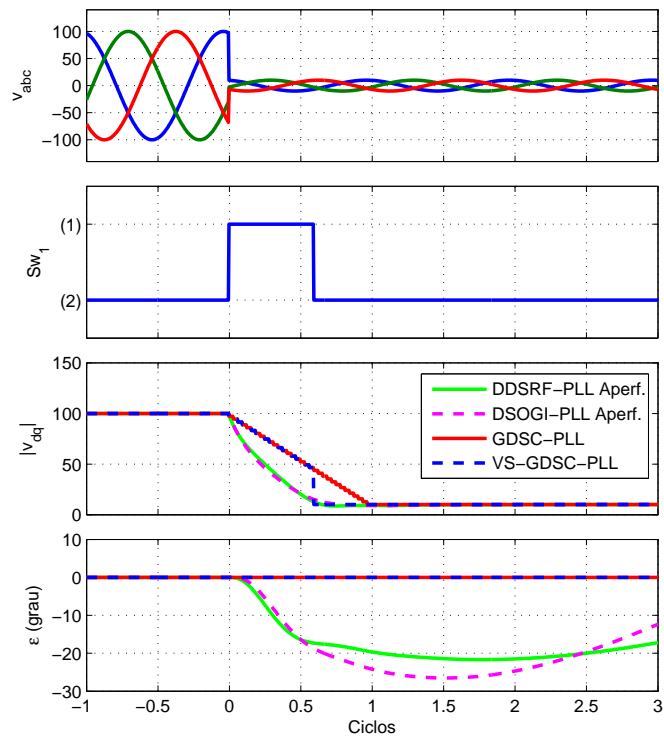
Os qualificadores “extremo”, “severo”, “moderado”, e outros que ocorrerão ao longo do texto, foram definidos neste texto visando facilitar a leitura da tese, baseado em percepção pessoal, sem nenhuma relação com as normas técnicas.

Para cada um dos casos de teste, apresentaremos quatro gráficos:

- Sinal de entrada trifásico;
- Saída do detector de harmônicas pares e/ou inter-harmônicas. Observar que “(1)” significa componente harmônica par e/ou inter-harmônica identificada;
- Amplitude estimada da componente FFPS ($|v_{dq}|$);
- Erro de fase na estimação da componente FFPS (ϵ).

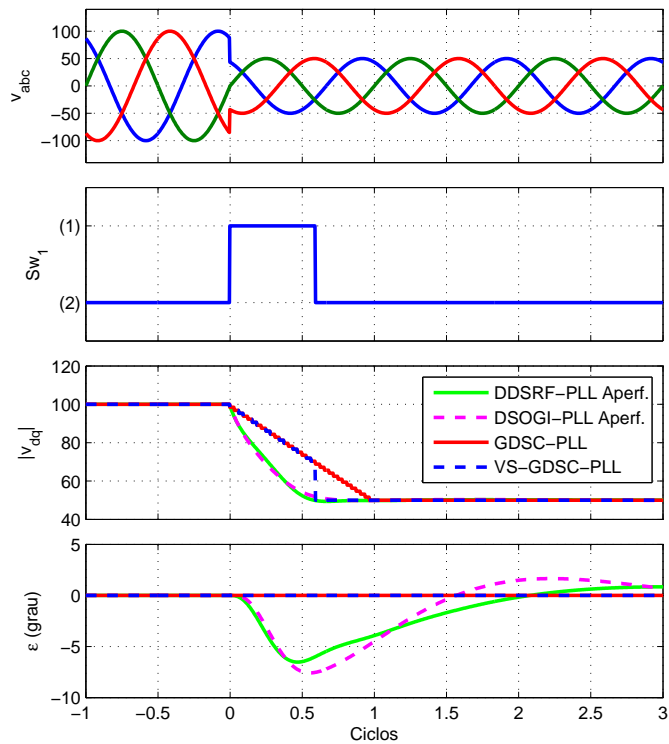
Nas figuras 39 a 42 apresentamos a resposta dos métodos de sincronização para os casos de teste (C01-C04).

Figura 39 – Respostas dos métodos de sincronização selecionados para o caso (C01).



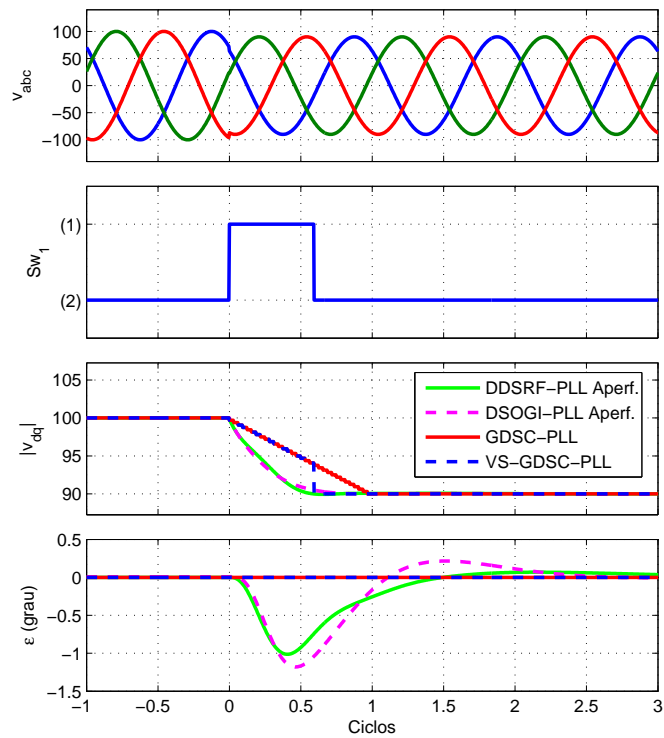
Fonte: Produzido pelo autor.

Figura 40 – Respostas dos métodos de sincronização selecionados para o caso (C02).



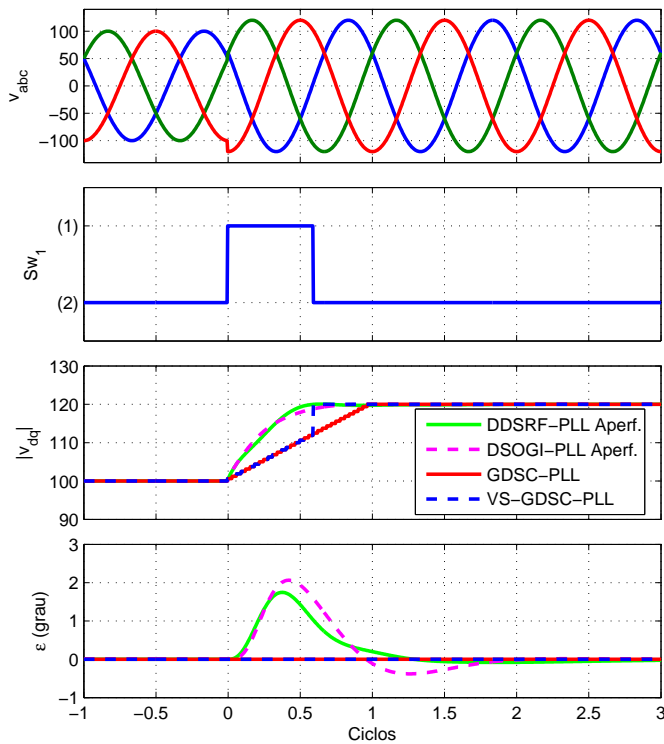
Fonte: Produzido pelo autor.

Figura 41 – Respostas dos métodos de sincronização selecionados para o caso (C03).



Fonte: Produzido pelo autor.

Figura 42 – Respostas dos métodos de sincronização selecionados para o caso (C04).



Fonte: Produzido pelo autor.

Os parâmetros de desempenho obtidos estão descritos na tabela 13.

Tabela 13 – Desempenho de métodos de sincronização para os casos de teste (C01-C04).

Caso	Método de Sincronização	$t_{c(amp)}$ (ciclos)	$t_{c(ang)}$ (ciclos)	θ_s (graus)	DHTV* (%)
C01	DDSRF-PLL	0,6	> 3	-21,68	1,9
	DSOGI-PLL	0,7	> 3	-26,5	0,5
	GDSC-PLL	1,0	0	0	0
	VS-GDSC-PLL	0,6	0	0	0
C02	DDSRF-PLL	0,5	1,6	-6,5	0
	DSOGI-PLL	0,6	2,5	-7,6	0
	GDSC-PLL	1,0	0	0	0
	VS-GDSC-PLL	0,6	0	0	0
C03	DDSRF-PLL	0,5	0	-1,0	0
	DSOGI-PLL	0,7	0	-1,2	0
	GDSC-PLL	1,0	0	0	0
	VS-GDSC-PLL	0,6	0	0	0
C04	DDSRF-PLL	0,5	0,5	1,7	0
	DSOGI-PLL	0,7	0,6	2,1	0
	GDSC-PLL	1,0	0	0	0
	VS-GDSC-PLL	0,6	0	0	0

Fonte: Produzido pelo autor.

*: Calculado no 9º ciclo após a inserção das novas componentes

Observamos, a partir dos resultados, que o DDSRF-PLL e DSOGI-PLL (aperfeiçoados) convergem às amplitudes estimadas da componente FFPS eficientemente, porém há um significativo, e de lenta convergência, erro no ângulo de fase. Tal comportamento torna inviável a utilização dessas técnicas em algumas aplicações. Os sistemas foram implementados de acordo com os artigos publicados e descritos no capítulo 2, porém, é possível ajustar os parâmetros dos controladores em tempo real visando adaptar-se às variações de amplitude do sinal de entrada. Não realizamos tal melhoramento, tanto para sermos fiel à técnica publicada, quanto por ser necessário realizar novas análises de estabilidade, que foge do escopo desta tese. Apesar deste problema de desempenho, os métodos DDSRF-PLL e DSOGI-PLL mostram-se adequados quando a variação na amplitude da componente FFPS é de até 20% (valor observado, aproximado). Observamos ainda que tais técnicas não apresentam casos de afundamento ou elevação em seus artigos.

Por outro lado, o GDSC-PLL e o VS-GDSC-PLL não apresentaram quaisquer desvios no ângulo de fase estimado, independentemente da amplitude do afundamento ou da elevação.

Além do mais, o VS-GDSC-PLL apresentou $t_{c(amp)}$ 40% inferior ao GDSC-PLL, obtendo tempo de convergência para $|v_{dq}|$ similar ao DDSRF-PLL e ao DSOGI-PLL.

5.3.2 Amplitude da componente fundamental de sequência negativa

Não localizamos nas normas internacionais informações específicas sobre desbalanços. Na PRODIST, há uma seção sobre desequilíbrios, porém os limites ainda serão estabelecidos em uma resolução específica da ANEEL. Então, iremos considerar as amplitudes definidas nas normas para as fases individuais e utilizar o teorema de Fortescue para calcular quais serão os valores de componente negativa a serem consideradas nos casos de desbalanços. O livro *Understanding power quality problems* (BOLLEN, 2000) também foi consultado.

Serão consideradas duas condições operacionais: (i) afundamento extremo em uma das fases; (ii) afundamento moderado em duas das fases enquanto na outra há uma sobretensão moderada (nos limites da IEEE 1547). Com isso temos:

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

Nas figuras 43 e 44, apresentamos a resposta dos métodos de sincronização para os casos de teste (C05-C06).

Os parâmetros de desempenho obtidos estão descritos na tabela 14.

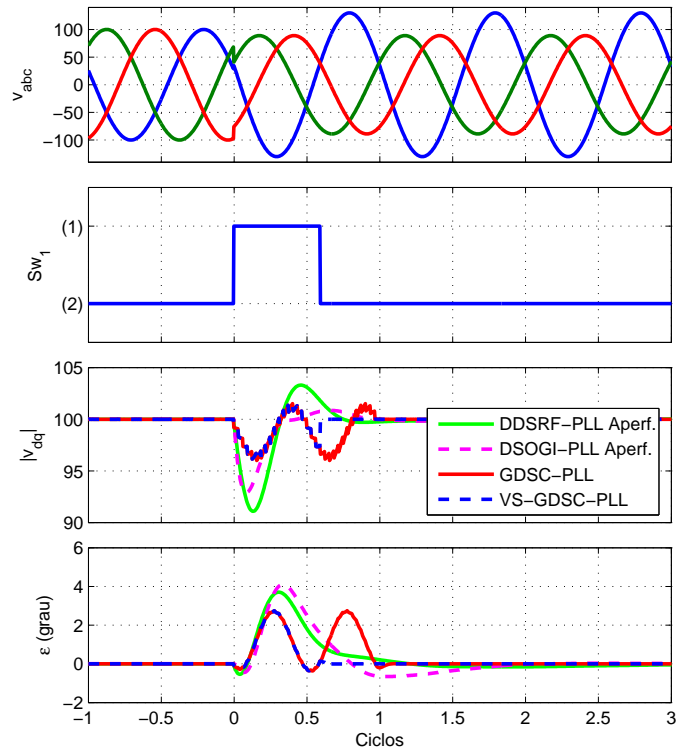
Tabela 14 – Desempenho de métodos de sincronização para os casos de teste (C05-C06).

Caso	Método de Sincronização	$t_{c(amp)}$ (ciclos)	$t_{c(ang)}$ (ciclos)	θ_s (graus)	DHTV* (%)
C05	DDSRF-PLL	0,6	0,5	3,7	0
	DSOGI-PLL	0,2	0,6	4,1	0
	GDSC-PLL	0,8	0,9	2,7	0
	VS-GDSC-PLL	0,6	0,5	2,7	0
C06	DDSRF-PLL	0	0	0,6	0
	DSOGI-PLL	0	0	0,7	0
	GDSC-PLL	0	0	0,5	0
	VS-GDSC-PLL	0	0	0,9	0

Fonte: Produzido pelo autor.

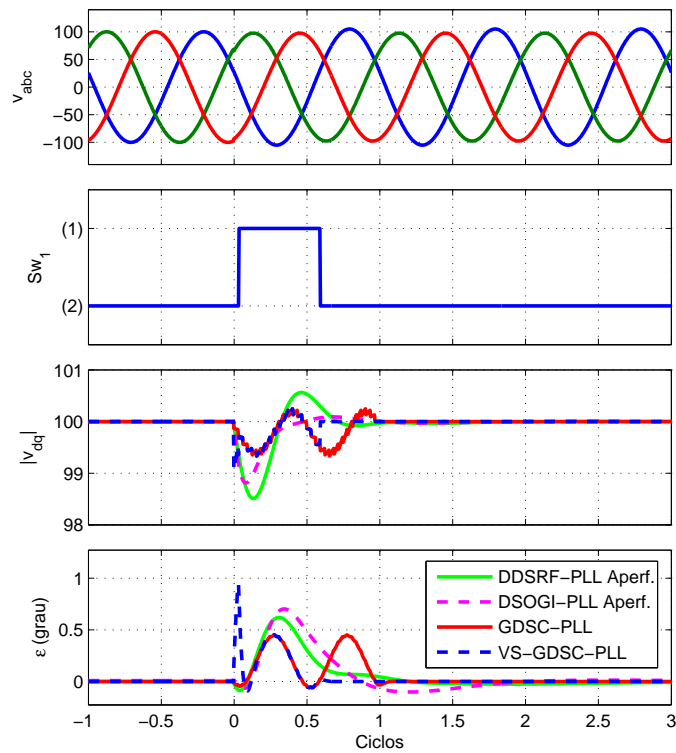
*: Calculado no 9º ciclo após a inserção das novas componentes.

Figura 43 – Respostas dos métodos de sincronização selecionados para o caso (C05).



Fonte: Produzido pelo autor.

Figura 44 – Respostas dos métodos de sincronização selecionados para o caso (C06).



Fonte: Produzido pelo autor.

Observamos a partir dos resultados que os quatro métodos apresentam baixos tempos de convergência, tanto para a amplitude, quanto para o ângulo de fase da componentes FFPS estimada. Nestes casos, o DSOGI-PLL apresentou o menor $t_{c(amp)}$, mas também o maior θ_s . Já o VS-GDSC-PLL apresentou bons valores em todas figuras de mérito, apresentando redução no $t_{c(ang)}$ de 44% em relação ao GDSC-PLL. Note que o pico em ε , na figura 44 é devido ao breve tempo que a chave Sw_1 necessita para atuar. Contudo, o erro máximo não foi superior a 1° .

5.3.3 Presença de componentes harmônicas

Na geração distribuída, é comum utilizarmos a distorção total de demanda (Total Demand Distortion - TDD), que considera a potência do sistema. Por exemplo, um pequeno motor pode consumir corrente com elevada DHT, porém, este motor não é uma ameaça para a geração visto que sua potência reduzida se traduzirá em baixo TDD. Porém, se a aplicação visa apenas identificar a componente FFPS no local da análise, a DHT é o parâmetro que deve ser considerado.

Definimos, inicialmente, dois casos de teste relacionados à distorção harmônica:

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

Adicionamos dois casos de teste extremos, nos quais aplicamos componentes comuns às encontradas na corrente de energização de transformadores e um sinal com máxima distorção permitida em cada uma das fases, individualmente, porém sem componentes pares:

- (C09) Distorção extrema com componentes harmônicas pares: contém componentes comuns às encontradas na corrente de energização de transformadores;
- (C10) Distorção extrema sem componentes harmônicas pares: máxima distorção permitida, dentre as três normas, para cada componente harmônica individualmente.

Em seguida, definimos as componentes harmônicas e suas amplitudes. Para (C07-C08), o critério utilizado foi definir cada componente harmônica individualmente a fim de respeitar o limite estabelecido na IEEE 1547, BDEW e PRODIST, simultaneamente. A composição das componentes segue, aproximadamente, a mesma proporção observada nas três normas. Limitamos a composição harmônica na 25^a ordem visto que, na prática, o filtro *anti-alias* atenua as componentes harmônicas de ordem elevada.

Para (C09), as amplitudes das componentes harmônicas variam severamente em casos de corrente de energização em transformadores. Logo, os valores são valores médios, aproximados, para diversas simulações realizadas ao longo do trabalho de doutorado. De um modo geral, As definições das componentes harmônicas não visam representar fielmente qualquer evento elétrico real, mas sim testar a resposta dos métodos de sincronização a diversas composições harmônicas. Os quatro casos, e seus padrões harmônicos, estão na tabela 15.

Observe que, apesar do foco estar nas redes em média tensão, os casos de teste definidos também são adequados para as normas VDE-AR-N 4105, IEC 61727.

Nas figuras 45 a 48, apresentamos a resposta dos métodos de sincronização para os casos de teste (C07-C10).

Os parâmetros de desempenho obtidos estão descritos na tabela 16.

Observamos a partir dos resultados que, para todos os distúrbios desta seção, os métodos baseados no GDSC apresentaram 0% de DHTV. Especificamente para o caso (C09), que refere-se à energização de transformadores, tanto o DDSRF-PLL, quanto o DSOGI-PLL, não convergiram para a faixa de referência. Quanto ao caso (C10), houve o chaveamento correto de Sw_1 , porém sem ganhos significativos de desempenho para o VS-GDSC-PLL em relação ao GDSC-PLL.

Tabela 15 – Componentes harmônicas dos casos de teste (C07-C10).

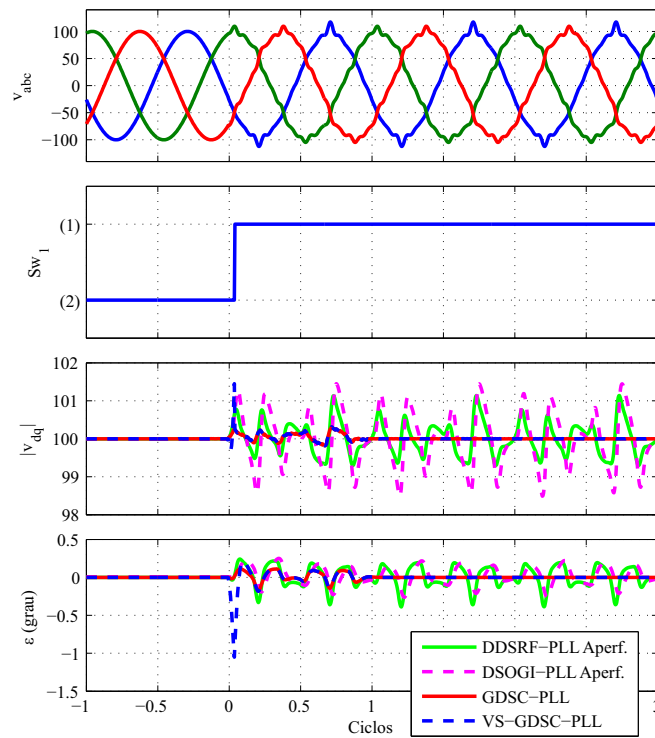
h**	Casos de teste*			
	(C07)	(C08)	(C09)	(C10)
+2	1,0	0,3	40	0
+3	0,7	0,2	20	5,0
+4	0,5	0,2	10	0
-5	2,5	0,6	5,0	6,0
+6	0,2	0,1	4,0	0
+7	2,5	0,6	3,0	8,2
+8	0,1	0,1	2,0	0
+9	0,7	0,1	1,0	4,0
+10	0,1	0	0	0
-11	2,0	0,3	0	5,2
+12	0,1	0	0	0
+13	2,0	0,3	0	3,8
+14	0,1	0	0	0
+15	2,0	0,1	0	2,0
+16	0,1	0	0	0
-17	1,0	0,2	0	2,2
+18	0,1	0	0	0
+19	1,0	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 referente a amplitude da componente fundamental de sequência positiva.

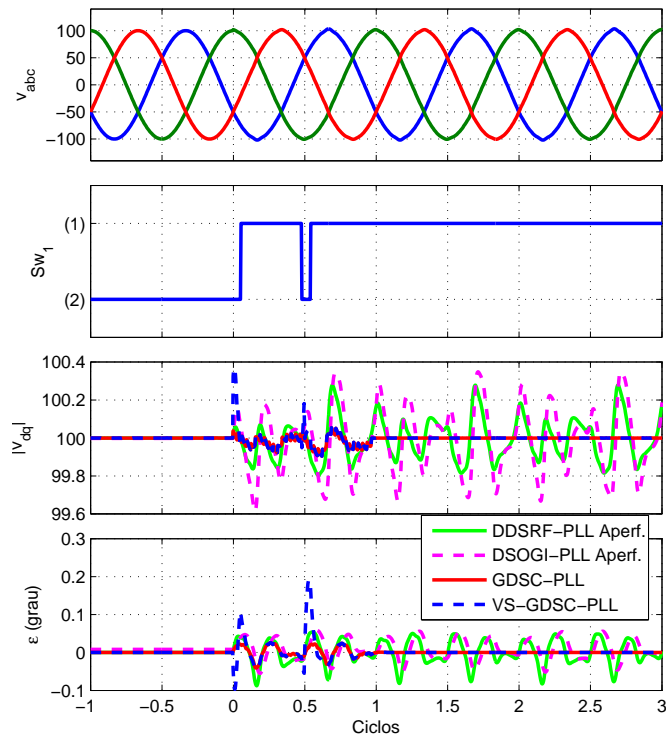
** Os sinais (+) e (-) indicam que a componente é de sequência positiva ou negativa, respectivamente.

Figura 45 – Respostas dos métodos de sincronização selecionados para o caso (C07).



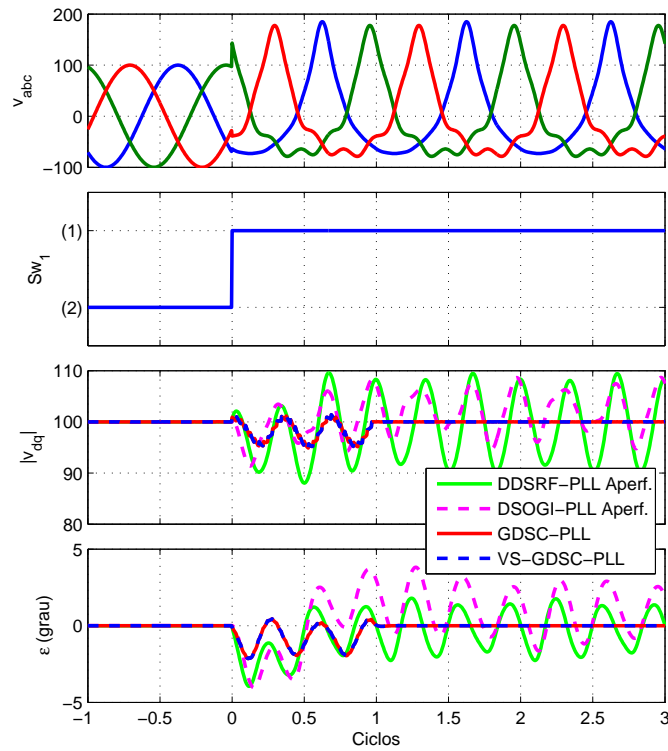
Fonte: Produzido pelo autor.

Figura 46 – Respostas dos métodos de sincronização selecionados para o caso (C08).



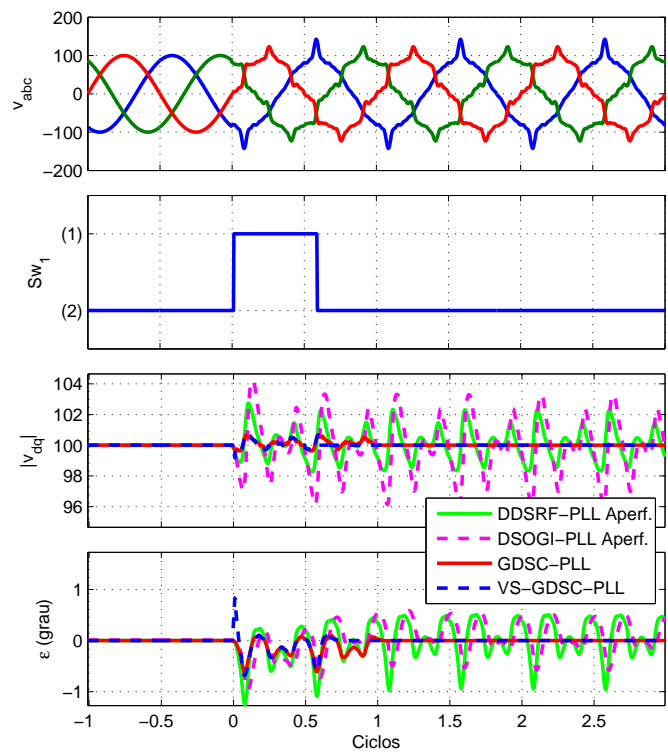
Fonte: Produzido pelo autor.

Figura 47 – Respostas dos métodos de sincronização selecionados para o caso (C09).



Fonte: Produzido pelo autor.

Figura 48 – Respostas dos métodos de sincronização selecionados para o caso (C10).



Fonte: Produzido pelo autor.

Tabela 16 – Desempenho de métodos de sincronização para os casos de teste (C07-C10).

Caso	Método de Sincronização	$t_{c(amp)}$ (ciclos)	$t_{c(ang)}$ (ciclos)	θ_s (graus)	DHTV** (%)
C07	DDSRF-PLL	0	0	-0,4	0,5
	DSOGI-PLL	0	0	-0,3	0,8
	GDSC-PLL	0	0	-0,2	0
	VS-GDSC-PLL	0	0	-1,1	0
C08	DDSRF-PLL	0	0	-0,1	0,1
	DSOGI-PLL	0	0	0	0,2
	GDSC-PLL	0	0	0	0
	VS-GDSC-PLL	0	0	0,2	0
C09	DDSRF-PLL	não*	não*	-4,0	6,7
	DSOGI-PLL	não*	não*	-4,0	4,5
	GDSC-PLL	0,9	0,8	-2,1	0
	VS-GDSC-PLL	0,9	0,8	-2,1	0
C10	DDSRF-PLL	não*	0	-1,3	1,2
	DSOGI-PLL	não*	0	-1,0	2
	GDSC-PLL	0	0	-0,6	0
	VS-GDSC-PLL	0	0	0,8	0

Fonte: Produzido pelo autor.

*: Não houve convergência.

** : Calculado no 9º ciclo após a inserção das novas componentes.

5.3.4 Presença de componentes inter-harmônicas e CC de decaimento exponencial

O limite máximo para uma componente inter-harmônica individual é baixo. Menor que 0,6% em todas as normas observadas. Aparentemente, nas normas, a maior preocupação é com as oscilações sub-harmônicas, com largura de vários ciclos. A norma EN 50160 ilustra tais variações em degrau. O desempenho para tais situações já é avaliado nos testes definidos para sobretensão e subtensão (e combinações destes, a serem definidas adiante). Neste caso, o método de sincronização deverá acompanhar as oscilações geradas em frequências sub-harmônicas.

Contudo, é comum a presença de uma componente exponencial, geralmente chamada de CC de decaimento exponencial pelos profissionais da área de proteção, sobretudo na energização de transformadores e nas correntes de curto-circuito na rede. Se aplicarmos diretamente a transformada de Fourier em um sinal de decaimento exponencial no tempo, obteremos um espectro (na frequência) com aparência similar, de decaimento exponencial. Logo, não há inter-harmônicas específicas, mas sim, uma curva contínua no espectro. Não localizamos

informações sobre estes casos nas normas para conexão de geradores à rede, apenas em normas, livros e artigos específicos de proteção.

Com base em sinais de COMTRADE e simulações realizadas ao longo deste trabalho, observamos que é comum sugirem componentes exponenciais com constantes de tempo superiores a 100 ciclos, sendo constituído quase que inteiramente da componente CC. Em alguns casos, a constante de tempo é a da linha de transmissão, frequentemente na faixa de 30 a 50 ms (PHADKE; IBRAHIM; HLIBKA, 1977). A amplitude inicial da exponencial pode ser tão grande quanto o pico da corrente de falta, e a situação é mais crítica próximo a grandes geradores.

Considerando o exposto, definimos três casos de teste:

- (C11) Exponencial extrema com decaimento lento: amplitude inicial da exponencial de 100% da componente FFPS e constante de tempo de 1600 ms;
- (C12) Exponencial extrema com decaimento rápido: amplitude inicial da exponencial de 100% da componente FFPS e constante de tempo de 30 ms.
- (C13) Exponencial severa com decaimento rápido: amplitude inicial da exponencial de 10% da componente FFPS e constante de tempo de 30 ms.

Nas figuras 49 a 51, apresentamos a resposta dos métodos de sincronização para os casos de teste (C11-C13).

Os parâmetros de desempenho obtidos estão descritos na tabela 17.

Observamos a partir dos resultados que, em geral, o VS-GDSC-PLL apresenta maiores θ_s e DHTV do que o GDSC-PLL durante decaimento exponencial. Este resultado é esperado uma vez que o VS-GDSC-PLL (no caminho **BCDEF**) atenua menos as inter-harmônicas e CC de decaimento exponencial do que o GDSC-PLL. Também foi possível observar que o DSOGI-PLL, com o controlador PID de Golestan et al. (2014), apresentou instabilidade quando submetido a sinais com elevado nível de CC e decaimento lento. Como análise de estabilidade não é foco desta tese, não analisamos em detalhes este comportamento. Contudo, o DSOGI-PLL, com parâmetros do artigo original, não apresentou instabilidade, comportou-se de modo similar ao DDSRF-PLL. Não apresentamos os resultados do DSOGI-PLL original para manter as mesmas técnicas sob comparação.

Observamos ainda que quando a amplitude inicial da exponencial tem nível elevado, não há convergência para as técnicas DDSRF-PLL e DSOGI-PLL durante o decaimento exponencial. Mesmo para pequenas amplitudes de componente CC exponencial, o DDSRF-PLL apresenta longo tempo de convergência. Portanto, a menos que se modifique o algoritmo apresentado nos artigos originais, por exemplo, que se utilizem mecanismos *anti wind-up* nas ações integrais, ou pré-filtros para anular a componente CC de decaimento exponencial, o

DDSRF-PLL e o DSOGI-PLL aperfeiçoados por Golestan et. al se mostraram inviáveis nesses casos.

Tabela 17 – Desempenho de métodos de sincronização para os casos de teste (C11-C13).

Caso	Método de Sincronização	$t_{c(amp)}$ (ciclos)	$t_{c(ang)}$ (ciclos)	θ_s (graus)	DHTV*** (%)
C11	DDSRF-PLL	não*	não*	-39,4	40,1**
	DSOGI-PLL	———— Instável ————			
	GDSC-PLL	0,9	0,9	12,4	0,1**
	VS-GDSC-PLL	0,6	0,7	15,1	7,7**
C12	DDSRF-PLL	não*	não*	-20,9	0,2**
	DSOGI-PLL	não*	não*	-29,3	0,1**
	GDSC-PLL	2,3	2,0	10,6	0
	VS-GDSC-PLL	2,3	2,0	10,6	1,4**
C13	DDSRF-PLL	1,8	0,6	2,2	0
	DSOGI-PLL	0,8	1,3	2,6	0
	GDSC-PLL	0	0	1,1	0
	VS-GDSC-PLL	0	0	1,3	0,1**

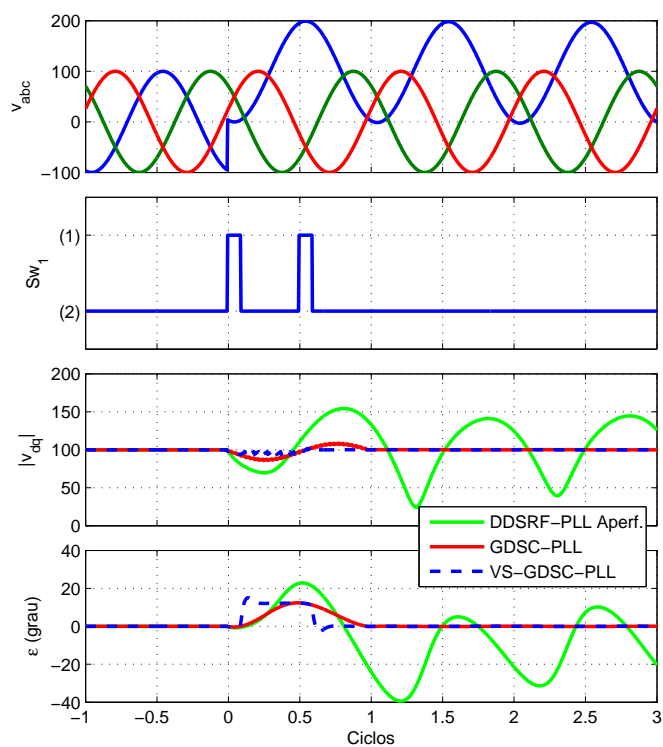
Fonte: Produzido pelo autor.

*: 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

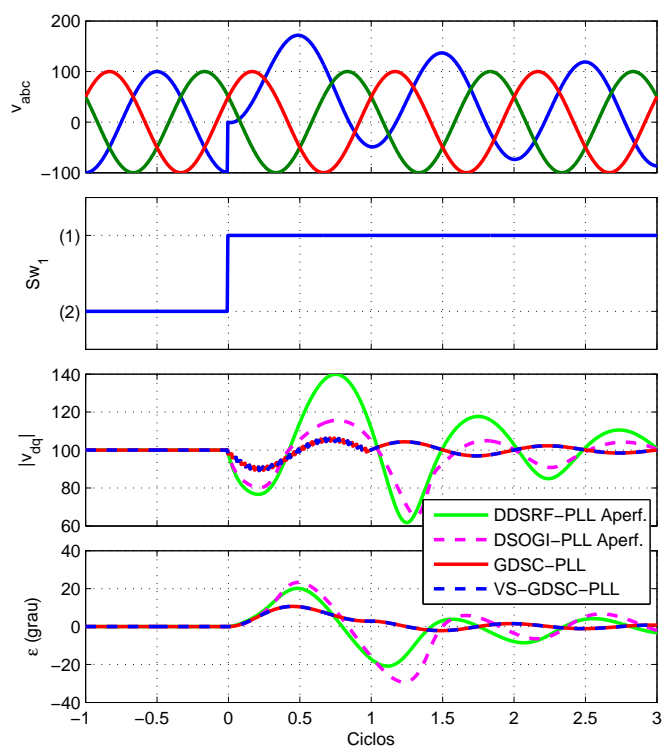
***: Calculado no 9º ciclo após a inserção das novas componentes

Figura 49 – Respostas dos métodos de sincronização selecionados para o caso (C11).



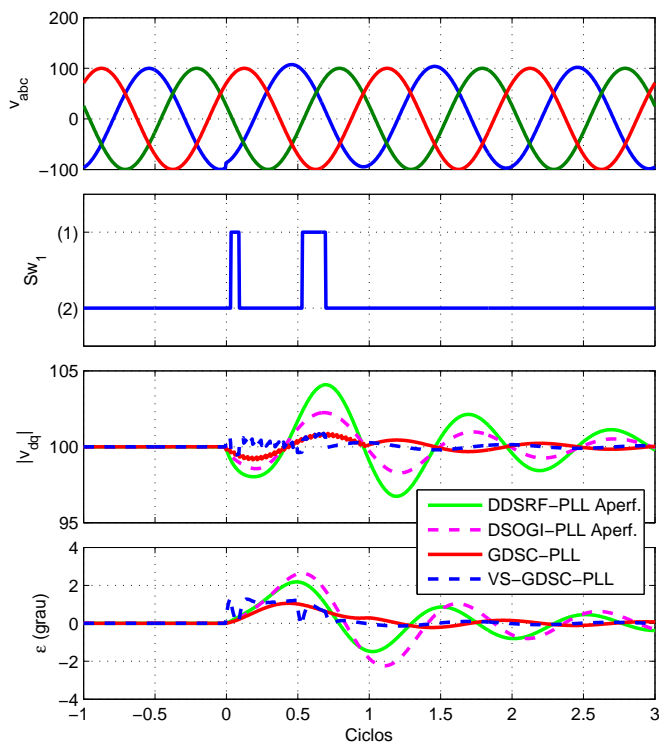
Fonte: Produzido pelo autor.

Figura 50 – Respostas dos métodos de sincronização selecionados para o caso (C12).



Fonte: Produzido pelo autor.

Figura 51 – Respostas dos métodos de sincronização selecionados para o caso (C13).



Fonte: Produzido pelo autor.

5.3.5 Variação de frequência em rampa

Das três normas, a NTC 905200 é a que apresenta a faixa mais ampla de operação. O gerador deve ser desconectado imediatamente se a frequência da rede não estiver entre 56,5 e 66 Hz (aproximadamente -5,8% a +10% da frequência nominal, que neste caso é de 60 Hz).

Já a taxa de variação da frequência não foi observada nas normas NTC 905200, IEEE 1547 ou BDEW, apesar da Copel citar a importância da utilização de relés de taxa de variação na frequência (*Rate of Change of Frequency* - RoCoF). Localizamos tais parâmetros na norma IEEE C37.118.1, que trata de medição de sincrofasores.

Definimos então dois testes, de acordo com o IEEE C37.118.1, como sendo:

- (C14) Variação extrema na frequência: 4 Hz/s, variando de 50 a 53 Hz;
- (C15) Variação severa na frequência: 2 Hz/s, variando de 50 a 46 Hz.

Adicionamos ainda um teste de variação moderada na frequência:

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

Nas figuras 52 a 54, apresentamos a resposta dos métodos de sincronização para os casos de teste (C14-C16). Observe que as curvas de ε (grau) para o GDSC-PLL e o VS-GDSC-PLL,

apresentadas na figura 54, não apresentam os momentos em que há redução dos erros devido à escolha das escalas do gráfico.

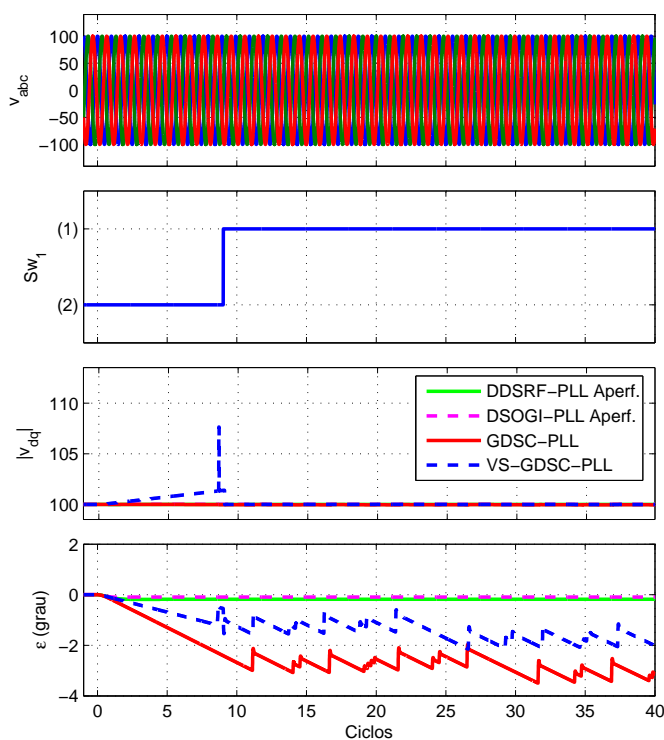
No caso (C16), a variação na frequência é mais suave, na janela de amostras apresentada na figura não é possível observar o momento da correção do erro de ângulo de fase.

Os parâmetros de desempenho obtidos estão descritos na tabela 18.

Observamos a partir dos resultados que todos os métodos estimam satisfatoriamente a amplitude da componente FFPS e obtiveram DHTV similares. Quanto ao erro do ângulo de fase, o DDSRF-PLL e DSOGI-PLL apresentaram resultados superiores aos baseados em GDSC. Vale ressaltar que as realimentações das frequências estimadas no DDSRF-PLL e no DSOGI-PLL foram realizadas, neste trabalho, utilizando ponto flutuante de precisão dupla, enquanto que nas técnicas baseadas em GDSC são necessárias variações significativas na frequência para que ocorram atualizações dos parâmetros k_d das operações GDSC e, conseqüentemente, redução dos erros causados pela variação na frequência.

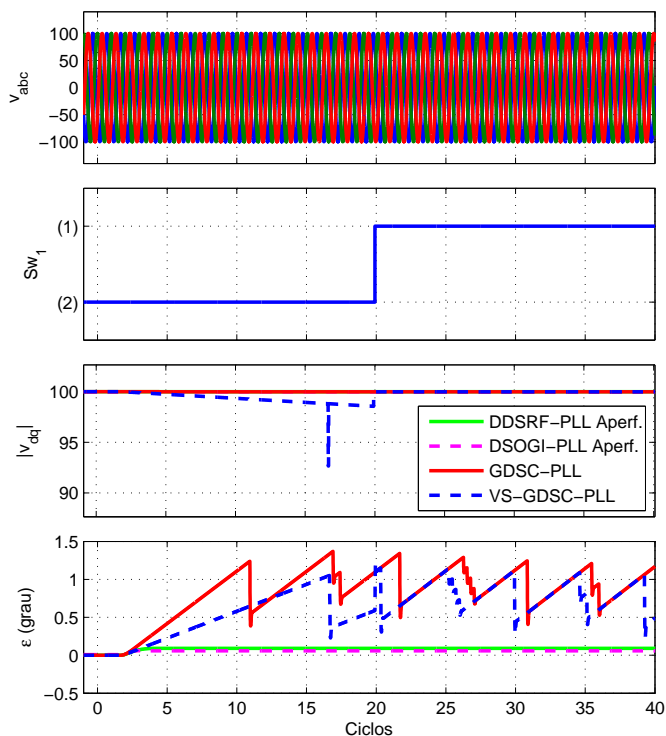
A partir dos gráficos é possível observar que o novo método de adaptabilidade em frequência, desenvolvido neste trabalho, reduziu significativamente o erro na estimação do ângulo de fase da componente FFPS em relação ao GDSC-PLL adaptativo original, apesar das figuras de mérito não representarem adequadamente esta característica.

Figura 52 – Respostas dos métodos de sincronização selecionados para o caso (C14).



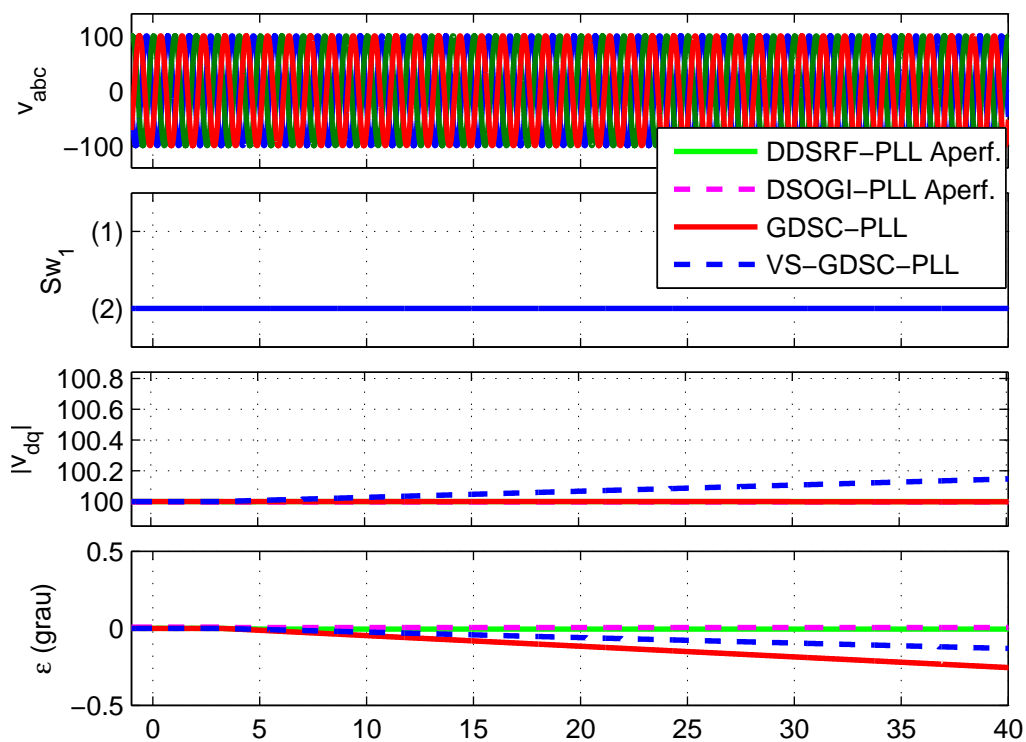
Fonte: Produzido pelo autor.

Figura 53 – Respostas dos métodos de sincronização selecionados para o caso (C15).



Fonte: Produzido pelo autor.

Figura 54 – Respostas dos métodos de sincronização selecionados para o caso (C16).



Fonte: Produzido pelo autor.

Tabela 18 – Desempenho de métodos de sincronização para os casos de teste (C14-C16).

Caso	Método de Sincronização	$t_{c(amp)}$ (ciclos)	$t_{c(ang)}$ (ciclos)	θ_s (graus)	DHTV** (%)
C14	DDSRF-PLL	0	0	-0,2	17,6**
	DSOGI-PLL	0	0	-0,1	17,6**
	GDSC-PLL	0	não*	-3,0	17,6**
	VS-GDSC-PLL	0	não*	-1,8	17,6**
C15	DDSRF-PLL	0	0	0,1	14,6
	DSOGI-PLL	0	0	0,1	14,6
	GDSC-PLL	0	0	1,4	14,6
	VS-GDSC-PLL	20	0	1,2	14,6
C16	DDSRF-PLL	0	0	-	0,5
	DSOGI-PLL	0	0	-	0,5
	GDSC-PLL	0	0	-	0,5
	VS-GDSC-PLL	0	0	-	0,5

Fonte: Produzido pelo autor.

*: Não houve convergência durante a variação da frequência.

** : Calculado no 70º ciclo após a inserção das novas componentes

5.3.6 Variação de fase em degrau

Estes são os principais casos de teste utilizados pelos demais autores da área de métodos de sincronização. Informações sobre salto de fase não foram observadas nas normas NTC 905200, IEEE 1547 ou BDEW, apesar da Copel e do IEEE 1547 citarem a importância da utilização de relés de salto vetorial (*Vector Jump Relay*). Sendo assim, consideraremos valores observados em artigos similares:

- (C17) Salto de fase severo: -60° ;
- (C18) Salto de fase moderado: $+20^\circ$;
- (C19) Salto de fase leve: -5° .

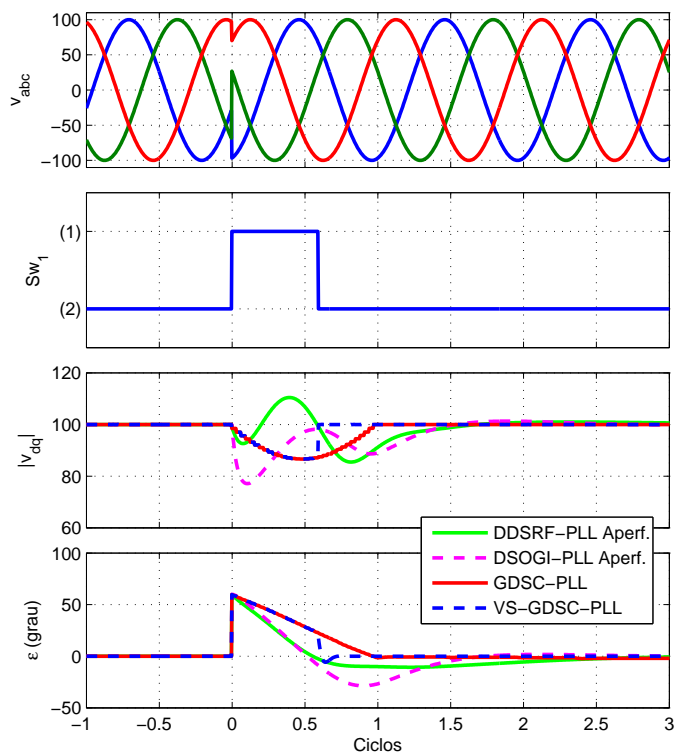
Nas figuras 55 e 57, apresentamos a resposta dos métodos de sincronização para os casos de teste (C17-C19).

Os parâmetros de desempenho obtidos estão descritos na tabela 19.

Observamos a partir dos resultados que, independentemente do ângulo do salto, a resposta dos métodos seguem o mesmo padrão. Em todos os casos, o DDSRF-PLL apresentou a dinâmica mais lenta, enquanto o VS-GDSC-PLL a mais rápida. Vale ressaltar que o VS-

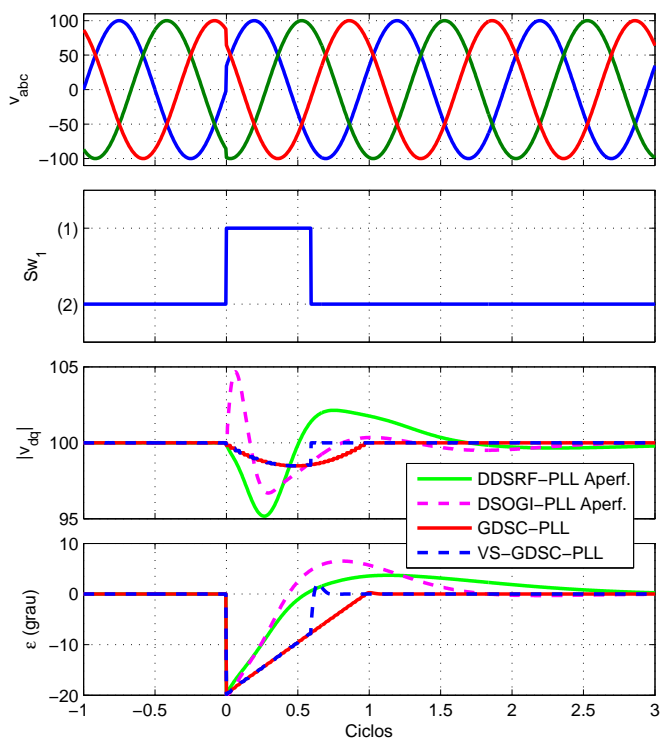
GDSC-PLL apresentou, em média, $t_{c(ang)}$ 27% inferior em relação ao GDSC-PLL. Quanto ao sobressinal, o VS-GDSC-PLL apresentou sobressinal (θ_s) maior que o GDSC-PLL, porém significativamente inferior às técnicas concorrentes, não representando um problema para a aplicação do VS-GDSC-PLL.

Figura 55 – Respostas dos métodos de sincronização selecionados para o caso (C17).



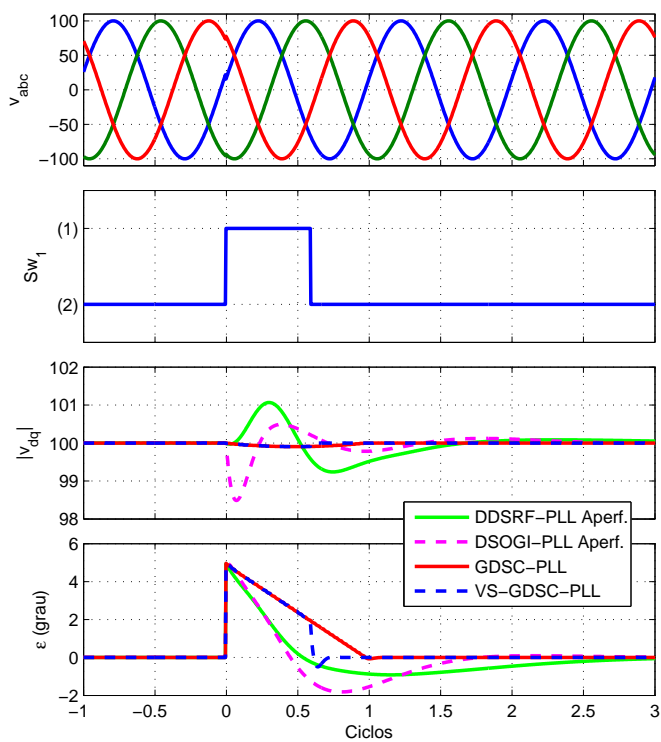
Fonte: Produzido pelo autor.

Figura 56 – Respostas dos métodos de sincronização selecionados para o caso (C18).



Fonte: Produzido pelo autor.

Figura 57 – Respostas dos métodos de sincronização selecionados para o caso (C19).



Fonte: Produzido pelo autor.

Tabela 19 – Desempenho de métodos de sincronização para os casos de teste (C14-C16).

Caso	Método de Sincronização	$t_c^{(amp)}$ (ciclos)	$t_c^{(ang)}$ (ciclos)	θ_s (%)	DHTV* (%)
C17	DDSRF-PLL	1,4	2,8	-18	0
	DSOGI-PLL	1,4	2,4	-48	0
	GDSC-PLL	0,9	0,9	-2	0
	VS-GDSC-PLL	0,6	0,7	-10	0
C18	DDSRF-PLL	0,8	2,8	19	0
	DSOGI-PLL	0,5	1,7	33	0
	GDSC-PLL	0	1,0	1	0
	VS-GDSC-PLL	0	0,7	10	0
C19	DDSRF-PLL	0	2,8	-18	0
	DSOGI-PLL	0	1,7	-36	0
	GDSC-PLL	0	1,0	-1	0
	VS-GDSC-PLL	0	0,7	-10	0

Fonte: Produzido pelo autor.

*: Calculado no 9º ciclo após a inserção das novas componentes

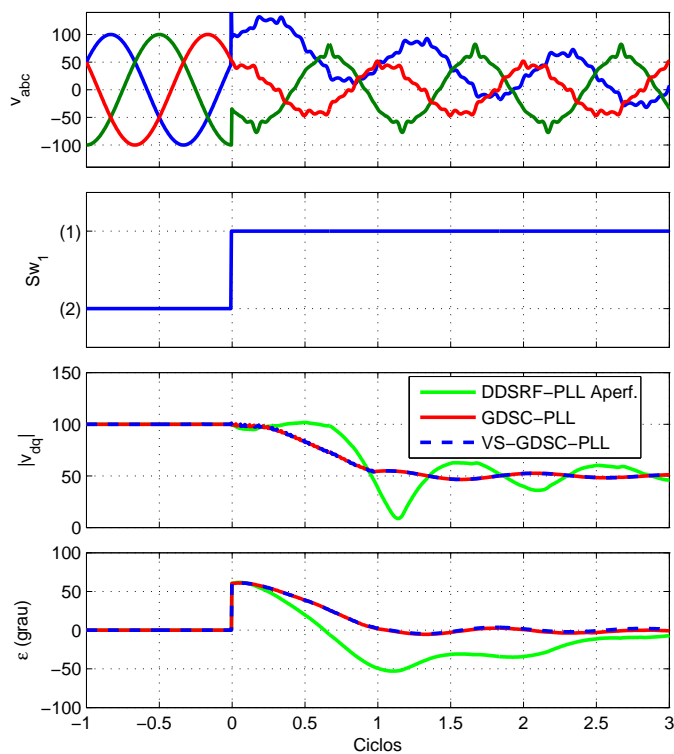
5.3.7 Combinações de distúrbios elétricos

Combinamos ainda algumas condições operacionais a fim de obtermos um sinal de teste com mais componentes:

- (C20) Combinação de condições operacionais severas: (C02) afundamento severo + (C05) desbalanço severo + (C07) distorção severa com componentes harmônicas pares + (C12) exponencial severa com decaimento rápido + (C15) variação severa na frequência + (C17) salto de fase severo;
- (C21) Combinação de condições operacionais severas/moderadas, sem componentes harmônicas pares: (C02) afundamento severo + (C05) desbalanço severo + (C10) distorção extrema sem componentes harmônicas pares + (C16) variação moderada na frequência + (C18) salto de fase moderado;
- (C22) Combinação de condições operacionais leves: (C03) afundamento moderado + (C06) desbalanço leve + (C08) distorção leve com componentes harmônicas pares + (C13) exponencial leve com decaimento rápido + (C19) salto de fase leve.

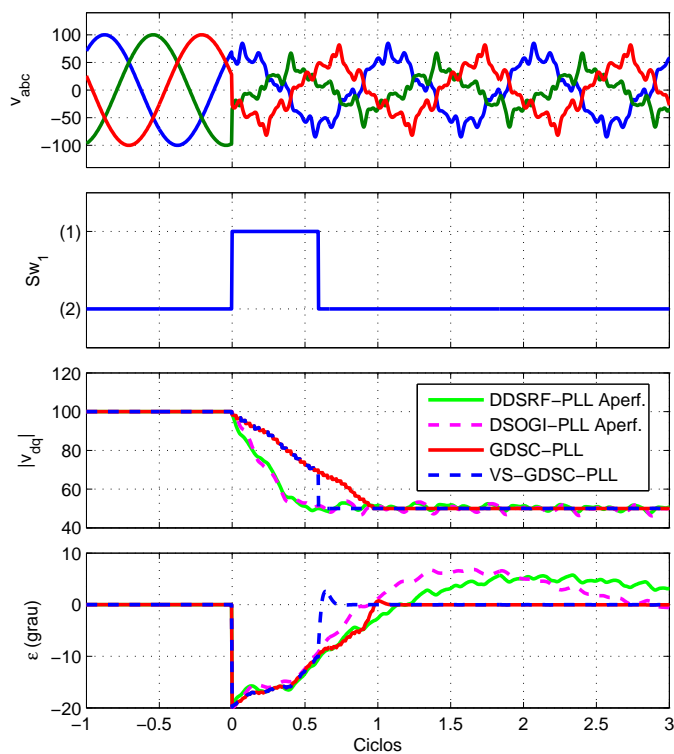
Nas figuras 58 a 60, apresentamos a resposta dos métodos de sincronização para os casos de teste (C20-C22).

Figura 58 – Respostas dos métodos de sincronização selecionados para o caso (C20).



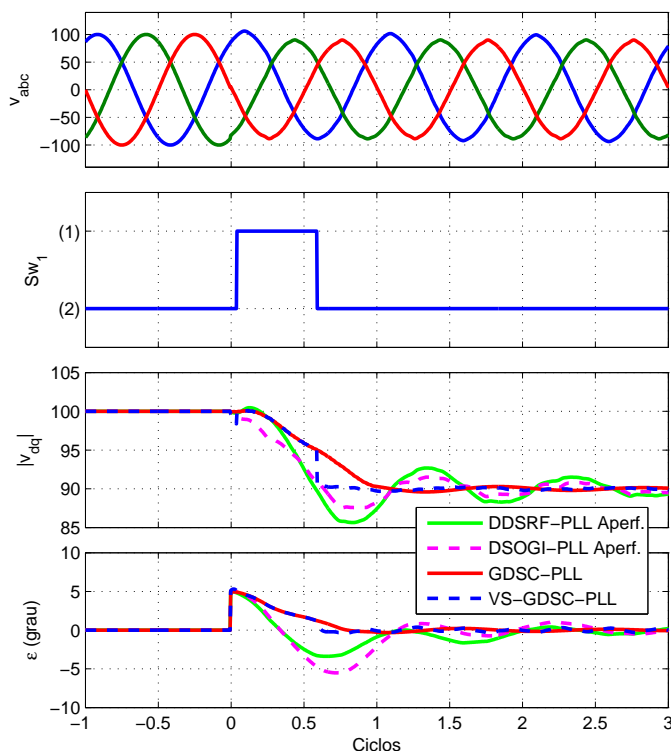
Fonte: Produzido pelo autor.

Figura 59 – Respostas dos métodos de sincronização selecionados para o caso (C21).



Fonte: Produzido pelo autor.

Figura 60 – Respostas dos métodos de sincronização selecionados para o caso (C22).



Fonte: Produzido pelo autor.

Os parâmetros de desempenho obtidos estão descritos na tabela 20.

No caso (C20), observamos que o desempenho do VS-GDSC-PLL é similar ao do GDSC-PLL neste caso, em que há componentes harmônicas pares. Porém, o novo esquema adaptativo em frequência reduziu o erro do ângulo de fase, permitindo ao VS-GDSC-PLL manter tal ângulo dentro da faixa definida pelo critério de 2%. Este comportamento não pode ser observado na escala a qual o gráfico foi plotado. Já o DDSRF-PLL apresentou maior θ_s , enquanto o DSOGI-PLL, com controlador PID de Golestan et al. (2014), apresentou instabilidade. Contudo, o DSOGI-PLL original não apresentou instabilidade, comportou-se de modo similar ao DDSRF-PLL. Não apresentamos os resultados do DSOGI-PLL original para manter as mesmas técnicas sob comparação.

Apesar dos diversos eventos elétricos simultâneos, observamos a partir dos casos (C21-C22) que a chave Sw_1 foi corretamente acionada, de acordo com o esperado, reduzindo o tempo de convergência do VS-GDSC-PLL significativamente. Note que o caso (C22) possui pequenas quantidades de componentes harmônicas pares, insuficientes para provocar a escolha do caminho de dados com a operação **A**, mas capazes de provocar pequenas distorções na saída. Ainda para o caso (C22), as técnicas concorrentes apresentaram elevado θ_s . Por outro lado, o GDSC-PLL e o VS-GDSC-PLL apresentaram reduzido θ_s em todos os casos.

Tabela 20 – Desempenho de métodos de sincronização para os casos de teste (C20-C22).

Caso	Método de Sincronização	$t_{c(amp)}$ (ciclos)	$t_{c(ang)}$ (ciclos)	θ_s (%)	DHTV*** (%)
C20	DDSRF-PLL	não*	5,8	-88	1,5
	DSOGI-PLL	———— Instável ————			
	GDSC-PLL	3,2	não**	-9	1,2
	VS-GDSC-PLL	3,2	3,9	-8	1,2
C21	DDSRF-PLL	não*	não*	29	2,2
	DSOGI-PLL	não*	não*	33	3,1
	GDSC-PLL	1,0	1,0	4	0,1
	VS-GDSC-PLL	0,6	0,7	13	0,2
C22	DDSRF-PLL	não*	5,8	-67	0,1
	DSOGI-PLL	não*	6,2	-110	0,2
	GDSC-PLL	2,0	2,7	-6	0
	VS-GDSC-PLL	1,6	não**	-9	0,3

Fonte: Produzido pelo autor.

*: Não houve convergência.

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

***: Calculado no 9º ciclo após a inserção das novas componentes

5.4 RESUMO DO CAPÍTULO

De um modo geral, VS-GDSC-PLL apresentou melhores resultados nos casos de afundamento, elevação, desbalanços, saltos no ângulo de fase e quando combinamos condições operacionais nas quais não estejam presentes componentes harmônicas pares. Em (C21), por exemplo, que é uma combinação de distúrbios elétricos, $t_{c(amp)}$ do VS-GDSC-PLL foi reduzido em 40% e $t_{c(ang)}$ em 30% em relação ao GDSC-PLL, enquanto o DDSRF-PLL e o DSOGI-PLL não convergiram (observando o critério de 2%).

Na presença de componentes harmônicas (apenas), independentemente se de ordem par ou ímpar, o desempenho do VS-GDSC-PLL foi levemente superior ao do GDSC-PLL, não justificando sua aplicação em sistemas em que sejam previstas somente tais distorções. Ambos os métodos tiveram desempenho superior ao DDSRF-PLL e DSOGI-PLL.

Em geral, nos casos de decaimentos exponenciais, o VS-GDSC-PLL apresentou maiores distorções harmônicas em relação ao GDSC-PLL, sobretudo em rápidos decaimentos e de elevada amplitude inicial. Tal fato é esperado visto que o VS-GDSC-PLL atenua menos as componentes inter-harmônicas do que o GDSC-PLL. Por outro lado, para decaimentos

lentos, o VS-GDSC-PLL convergiu mais rápido do que o GDSC-PLL. Ambos os métodos, GDSC-PLL e VS-GDSC-PLL, apresentaram desempenho geral superior ao DDSRF-PLL e DSOGI-PLL. Inclusive, estes últimos não convergiram durante o decaimento exponencial severo. Em especial, o DSOGI-PLL com controlador PID apresentou instabilidade na presença de componente CC de decaimento exponencial lento.

O novo esquema de adaptabilidade em frequência, inserido no VS-GDSC-PLL, apresentou melhor resultado em relação ao GDSC-PLL. Apesar dos erros apresentados pelo VS-GDSC-PLL não serem severos para a maioria das aplicações (erro de ângulo de fase inferior a 1° e erro de amplitude da componente FFPS inferior a 2%, para variação de 1 Hz/s), o DDSRF-PLL e DSOGI-PLL respondem melhor a este evento elétrico e podem ser mais adequados para algumas aplicações específicas, as quais estão sujeitas a variações intensas na frequência da rede.

O DDSRF-PLL e DSOGI-PLL apresentaram picos de erro do ângulo de fase (θ_s) elevados nos casos de afundamentos, elevações e desbalanços severos. Além disto, tais métodos apresentaram elevadas DHTV na presença de componentes harmônicas extremas. Nestes casos, o DDSRF-PLL e DSOGI-PLL não são recomendados para a maioria das aplicações.

Observamos que na análise de estabilidade realizada por (GOLESTAN et al., 2014) considera-se uma linearização do sistema em torno do ponto de operação. O artigo não prevê condições operacionais extremas e, nestes casos, ocorreram instabilidades. O DSOGI-PLL original, com controlador PI, não apresentou instabilidade.

5.4.1 Implementações complementares

Esta tese visa comparar os métodos originais, de acordo com o publicado. Porém, sabemos que diversos recursos podem ser aplicados na tentativa de aperfeiçoar todos os métodos analisados, tais como inserção de pré-filtros de componentes CC de decaimento exponencial (BENMOUYAL, 1995), realizar ajuste fino dos parâmetros dos controladores (PI ou PID) (GOLESTAN; MONFARED; FREIJEDO, 2013; GOLESTAN et al., 2014), inserir pós-filtragem do sinal visando ajuste fino do ângulo de fase e amplitude da componente FFPS (GOLESTAN et al., 2015), entre outros.

Adicionalmente, as simulações foram realizadas utilizando a precisão padrão do MATLAB, ou seja, formato de precisão dupla do IEEE. Os métodos baseados em GDSC requerem mais memória, porém utilizam, basicamente, operações de adição e multiplicação. Por outro lado, o DDSRF-PLL e o DSOGI-PLL utilizam mais funções trigonométricas e integradores. Logo, se o sistema for embarcado com menor precisão, o incremento nos erros provavelmente serão maiores nestas últimas técnicas citadas.

Outro fator que pode influenciar nos resultados é a taxa de amostragem utilizada. Utilizamos uma taxa de amostragem intermediária, de 256 amostras por ciclo, uma vez que

Golestan et al. (2014) utiliza 200 amostras por ciclo, enquanto Neves et al. (2012) utiliza 320, por exemplo. Contudo, a partir dos resultados comparativos obtidos nos artigos citados, não são esperadas mudanças significativas nos desempenhos dos métodos ao variar a taxa de amostragem nesta faixa, de 200 a 320 amostras por segundo.

Logo, novas análises devem ser realizadas na etapa de implementação embarcada do sistema, já considerando a precisão dos processadores disponíveis e as taxas de amostragem possíveis.

6 DETECTOR RÁPIDO DE SEGUNDA HARMÔNICA E APLICAÇÃO EM PROTEÇÃO

Até o capítulo anterior, descrevemos o VS-GDSC-PLL e o comparamos a outros métodos de sincronização. Apesar da técnica proposta apresentar ganhos significativos de desempenho em relação às outras técnicas estudadas, na prática, a maioria das aplicações de sincronização não depende desse ganho de desempenho para uma correta operação do sistema elétrico. Buscamos, então, aplicações que demandam respostas mais rápidas.

Em paralelo a esta pesquisa, era desenvolvido no GEPAE/DEE/UFPE um relé de distância baseado em GDSC. Tal técnica, publicada em (DIAS FILHO et al., 2013) e (DIAS FILHO et al., 2016), requer a estimação dos vetores referentes às componentes FFPS, FFNS e homopolar fundamental, de tensão e corrente. A redução em poucas amostras na estimação de tais componentes já é significativa em sistemas de proteção.

DIAS FILHO et al. (2016) aplicam o GDSC para estimar as componentes necessárias e, com isto, calcular a impedância da linha de transmissão. Logo, é esperado que a substituição do GDSC pelo VS-GDSC reduza o tempo de convergência do sistema. Contudo, foi observado em simulações (não apresentadas nesta tese) que o tempo de resposta do detector de componentes harmônicas pares e inter-harmônicas pode não ser suficientemente pequeno para resultar em ganhos significativos no sistema de proteção.

Com esta motivação, desenvolvemos um novo detector de componentes harmônicas pares, mais rápido que o anteriormente desenvolvido. De fato, o detector é ajustado para a segunda harmônica de sequência positiva, já que raramente há outras componentes harmônicas pares sem a presença dessa. Adicionalmente, o novo detector toma decisões durante o período transitório do GDSC e a partir de uma análise estatística, fazendo este detector menos preciso do que o DCHPI. Portanto, a substituição do DCHPI pelo novo detector depende da aplicação desejada. Neste capítulo, desenvolvemos uma aplicação imediata para a técnica, visando discriminar a corrente de energização em transformadores da corrente de curto-circuito. Tanto o método, quanto a aplicação, estão publicados em (BATISTA et al., 2017).

6.1 PROTEÇÃO DE TRANSFORMADORES

Dentre as características mais importantes em um relé de proteção, estão a confiabilidade e a velocidade de operação. A confiabilidade é entendida como a habilidade para operar o relé corretamente sempre que uma falta ocorrer na zona protegida, mas evitar operações desnecessárias. Já a operação rápida é desejável visando minimizar danos aos equipamentos e às pessoas. (BLACKBURN, 1982)

Transformadores exercem um papel fundamental nos sistemas de potência e os principais dispositivos de proteção de grandes transformadores são os relés diferencial e de sobrecorrente. Contudo, estes relés estão sujeitos a condições operacionais que podem levar a operações incorretas, tais como correntes distorcidas devidas à saturação do TC ou a correntes de magnetização. Distinguir rapidamente (subcíclico) uma falta, tal como um curto circuito, de uma condição operacional normal do transformador, tal como sua energização, é uma atividade complexa e fundamental na proteção do sistema elétrico.

As formas de ondas típicas de corrente, tensão e fluxo contêm características específicas dependendo da condição operacional da rede. Estas características podem ser utilizadas para distinguir um curto-circuito de uma corrente de magnetização. Visando realizar tal distinção, existem diversos métodos. Alguns são baseados na corrente (AHMADI; SAMET; GHANBARI, 2015; TIAN; LI; LI, 2014), outros na tensão (KANG; LEE; KANG, 2007), outros no fluxo (PHADKE; THORP, 1983; ZHAO; CHAI; SU, 2003), ou ainda na combinação destes sinais.

Diversas ferramentas são utilizadas para extrair as características peculiares das correntes, tensões e fluxos. Dentre elas, podemos citar a transformada discreta de Fourier (RAHMAN; DASH, 1982; KUMAR et al., 2016), redes neurais artificiais (TRIPATHY; MAHESHWARI; VERMA, 2007), transformadas Wavelet (GUILLEN et al., 2016), lógica nebulosa (*fuzzy*) (BARBOSA et al., 2011), morfologia matemática (WU et al., 2016), ajustes por mínimos quadrados (AHMADI; SAMET; GHANBARI, 2015).

Uma vez que a corrente de magnetização contém, tipicamente, uma quantidade significativa de segunda harmônica, técnicas baseadas no limite desta componente são as mais utilizadas para identificar a corrente de magnetização. Porém, as quantidades identificadas de segunda harmônica na corrente de magnetização e em faltas podem ser similares, tornando a técnica de limite de segunda harmônica insuficiente para uma distinção confiável. Adicionalmente, a ferramenta mais utilizada para estimar a componente fundamental e de segunda harmônica é a transformada de Fourier, a qual possui tempo de resposta de um período da componente fundamental.

Neste capítulo, nós propomos um novo método para extrair características dos sinais de corrente que permitem uma distinção rápida e confiável entre corrente de magnetização e de curto-circuito. Tais características não levam em consideração somente as amplitudes das componentes em análise, mas também a trajetória dos vetores espaciais no plano $\alpha\beta$ de Clarke.

O GDSC é utilizado, então, para estimar as componentes:

- Fundamental de sequência positiva (*Fundamental-Frequency Positive-Sequence* - FFPS);
- Fundamental de sequência negativa (*Fundamental-Frequency Negative-Sequence* - FFNS);
- Segunda harmônica de sequência positiva (*Second-Harmonic Positive-Sequence* - 2HPS);

- Segunda harmônica de sequência negativa (*Second-Harmonic Negative-Sequence* - 2HNS).

A combinação destas quatro componentes permite extrair diversas características da corrente. Dentre estas, quatro características foram selecionadas para serem utilizadas, por apresentarem comportamentos notavelmente distintos durante energização de transformadores e curtos-circuitos. Destacamos duas dessas características, que são baseadas na mudança de trajetória dos vetores no plano $\alpha\beta$ e não necessitam esperar a convergência do GDSC. As quatro características extraídas são entradas para um classificador simples, o qual indica a ocorrência ou não de curto-circuito.

Apesar de focarmos na proteção de transformadores, a técnica pode ser aplicada para evitar acionamentos incorretos em outros dispositivos de proteção, tanto na linha de transmissão, quanto em outros transformadores da vizinhança.

6.2 O SISTEMA DE CLASSIFICAÇÃO DA CONDIÇÃO OPERACIONAL DA REDE ELÉTRICA

Nós propomos um sistema de classificação de condições operacionais da rede elétrica baseado em reconhecimento de padrões. Existem muitas técnicas para reconhecimento de padrões, tais como as técnicas estatísticas, estruturais, que comparam formas de onda, baseadas em redes neurais, modelos nebulosos (*fuzzy*), modelos híbridos, etc. Optamos pela técnica estatística uma vez que, ao avaliar algumas características de diferentes condições elétricas, são gerados padrões claramente diferentes. Em outras palavras, considerando um amplo conjunto de simulações e registros oscilográficos, aglomerações (*clusters*) distintas (claramente reconhecíveis) no espaço de características são formadas para cada condição operacional distinta (ASHT; DASS, 2012).

O modelo estatístico é frequentemente utilizado em sistemas de proteção, nos quais as características selecionadas são, normalmente, o nível da segunda, quarta e quinta componentes harmônicas, ou a distância entre picos nas formas de onda de corrente, tensão e fluxo, ou o nível das componentes FFNS e FFPS, entre outras. Portanto, a técnica de classificação não é uma novidade da técnica proposta. O diferencial de nossa técnica é o conjunto de características selecionado e o método de extração deste, os quais permitem uma classificação rápida e precisa da condição operacional da rede elétrica.

É possível utilizar técnicas estatísticas matematicamente bem elaboradas para implementar o classificador. Dentre estas, são comuns: análise de discriminantes lineares (*Linear Discriminant Analysis* – LDA) e análise de componentes principais (*Principal Component Analysis* – PCA) (FUKUNAGA, 2013). A PCA é uma técnica popular em reconhecimento de padrões, porém, não é otimizada para separação de classes. Por outro lado, a LDA é apropriada

para a nossa aplicação, que é uma técnica supervisionada na qual uma combinação linear de características é utilizada para realizar a classificação, ajustando limiares para separar as classes.

Contudo, conforme será apresentado neste capítulo, as aglomerações estão nitidamente separadas no espaço de características e não é foco deste trabalho de pesquisa a otimização do sistema de classificação. Portanto, optamos por adotar um classificador simples, baseado em combinação linear das características extraídas e ajuste simples do valor limiar. Note que, apesar de não ser explícito, essa técnica é a adotada na maioria dos relés de proteção, tais como nos baseados no nível de segunda harmônica.

A técnica possui três etapas:

- A. Pré-processamento: estimação das componentes FFPS, FFNS, 2HPS e 2HNS;
- B. Extração das características: relacionadas à amplitude, perímetro e compacidade das trajetórias dos vetores espaciais no espaço $\alpha\beta$;
- C. Classificação: a partir das características extraídas, as formas de onda são classificadas como curto-circuito ou não curto-circuito.

Nas subseções a seguir são detalhadas cada etapa.

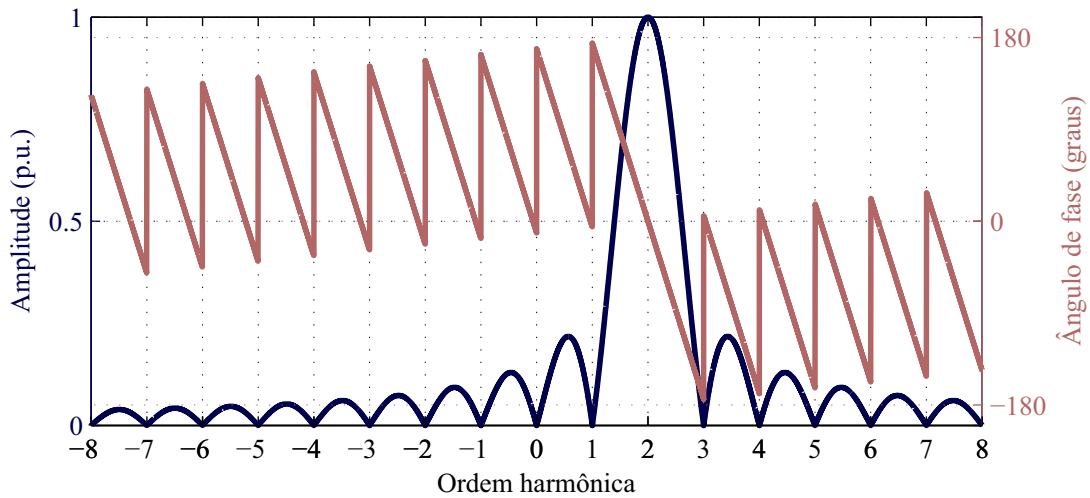
6.2.1 Pré-processamento

Nesta etapa, o sistema estima as componentes FFPS, FFNS, 2HPS e 2HNS. A princípio, a maioria das técnicas descritas no capítulo de busca e revisão da produção científica sobre métodos de sincronização (capítulo 2) pode estimar as componentes desejadas. Escolhemos o GDSC devido à sua resposta dinâmica rápida e alta capacidade de filtragem, conforme visto no capítulo 5 e, principalmente, pelo comportamento dinâmico simples do filtro durante seu período transitório.

Já apresentamos nesta tese a resposta em frequência do filtro GDSC quando ajustado para estimar a componente FFPS. Para as três componentes de interesse restantes, outros três filtros GDSC, com estruturas similares, são utilizados. Na figura 61, apresentamos a resposta em frequência do filtro centrado para a detecção da componente 2HPS ($h_d = +2$). Os demais filtros ($h_d = +1$, $h_d = -1$ e $h_d = -2$) têm respostas análogas. Os sinais “+” e “-” referem-se às sequências positiva e negativa.

Projetamos os filtros GDSC de acordo com o apresentado no capítulo 2. Os parâmetros obtidos para as operações GDSC estão listados na tabela 21.

Ainda no pré-processamento, realizamos operações adicionais, algumas delas baseadas nas trajetórias de vetores espaciais no plano $\alpha\beta$, visando ressaltar as informações relevantes, presentes no sinal elétrico, para distinção de curto-circuito. Porém, antes de citar essas operações adicionais, é necessário justificar a presença dessas.

Figura 61 – Resposta em frequência do filtro GDSC ($h_d = +2$).

Fonte: Produzido pelo autor.

Tabela 21 – Parâmetros das operações GDSC.

Operação	\vec{a}	k_d	θ_r			
			(+1)**	(-1)**	(+2)**	(-2)**
A	$\frac{1}{2}$	$\frac{N}{2}$	π	$-\pi$	2π	-2π
B	$\frac{1}{2}$	$\frac{N}{4}$	$\frac{\pi}{2}$	$-\frac{\pi}{2}$	π	$-\pi$
C	$\frac{1}{2}$	$\frac{N}{8}$	$\frac{\pi}{4}$	$-\frac{\pi}{4}$	$\frac{\pi}{2}$	$-\frac{\pi}{2}$
D	$\frac{1}{2}$	$\frac{N}{16}$	$\frac{\pi}{8}$	$-\frac{\pi}{8}$	$\frac{\pi}{4}$	$-\frac{\pi}{4}$
E	$\frac{1}{2}$	$\frac{N}{32}$	$\frac{\pi}{16}$	$-\frac{\pi}{16}$	$\frac{\pi}{8}$	$-\frac{\pi}{8}$

** Os sinais “+” e “-” referem-se as sequências positiva e negativa, respectivamente. O número é a ordem harmônica da componente estimada (h_d) pelo filtro GDSC.

Fonte: Produzido pelo autor.

6.2.1.1 Padrões de trajetórias no plano alfa-beta

No Capítulo 3, explicamos como o sinal de saída de uma operação GDSC se comporta logo após um evento transitório no sinal de entrada. Naquela análise, mostramos que, se novas componentes são adicionadas ao sinal de entrada, o efeito na saída de uma operação GDSC será simplesmente adicionar as novas componentes presentes no sinal, multiplicadas pelo ganho \vec{a} . Em nossa aplicação, $\vec{a} = 1/2$ para todas as operações GDSC. A nova condição de regime permanente é alcançada após k_d amostras. O parâmetro k_d de cada operação pode ser visto na tabela 21.

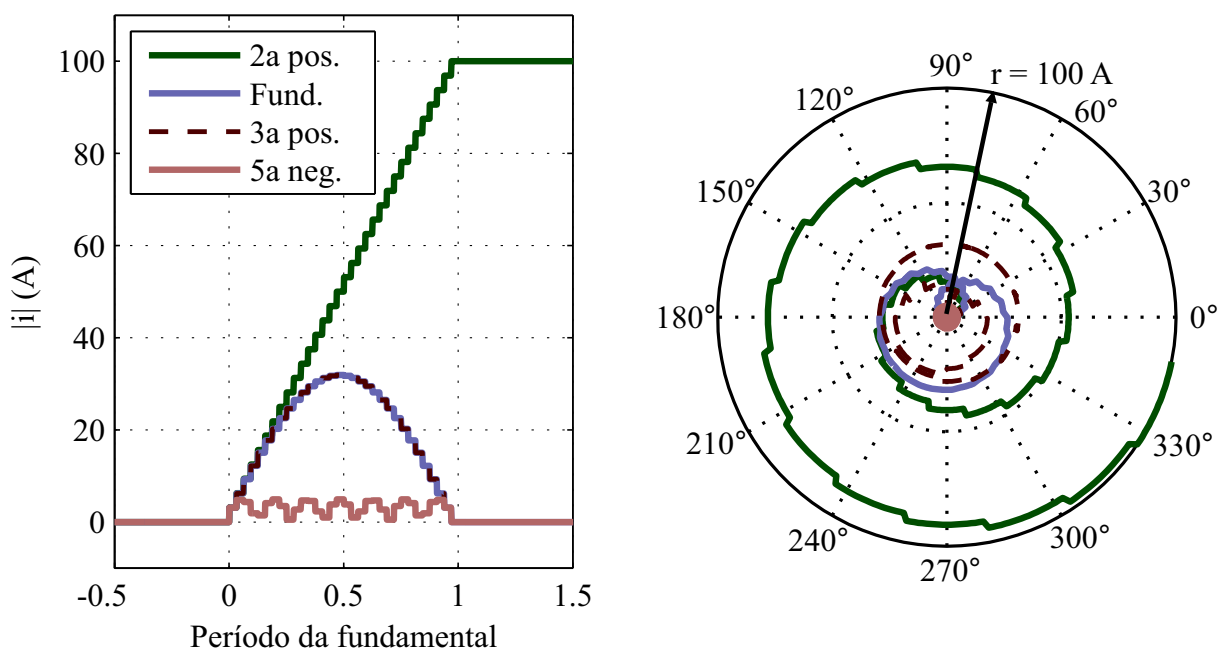
Realizamos quatro simulações distintas com o objetivo de visualizar respostas de um filtro GDSC no transitório. As respostas das quatro simulações estão sobrepostas na figura 62

para facilitar a comparação. O filtro GDSC implementado tem a configuração padrão (NEVES et al., 2012), com cinco operações (A, B, C, D e E), porém com $h_d = +2$. Para cada simulação, utilizamos uma entrada composta por apenas uma componente. Consideramos os seguintes sinais de entrada:

- Adição da componente fundamental de sequência positiva (FFPS);
- Adição da 2ª harmônica de sequência positiva (2HPS);
- Adição da 3ª harmônica de sequência positiva;
- Adição da 5ª harmônica de sequência negativa.

As trajetórias dos vetores de saída da operação GDSC ($h_d = +2$) podem ser vistas na figura 62. Nas quatro simulações, as amplitudes dos vetores de entrada foram 100 A.

Figura 62 – Saída do filtro GDSC ($h_d = +2$) para quatro simulações distintas.



Nota: Foram simuladas as seguintes entradas: Adição da componente FFPS, 2HPS, 3ª seq. pos. e 5ª seq. neg.; Esquerda: amplitudes dos vetores de saída. Direita: trajetórias dos vetores de saída no plano $\alpha\beta$.

Fonte: Produzido pelo autor.

Podemos observar, na figura 62, que a amplitude da componente 2HPS aumenta continuamente, até igualar-se à amplitude do sinal de entrada, uma vez que o ganho de regime permanente da operação GDSC ($h_d = +2$) é unitário para a componente 2HPS. Por outro lado, as demais componentes harmônicas são atenuadas na saída do filtro, onde há um comportamento de redução de amplitude iniciando-se em, no máximo, meio ciclo da fundamental. Mostramos, na figura, que o filtro GDSC ($h_d = +2$) inicia a redução da amplitude

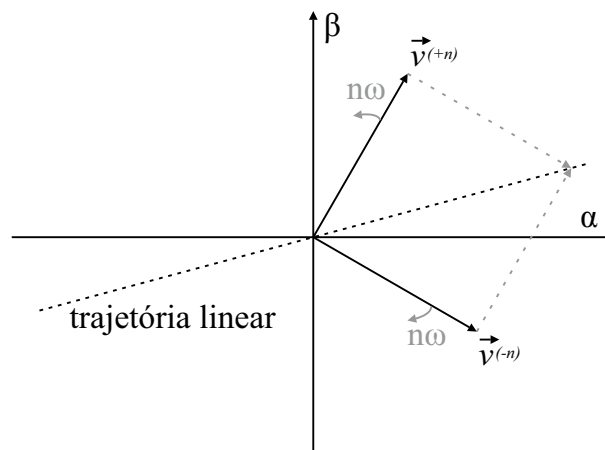
da 3ª harmônica de sequência positiva, bem como da componente FFPS, a partir da metade do período da fundamental, enquanto esse tempo é de 1/16 do período da fundamental para a 5ª harmônica de sequência negativa.

O gráfico polar da figura 62 mostra que a trajetória do vetor da componente 2HPS no plano $\alpha\beta$ tem um padrão espiralado, que converge para um círculo, enquanto as outras trajetórias retornam para a origem. O tempo de convergência do filtro GDSC é de, aproximadamente, um ciclo da componente FFPS (para quaisquer sinais de entrada), porém, o número de voltas que a trajetória percorre no plano $\alpha\beta$ está relacionado com as ordens das componentes harmônicas que compõem o sinal de entrada e com as diferentes defasagens aplicadas pelo filtro GDSC. Logo, a componente 2HPS, que tem o dobro da velocidade angular da componente FFPS e ganho nulo no ângulo de fase, percorrerá, aproximadamente, duas voltas no plano $\alpha\beta$ durante o período transitório. Já a componente FFPS percorre uma volta e meia no plano $\alpha\beta$ devido à defasagem de $+180^\circ$ aplicada pelo filtro GDSC. Para a técnica que descreveremos adiante, a informação mais relevante é o formato da curva (espiralado), e não o número de voltas do espiral.

Analisamos ainda que, se um sinal é composto apenas de duas componentes harmônicas de mesma ordem, ou seja, de sequência positiva e negativa, com mesmas amplitudes, então o caminho do vetor espacial deste sinal composto (formado pela soma vetorial das duas componentes) é linear no plano $\alpha\beta$. Tal comportamento é ilustrado na figura 63 e será melhor detalhado adiante.

Portanto, os padrões das trajetórias dos vetores espaciais no plano $\alpha\beta$ são influenciados pelas condições operacionais nas quais a rede elétrica está sujeita. Esta é a base da técnica proposta.

Figura 63 – Trajetória linear no plano $\alpha\beta$ gerada da soma vetorial de duas componentes harmônicas, de mesma amplitude e ordem, porém de sequências distintas.



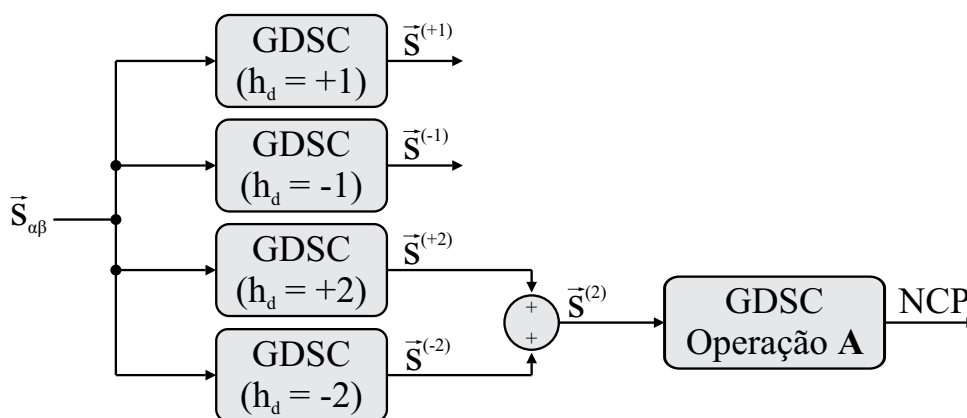
Fonte: Produzido pelo autor.

Por exemplo, durante a magnetização de transformadores, a corrente trifásica tende a conter segunda harmônica, nas três fases, defasadas, ou seja, predominantemente a componente 2HPS. Se considerarmos somente essa componente, esta gera um padrão espiralado na saída do GDSC ($h_d = +2$), enquanto este estiver em seu período transitório. De modo diferente, se ocorre um curto-circuito fase-terra, o aumento da corrente em uma das fases é vista como a inserção de componentes de sequência positiva e negativa, de igual amplitude. Ou seja, o vetor de saída do GDSC possui uma trajetória linear neste caso. Esta abordagem de trajetórias vetoriais é utilizada para melhorar a distinção entre condições elétricas, em comparação com métodos tradicionais, que não utilizam tal abordagem.

6.2.1.2 Operações adicionais do pré-processamento

Inicialmente, separadamente computamos os vetores das componentes 2HPS e 2HNS e somamos estes, assim como mostrado na figura 64. Considerando que as informações mais importantes estão relacionadas com as novas componentes harmônicas introduzidas pela nova condição elétrica (curto-circuito, magnetização, etc.), incluímos um filtro em cacata visando selecionar apenas as novas componentes presentes no sinal. O novo filtro, que é uma operação **A**, em regime permanente, bloqueia todas as componentes harmônicas pares. Ou seja, em regime, a saída do conjunto será nula.

Figura 64 – Filtros GDSC utilizados na técnica e cálculo do NCP.



Fonte: Produzido pelo autor.

Note que a saída desse conjunto de filtros somente não será nula durante o período transitório dos filtros GDSC. E, durante este período, a saída conterá parte de todas as novas componentes harmônicas, introduzidas na entrada pela condição operacional da rede elétrica. Denominamos a trajetória percorrida pelo vetor de saída da operação **A** de caminho das novas componentes, ou *New Components Path* - NCP, para padronizar com a nomenclatura utilizada em artigo publicado (BATISTA et al., 2017).

Se a condição da rede insere componentes de sequência positiva e negativa com mesma amplitude, o NCP será linear. Caso contrário, o NCP será curvo. Visando ilustrar a ideia, de-

envolvemos um caso de teste simples, somente para observar o comportamento das principais componentes de um curto-circuito e de uma energização de transformador. A finalidade desta simulação é dar suporte a uma análise qualitativa, e não quantitativa ou representar um caso de teste real.

Inicialmente, o sinal possui apenas a componente FFPS. Após um ciclo, adicionamos a componente 2HPS, assim como geralmente ocorre na energização de um transformador. Para simplificar o gráfico, denominamos esse momento de evento elétrico 1. Então, mudamos a quantidade das componentes FFPS e FFNS ao aumentar a amplitude da corrente na fase A, assim como geralmente ocorre em um curto-circuito fase A-terra, e denominamos esse momento de evento elétrico 2. Caso a corrente aumentada fosse na fase B, ou C, o NCP também seria linear, contudo, com direção diferente. As formas de onda e trajetórias vetoriais deste caso estão na figura 65.

Podemos ver na figura 65 (b,c) que ambas condições operacionais causaram aumento de perímetro na trajetória do vetor de entrada. Uma vez que o curto-circuito é desbalanceado, a presença da componente de sequência negativa é reconhecida pela trajetória assimétrica da figura 65 (c). Note que, apesar de possuírem comportamentos diferentes, as trajetórias podem ter magnitudes similares, dificultando sua distinção.

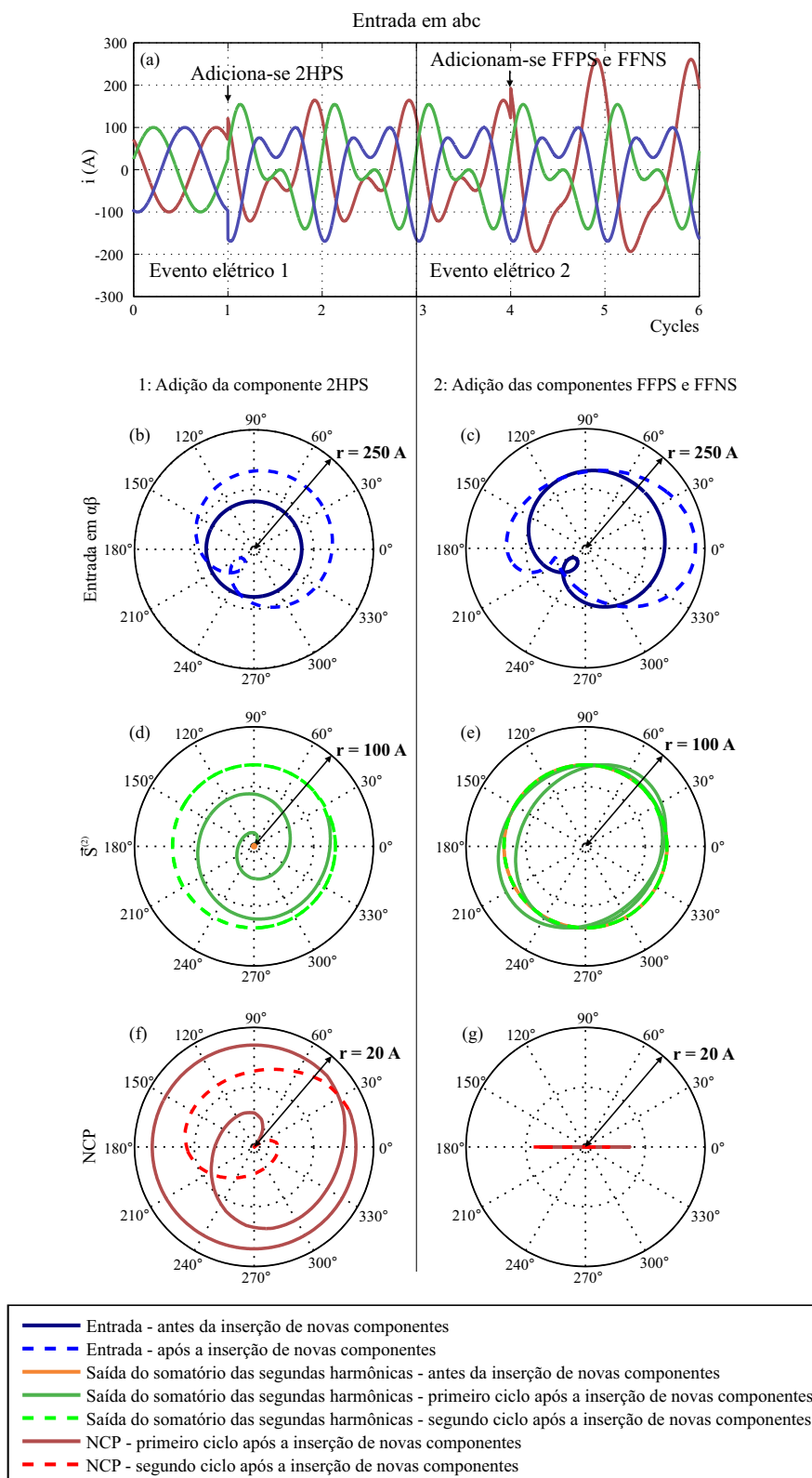
A figura 65 (d,e), que descreve a trajetória das segundas harmônicas (de sequência positiva e negativa), mostra que, após o evento elétrico 1, a trajetória aumenta, tendendo para um círculo. Diferentemente, após o evento 2, durante o período transitório do filtro GDSC, a trajetória aparenta uma forma elíptica. Quando o sistema entra em regime, a trajetória de $\vec{S}^{(2)}$ retorna a ser circular uma vez que o curto-circuito não adicionou segunda harmônica e $\vec{S}^{(2)}$ apresentará apenas a componente 2HPS que foi inserida anteriormente, no evento 1.

Nos gráficos polares da figura 65 (f,g), o NCP representa apenas as novas componentes inseridas. Observe como os eventos elétricos 1 e 2 têm efeitos completamente diferentes no NCP. O NCP será curvo sempre que houver uma nova componente trifásica balanceada. Por outro lado, faltas desbalanceadas produzem NCP quase linear. Como esperado, a figura mostra ainda que a composição harmônica da rede elétrica antes da inserção de novas componentes não interfere no NCP. Por fim, vemos que o comportamento do NCP muda instantaneamente após um evento elétrico. Adiante, apresentaremos os resultados nos quais foi possível classificar o evento elétrico ao analisar poucas amostras do NCP.

6.2.2 Extração de características

Há diversos métodos de visão computacional focados na escolha das características do sinal a serem extraídas. Tais métodos identificam as características que carregam mais informações úteis, ou seja, que facilitam o trabalho do classificador. Contudo, ao inspecionar a figura 65, analisar o algoritmo de outros relés de proteção e conhecer a teoria de circuitos

Figura 65 – Entrada e saídas dos filtros GDSC (figura 64) na inserção de novas componentes harmônicas e desbalanço.



Evento elétrico 1: Inserção da componente 2HPS com amplitude de 70% da componente FFPS.
 Evento elétrico 2: Inserção das componentes FFPS e FFNS após duplicar a amplitude da fase A.

Fonte: Produzido pelo autor.

elétricos, saltam aos olhos algumas características do sinal, carregadas de informações úteis, sem a necessidade de recorrer a algoritmos complexos.

Vimos que a trajetória do NCP contém informações relevantes sobre a condição elétrica da rede. Como o NCP somente não é nulo durante o período transitório dos filtros GDSC, é necessário complementar a técnica com características que não sejam nulas quando o sistema estiver em regime permanente, mesmo que estas características levem a uma classificação não tão rápida quanto se utilizado o NCP.

Inicialmente, apresentaremos duas características relacionadas ao NCP, as quais são relevantes durante o transitório dos filtros GDSC. Em seguida, apresentaremos mais duas características relacionadas com a amplitude das componentes FFPS, FFNS, 2HPS e 2HNS. Visando manter a compatibilidade de siglas com o artigo publicado (BATISTA et al., 2017), denominaremos as duas características relacionadas ao NCP de F1 e F2, e as demais de F3 e F4. O papel de cada característica no classificador é discutido em seguida.

6.2.2.1 *Perímetro do NCP (F1)*

Inicialmente, é necessário identificar se o NCP é nulo, ou não. Ou melhor, se o NCP tem comprimento acima de um limite pré-determinado. Para tal, decidimos considerar o perímetro de um polígono gerado a partir do NCP.

O perímetro do NCP é uma medida de quão grande são as novas componentes inseridas pelo evento elétrico. Será visto nos resultados que o perímetro do NCP sob curto-circuito é, geralmente, maior que na energização de transformadores. Visando obter valores menos dependentes da potência do transformador, normalizamos o perímetro do NCP pela corrente nominal do transformador (i_{nom}).

Observe que a normalização serve apenas para manter os valores de F1 similares entre dispositivos elétricos de mesma natureza, por exemplo, transformadores com topologias e proteções similares. Com isto, no futuro, será possível ter uma “regra de bolso”, com valores de F1 para diversos dispositivos elétricos e suas diferentes topologias e proteções. Apesar deste benefício futuro, a normalização de F1 não influencia na eficiência da técnica.

Para construir o polígono do NCP, precisamos limitar o número de amostras do NCP que serão utilizadas no polígono. A última e a primeira amostra da janela são conectadas, fechando o polígono. O número de amostras do NCP a ser considerado pode ser fixo ou variável. Assim como em diversos filtros digitais, quanto menor a janela, mais rápida é a resposta, porém, menos precisa. Decidimos por uma abordagem menos complexa, adotando uma janela fixa, de metade das amostras por ciclo ($N/2$). Durante nossos testes, esse comprimento apresentou boa precisão e baixo tempo de resposta.

A implementação computacional do cálculo do perímetro de um polígono qualquer no plano cartesiano (ou $\alpha\beta$) é baseado no cálculo de distância entre dois pontos no plano (ou

amostras do sinal em $\alpha\beta$). Ou seja, o perímetro $2p$ de um polígono de vértices $A_1, A_2, A_3, \dots, A_{n-1}$ e A_n , cujas coordenadas são $A_k = (x_k, y_k)$, é dada por:

$$2p = \sqrt{(x_2 - x_1)^2 + (y_2 - y_1)^2} + \sqrt{(x_3 - x_2)^2 + (y_3 - y_2)^2} + \dots + \sqrt{(x_n - x_{n-1})^2 + (y_n - y_{n-1})^2} + \sqrt{(x_1 - x_n)^2 + (y_1 - y_n)^2}. \quad (6.1)$$

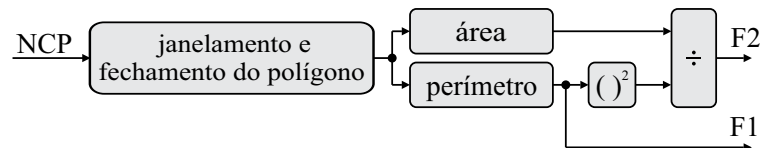
6.2.2.2 Compacidade do NCP (F2)

Por inspeção da trajetória do NCP na figura 65, conforme já comentado anteriormente, decidimos calcular a compacidade do NCP. A compacidade indica quão curvo ou linear o NCP aparenta ser. Adotamos a seguinte equação para descrever a compacidade:

$$F2 = \frac{(\text{Área do polígono do NCP})}{(\text{Perímetro do polígono do NCP})^2}. \quad (6.2)$$

Esta equação é similar à apresentada em (GONZALEZ; WOODS, 2008). Quanto maior o valor, mais curva é a trajetória do NCP, ou seja, menos compacto é o polígono do NCP. A compacidade é um valor adimensional e com pouca variação de comportamento entre diferentes transformadores e topologias. A figura 66 apresenta um diagrama em blocos do cálculo de F1 e F2.

Figura 66 – Cálculo de F1 e F2.



Fonte: Produzido pelo autor.

A implementação computacional do cálculo da área de polígonos quaisquer no plano cartesiano (ou $\alpha\beta$) foi baseada no cálculo de determinantes, de acordo com o exposto na dissertação de Zerbinatti (2015). Este algoritmo também pode ser encontrado na maioria dos livros de geometria analítica. Por conveniência, apresentaremos aqui o teorema que dá origem ao algoritmo utilizado.

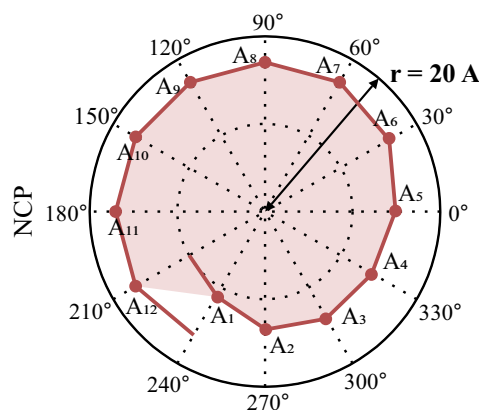
A área S de um polígono de vértices $A_1, A_2, A_3, \dots, A_{n-1}$ e A_n , obedecendo o sentido anti-horário na sua localização no sistema de eixos, cujas coordenadas são $A_k = (x_k, y_k)$, é dada por:

$$S = \frac{1}{2} \left(\begin{vmatrix} x_1 & y_1 \\ x_2 & y_2 \end{vmatrix} + \begin{vmatrix} x_2 & y_2 \\ x_3 & y_3 \end{vmatrix} + \begin{vmatrix} x_3 & y_3 \\ x_4 & y_4 \end{vmatrix} + \dots + \begin{vmatrix} x_{n-1} & y_{n-1} \\ x_n & y_n \end{vmatrix} + \begin{vmatrix} x_n & y_n \\ x_1 & y_1 \end{vmatrix} \right). \quad (6.3)$$

A figura 67 exemplifica a posição dos pontos do NCP no plano $\alpha\beta$ para o cálculo de área. O sinal NCP utilizado é o descrito na figura 65 (f). Para facilitar a visualização dos pontos,

utilizamos uma taxa de amostragem de 24 amostras por ciclo da componente fundamental. Observe que o gráfico representa uma componente de segunda ordem e, portanto, percorre uma volta no plano em $N/2$ amostras.

Figura 67 – Exemplo para cálculo de área em um polígono qualquer.



Fonte: Produzido pelo autor.

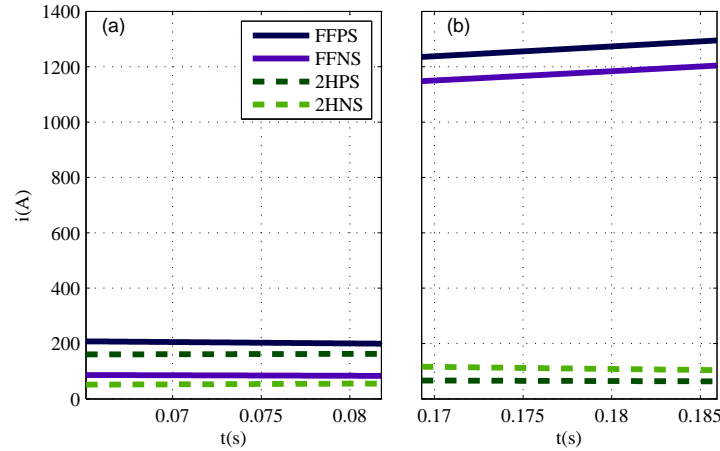
6.2.2.3 Amplitude ajustada da componente FFPS ($F3$)

Geralmente, a amplitude da componente FFPS aumenta durante um curto-circuito. Apesar de bastante utilizada em sistemas de proteção, medir a amplitude da componente FFPS é uma forma imprecisa de identificar um curto-circuito já que outros eventos elétricos também aumentam a amplitude da componente FFPS, por exemplo, durante a energização de transformadores. Além do mais, sabemos que (i) durante um curto fase-terra ou fase-fase, a componente FFNS tem sua amplitude aumentada. Sabemos que (ii) a corrente de magnetização, geralmente, contém quantidades significativas da componente 2HPS – este é o princípio da maioria dos relés de proteção diferencial. Por fim, (iii) observamos em simulações que desbalanços na rede e saturação desbalanceada de TC podem gerar aumento da componente 2HNS.

Visando ilustrar os pressupostos descritos nesta seção, apresentamos, na figura 68, o comportamento das componentes FFPS, FFNS, 2HPS e 2HNS imediatamente após dois eventos elétricos: (a) energização de transformador e (b) curto-circuito fase-terra, com alta resistência de terra, ocorrido três ciclos após a energização do transformador. Os dados foram obtidos a partir de uma simulação de uma rede real. Detalhes da simulação serão descritos na seção de resultados. A técnica utilizada para extrair as componentes do sinal é descrita na seção 6.2.2.5 e, detalhadamente, no capítulo 7.

Considerando o exposto, elaboramos a equação 6.4, na qual a componente FFPS tem maior influência, mas considera as quatro componentes e visa aperfeiçoar a capacidade de

Figura 68 – Componentes FFPS, FFNS, 2HPS e 2HNS, estimadas após um ciclo do início de uma (a) energização de transformador e (b) curto-circuito fase-terra e energização simultâneos (com alta resistência de terra).



Fonte: Produzido pelo autor.

detecção de curtos-circuitos. Normalizamos F3 pela corrente nominal do transformador (i_{nom}), similar ao realizado no cálculo de F1.

$$F3 = \frac{[(|\vec{S}^{(+1)}| + |\vec{S}^{(-1)}|) - p(|\vec{S}^{(+2)}| + |\vec{S}^{(-2)}|)]}{i_{nom}} \quad (6.4)$$

O parâmetro p depende do transformador e é ajustado para minimizar F3 durante a energização do transformador. Neste trabalho, definimos o valor de p após uma série de simulações do transformador a ser protegido, assim como será apresentado na próxima seção. Também é possível utilizar dados de energização reais, registrados em campo. Com base nos valores médios de $|\vec{S}^{(+1)}|$, $|\vec{S}^{(-1)}|$, $|\vec{S}^{(+2)}|$ e $|\vec{S}^{(-2)}|$, verificados após um período do evento elétrico, calculamos p com o objetivo de aproximar o valor médio de F3 para zero.

6.2.2.4 Amplitude ajustada da componente FFNS (F4)

A presença da componente FFNS é outra característica comumente utilizada em relés de proteção. De maneira similar ao descrito para F3, incluímos FFPS, 2HPS e 2HNS visando realçar a presença da componente FFNS nos casos de curto-circuito. Logo, a equação 6.5 foi elaborada de forma a reduzir a influência da energização e saturação desequilibrada dos TC.

$$F4 = \frac{|\vec{S}^{(-1)}| - |\vec{S}^{(-2)}|}{|\vec{S}^{(+1)}| + |\vec{S}^{(+2)}|} \quad (6.5)$$

Apesar de similaridades já descritas com técnicas convencionais, os diferenciais apresentados pelas equações F3 e F4, os quais produzem características mais aguçadas visando a discriminação entre corrente de curto circuito e de energização, fazem com que estas equações sejam contribuições relevantes deste trabalho de doutorado.

6.2.2.5 Modelagem matemática de formas de ondas elétricas

Devido à presença de componente CC de decaimento exponencial e variações das amplitudes das componentes harmônicas e interharmônicas no tempo, métodos como o de Fourier e Wavelet não são adequados para a identificação precisa das componentes presentes no sinal elétrico durante transitórios, sejam tais transitórios sintetizados via EMTP, ou registrados em arquivos de oscilografia. As formas de onda não coincidem com uma soma “simples” de senos e cossenos, além de que desejamos estimar sua composição harmônica logo após a falta, em um tempo subcíclico. Logo, a transformada de Fourier não é capaz de representar adequadamente uma falta severa, tornando a análise do fenômeno elétrico imprecisa. Já a transformada de Wavelet não retorna coeficientes com significado físico direto, em termos de espectro harmônico.

Considerando o exposto, desenvolvemos um novo método, baseado em ajuste de curvas, para construir os modelos matemáticos dos sinais elétricos de falta. A técnica, também fruto deste trabalho de doutorado, foi publicada em (BATISTA et al., 2016) e é detalhada no capítulo 7.

Com uma equação matemática adequadamente estruturada, é possível obter a composição harmônica do sinal logo após a falta, mesmo que este sinal esteja severamente distorcido, modulado em amplitude, com variação de frequência e com componentes exponenciais. Outras possíveis aplicações para esta técnica são descritas no capítulo 7.

Utilizamos este novo método para identificar as composições harmônicas dos sinais, logo após o início de novas condições operacionais da rede elétricas (subcíclico) e, em seguida, avaliar o comportamento das características F3 e F4, inclusive para definir o parâmetro p da equação 6.4. A figura 68 também foi obtida com o auxílio da nova ferramenta. Em trabalhos futuros, esta técnica será mais explorada uma vez a desenvolvemos próximo da conclusão desta pesquisa de doutorado, visando suprir uma demanda específica.

6.2.3 Classificação

Desenvolvemos dois algoritmos independentes para identificar curtos-circuitos. O primeiro, baseado no NCP (F1 e F2), identifica rapidamente curtos-circuitos, focado nos tipos fase-terra e fase-fase. Denominamos esse de classificador NCP. O segundo algoritmo, que é baseado nas amplitudes das componentes (F3 e F4), denominamos de classificador CM. Utilizamos a sigla CM, do inglês *Components Magnitudes*, para manter as siglas utilizadas no artigo original (BATISTA et al., 2017).

Enquanto o classificador NCP tem resposta rápida, porém com saída pulsada (durante o período transitório dos filtros GDSC), o classificador CM tem saída estável e identifica qualquer tipo de curto-circuito. Portanto, o papel do classificador NCP é de reduzir o tempo da classificação, para a maioria dos tipos de eventos elétricos, em relação ao classificador CM.

Visando ilustrar o espaço de características e o ajuste dos parâmetros para diferentes tipos de condições operacionais, usaremos dois conjuntos de teste, obtidos a partir de simulações de um sistema elétrico real. Ambos os conjuntos de teste descrevem dispositivos nas subestações Tauá (TAD) e São João do Piauí (SJI), no nordeste do Brasil e pertencentes à Companhia Hidrelétrica do São Francisco (CHESF).

A tabela 22 resume os conjuntos de teste. Não simulamos curto-circuito fase-terra em TAD uma vez que os transformadores simulados em TAD são 230/69 kV YNd1, sem transformador de aterramento no secundário. Simulamos os curtos-circuitos logo após as energizações somente para aproveitar a forte componente 2HPS gerada na magnetização e testar severamente a capacidade de distinção de curtos-circuitos da técnica proposta. Contudo, eventualmente trabalhadores esquecem de remover aterramentos temporários, que eles mesmo instalaram. Então, adicionamos casos de teste de energização e curto-circuito iniciando simultaneamente. O impacto da saturação dos transformadores de corrente será apresentado adiante. A figura 69 mostra dois casos de teste para ilustrar (a) uma magnetização seguida por um curto fase-fase e (b) uma magnetização seguido por um curto fase-terra, com alta resistência de terra. Mais detalhes sobre os parâmetros utilizados serão apresentados na seção de resultados.

Tabela 22 – Quantitativo de casos de teste utilizados na ilustração do espaço de características.

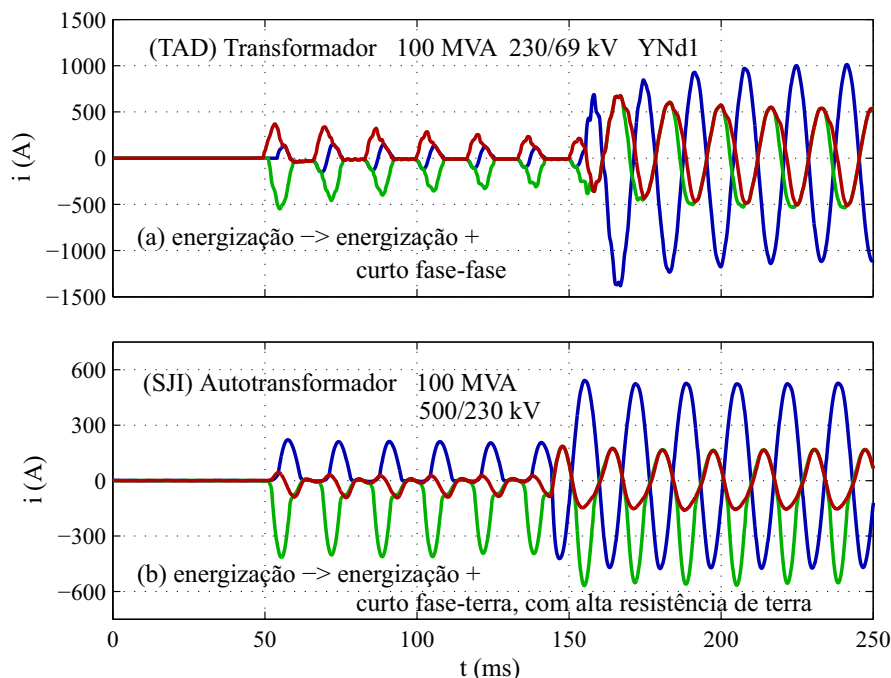
Evento elétrico	Dispositivo*	
	TAD	SJI
Somente energização do transformador	300	500
Energização seguido de curto fase-terra	0	100
Energização seguido de curto fase-fase	100	100
Energização seguido de curto fase-fase-terra	100	100
Energização seguido de curto trifásico	100	100
Energização e curto trifásico iniciados simultaneamente	100	100
Energização seguido de curto fase-terra, com alta resistência de terra	0	100
Curto fase-terra, com carga conectada	100	100
Curto fase-fase, com carga conectada	100	100
Sub-total	900	1300
Total	2200	

*(TAD) - Transformador 100 MVA 230/69 kV YNd1

*(SJI) - Autotransformador 100 MVA 500/230 kV

Fonte: Produzido pelo autor.

Figura 69 – Exemplos de casos de teste.



Fonte: Produzido pelo autor.

6.2.3.1 Classificador NCP

Este classificador tem como base o espaço de características formado pelo perímetro (F1) e compacidade (F2) do polígono NCP. A figura 70 mostra pontos no espaço de características correspondentes a 2200 eventos elétricos distintos, obtidos a partir dos dois conjuntos de teste (TAD e SJI).

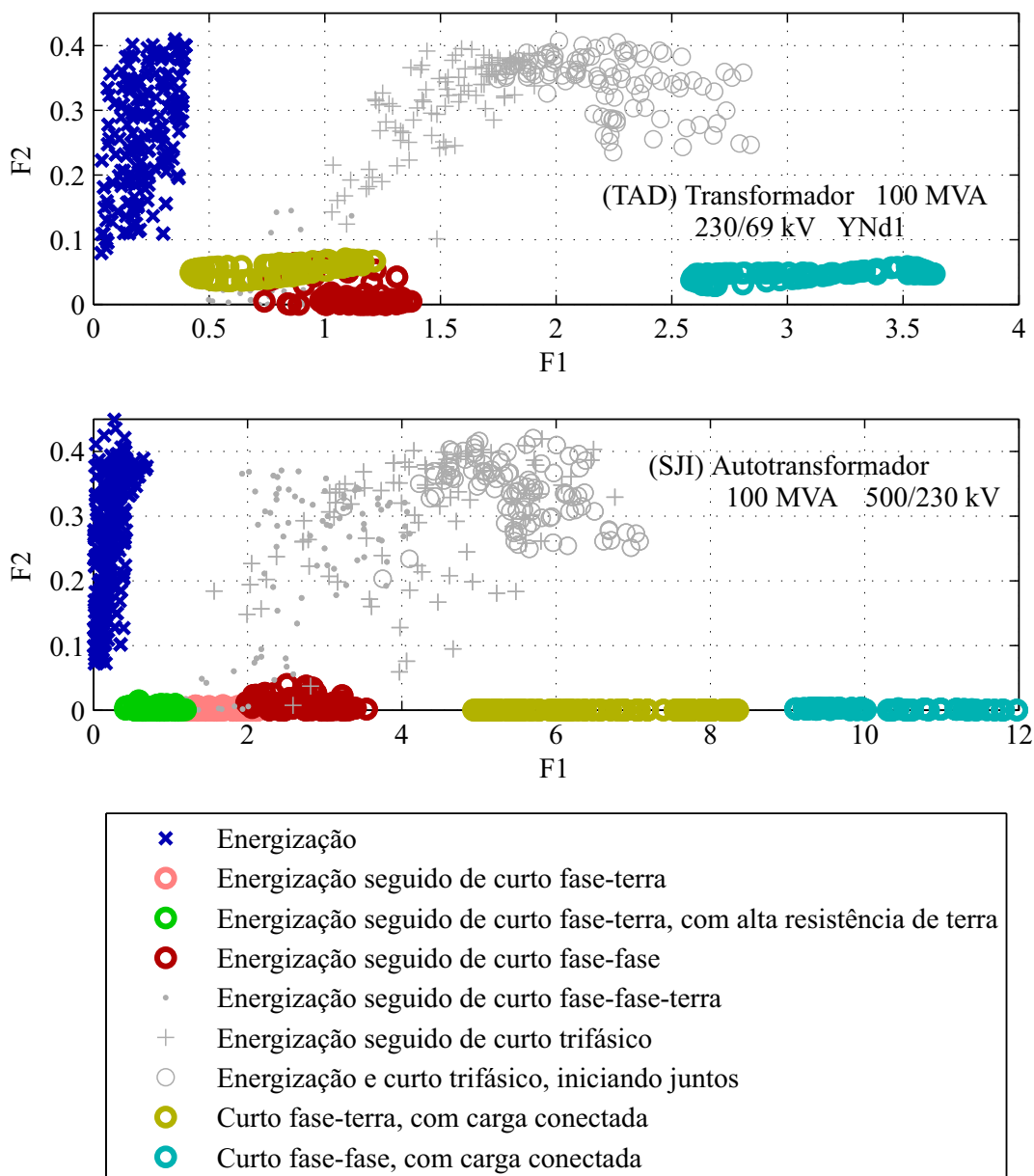
As características (F1 e F2) são calculadas a cada nova amostra adquirida. Então, os pontos no espaço de característica se movem com o tempo. Os pontos na figura 70 foram calculados após 3/8 de período nominal a partir do início do evento elétrico (energização e/ou curto).

Apesar do comportamento dinâmico dos pontos da figura 70, podemos notar que existem aglomerados de pontos, que representam condições elétricas distintas, que podem ser facilmente separados.

De acordo com o esperado, para os curtos-circuitos do tipo fase-fase-terra e trifásicos (pontos em cinza), não há quantidade similar de componentes de sequência positiva e negativa, levando a uma trajetória curva do NCP (F2 elevado). Porém, uma vez que o perímetro do NCP tende a ser maior no curto-circuito do que na energização, a característica F1 permite a distinção entre curto-circuito e magnetização para estes casos.

Observamos que, para alguns casos de teste, a compacidade (F2) é levemente diferente do teoricamente esperado, principalmente nos casos TAD com carga conectada. Essa divergên-

Figura 70 – Espaço de características utilizado pelo classificador NCP.



Fonte: Produzido pelo autor.

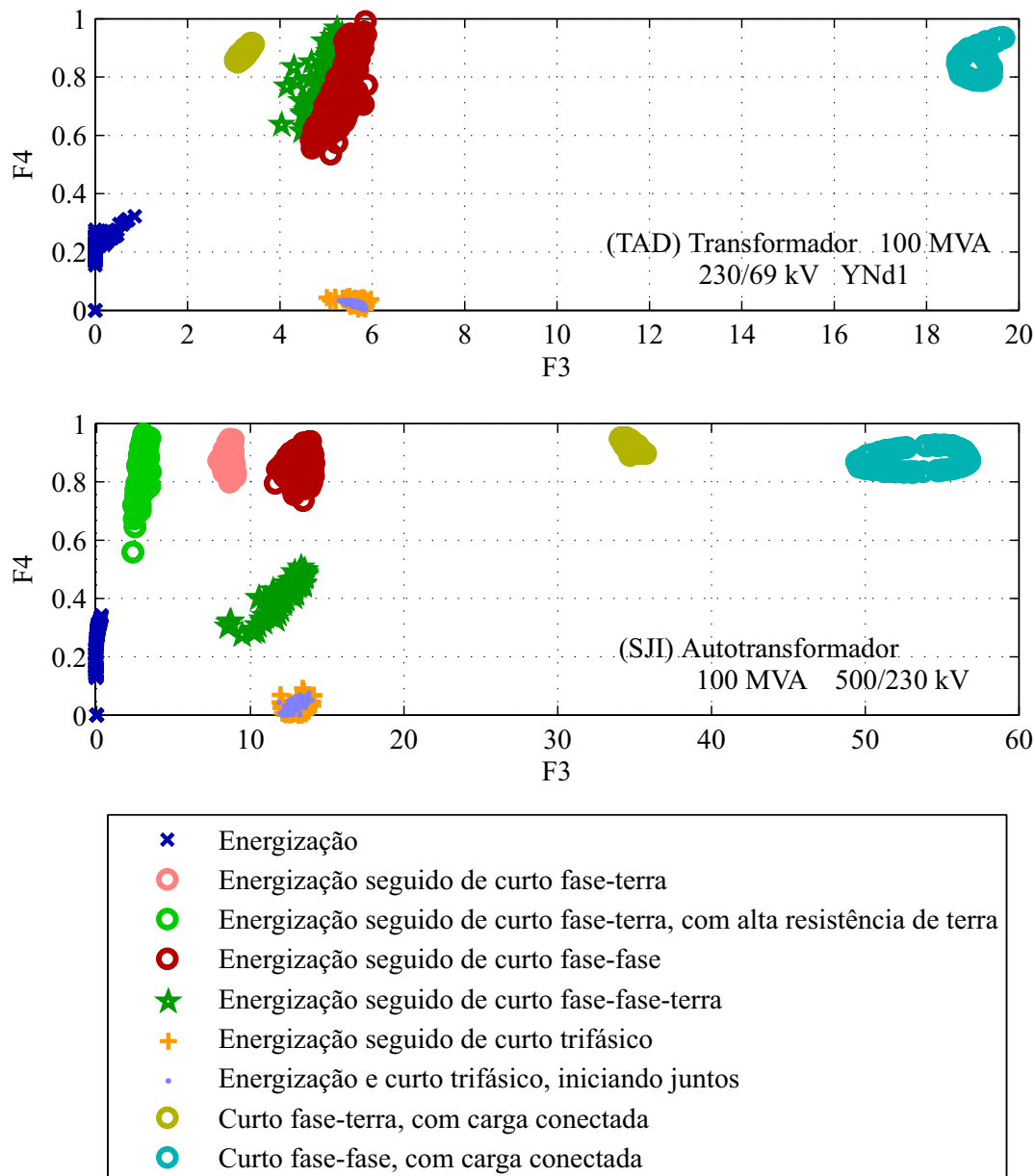
cia ocorre pela presença de componente CC de decaimento exponencial e, principalmente, pela discrepância de tempo no fechamento dos contactores do disjuntor, que causa uma redução em F2 durante a energização (enquanto somente uma fase está fechada, o NCP será linear).

6.2.3.2 Classificador CM

As características F3 e F4 são utilizadas para identificar qualquer tipo de curto-circuito. A figura 71 apresenta o espaço de características para ambos os conjuntos de teste. A figura 71 apresenta F3 e F4 calculados após um período nominal a partir do início do evento elétrico. Podemos ver que os aglomerados estão confortavelmente distantes entre si, permitindo uma

distinção nítida das condições operacionais. Adicionalmente, seria possível distinguir o tipo de falta, mas este não é um assunto abordado neste trabalho.

Figura 71 – Espaço de características utilizado pelo classificador CM.



Fonte: Produzido pelo autor.

6.3 SIMULAÇÕES E RESULTADOS

As simulações são referentes aos casos descritos na tabela 22, com 2200 casos de teste, distribuídos em 9 condições operacionais diferentes.

6.3.1 Sistema elétrico simulado

O sistema elétrico que foi simulado é apresentado na figura 72. Como o esquema elétrico e o modelo computacional são de propriedade da CHESF, caso necessário, os mesmos devem ser solicitados à CHESF para futuras simulações. Portanto, não serão disponibilizados de forma completa neste trabalho.

O modelo simulado inclui os seguintes elementos:

- 10 Geradores hidrelétricos;
- 14 Linhas de transmissão 500 kV;
- 12 Linhas de transmissão 230 kV;
- 23 Transformadores ou autotransformadores (todos com suas curvas de magnetização representadas);
- 36 Reatores;
- 7 Bancos de capacitores;
- 1 Compensador estático de reativos.

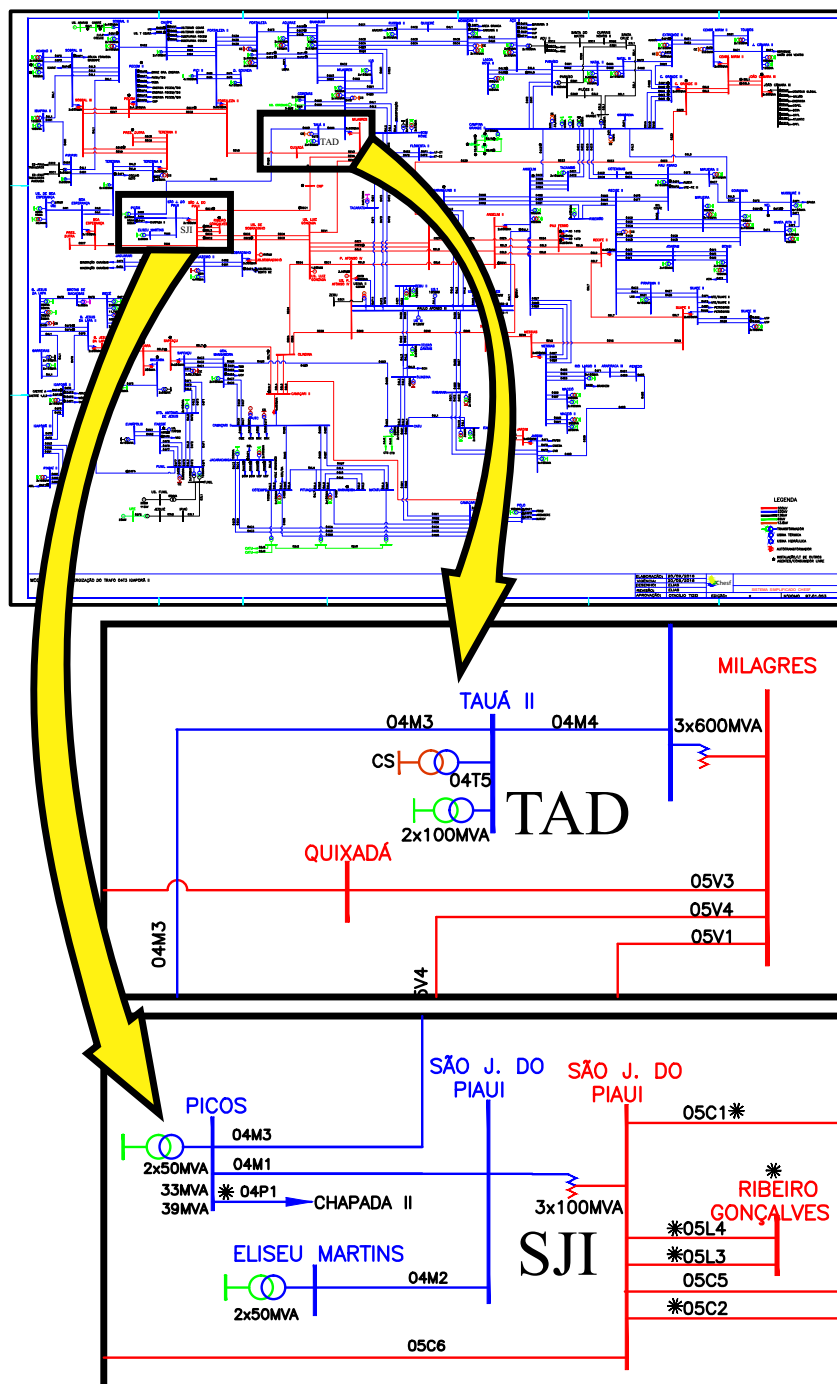
O resto do sistema foi representado por 8 circuitos equivalentes de Thévenin.

As impedâncias de todas as LT, cargas e faltas, para todos os casos de teste e diferentemente para cada uma das fases, variam seus valores aleatoriamente, com distribuição gaussiana e desvio padrão de 5% em relação aos valores originais do modelo. Isto significa que aproximadamente 95% de todas as impedâncias simuladas variam na faixa de +/- 10% em relação aos seus valores originais.

Para cada caso de teste, para cada um dos polos dos disjuntores, os contatos são fechados em instantes distintos. Grandes discrepâncias no tempo de fechamento durante a energização dos transformadores trazem resultados particularmente ruins para a nossa técnica, comparado com técnicas que analisam as formas de onda de cada fase individualmente. A discrepância causa correntes desbalanceadas no transformador, mesmo durante a energização. Portanto, é gerado um NCP linear e, conseqüentemente, pode ocorrer uma identificação incorreta de curto-circuito. Adiante são expostos alguns métodos para solucionar o problema descrito.

Na simulação, o instante de fechamento dos contatos elétricos, nas chaves da fase A, varia aleatoriamente, com distribuição uniforme, dentro do intervalo de um período da

Figura 72 – Diagrama de geração e transmissão de energia da CHESF, utilizado nas simulações, com ampliação nos dispositivos protegidos (TAD e SJI).



Fonte: Fornecido pela CHESF.

fundamental, podendo fechar em qualquer ângulo de fase. A discrepância nos tempos de fechamento para os demais polos varia gaussianamente. Considerando que os fabricantes de disjuntores entendem que a discrepância deve ser inferior a 5 ms, configuramos a distribuição gaussiana para que, em 95% dos casos de teste, os tempos de discrepâncias estejam nessa faixa.

O sistema de potência foi simulado em ATP, e o algoritmo proposto foi implementado em MATLAB. A taxa de amostragem é de 15,36 kHz, ou seja, 256 amostras por ciclo da fundamental, considerando a frequência nominal da rede 60 Hz.

Não é objetivo desta tese o detalhamento a nível operacional. Adicionalmente, optamos por manter os códigos fontes sob sigilo. Deste modo, apresentaremos este item resumidamente. Utilizamos um arquivo ATP, cedido pela CHESF, como base para as simulações. Em seguida, substituímos todos os valores numéricos atribuídos aos parâmetros a serem variados por identificadores únicos (ex.: P01, P02, P03,...). Este arquivo .atp é a matriz para todas as simulações. Em seguida, com o auxílio do MatLab, desenvolvemos um programa que faz uma cópia do arquivo ATP e substitui esses identificadores únicos por valores numéricos gerados pelo MatLab, de acordo com as regras apresentadas nesta seção. Vale ressaltar a importância de manter o número de caracteres dos valores numéricos constante, uma vez que o ATP considera as colunas nas quais o texto é posicionado.

Em seguida, o MatLab executa o ATP e, imediatamente após, converte o arquivo de formas de onda do ATP para um arquivo de texto. Os dados da simulação são então convertidos em um arquivo do MatLab (.mat). Todo o processo, desde a cópia do arquivo matriz (.atp) até a conversão dos dados resultantes para MatLab (.mat) pode ser repetido automaticamente, quantas vezes necessário. No nosso caso, o fator limitante foi apenas o tempo de processamento, que foi aproximadamente 30 s por circuito simulado.

6.3.2 Parâmetros do classificador

É possível utilizar a análise de discriminador linear para calcular os discriminantes (FUKUNAGA, 2013), ou buscar outros métodos na literatura, porém, as aglomerações vistas nas figuras 70 e 71 são tão densas e distinguíveis que optamos simplesmente ajustar os limiares nos espaços entre aglomerações.

O usuário pode escolher entre ajustar os limiares próximos às aglomerações de energização, reduzindo o tempo de resposta para realizar a classificação, ou posicionar os limiares próximos às aglomerações de curto-circuito, deixando os classificadores mais robustos. Uma análise sobre limiares ótimos não foi realizada nesta tese de doutorado.

Considerando os espaços de características, nas figuras 70 e 71, optamos por escolher limiares que representam mais robustez. O sistema considera que a rede está sob efeito de um curto-circuito se:

- $F1 > 0,4$ e $F2 < 0,1$ (classificador NCP); ou
- $F3 > 2,0$ ou $F4 > 0,5$ (classificador CM).

Apesar de possível, nesta tese não exploraremos a distinção entre os tipos de curto-circuito.

De maneira similar ao realizado, a maioria dos relés de proteção são baseados em características das formas de onda, e seus limiares são definidos através de modelagem do sistema de potência e simulações computacionais (LIN et al., 2015), inclusive o típico relé baseado em segunda harmônica.

Apesar dos dois conjuntos de teste (TAD e SJI) possuírem dispositivos com tecnologias e topologias distintas, foi possível utilizar os mesmos limiares para os dois conjuntos de teste. Contudo, consideramos tal fato uma coincidência. A análise do espaço de características deve ser realizada para cada novo equipamento a ser protegido, pelo menos até que seja construído um banco de dados sólido de dispositivos de potência e suas características.

Ilustramos a extração de características e a resposta do classificador na figura 73. O caso selecionado para ilustrar o método teve resposta bastante satisfatória. Nem todos os casos de teste permitiram respostas tão rápidas. Neste caso, o classificador NCP identificou a falta em, aproximadamente, 1/24 do período da fundamental (10 amostras). Esta resposta rápida foi devido a nítida e instantânea mudança de comportamento da trajetória do NCP no plano $\alpha\beta$. Já o classificador CM identificou o curto-circuito após 7/8 de período da fundamental. As componentes FFPS, FFNS, 2HPS e 2HNS deste caso de teste, são aquelas já apresentadas na figura 68.

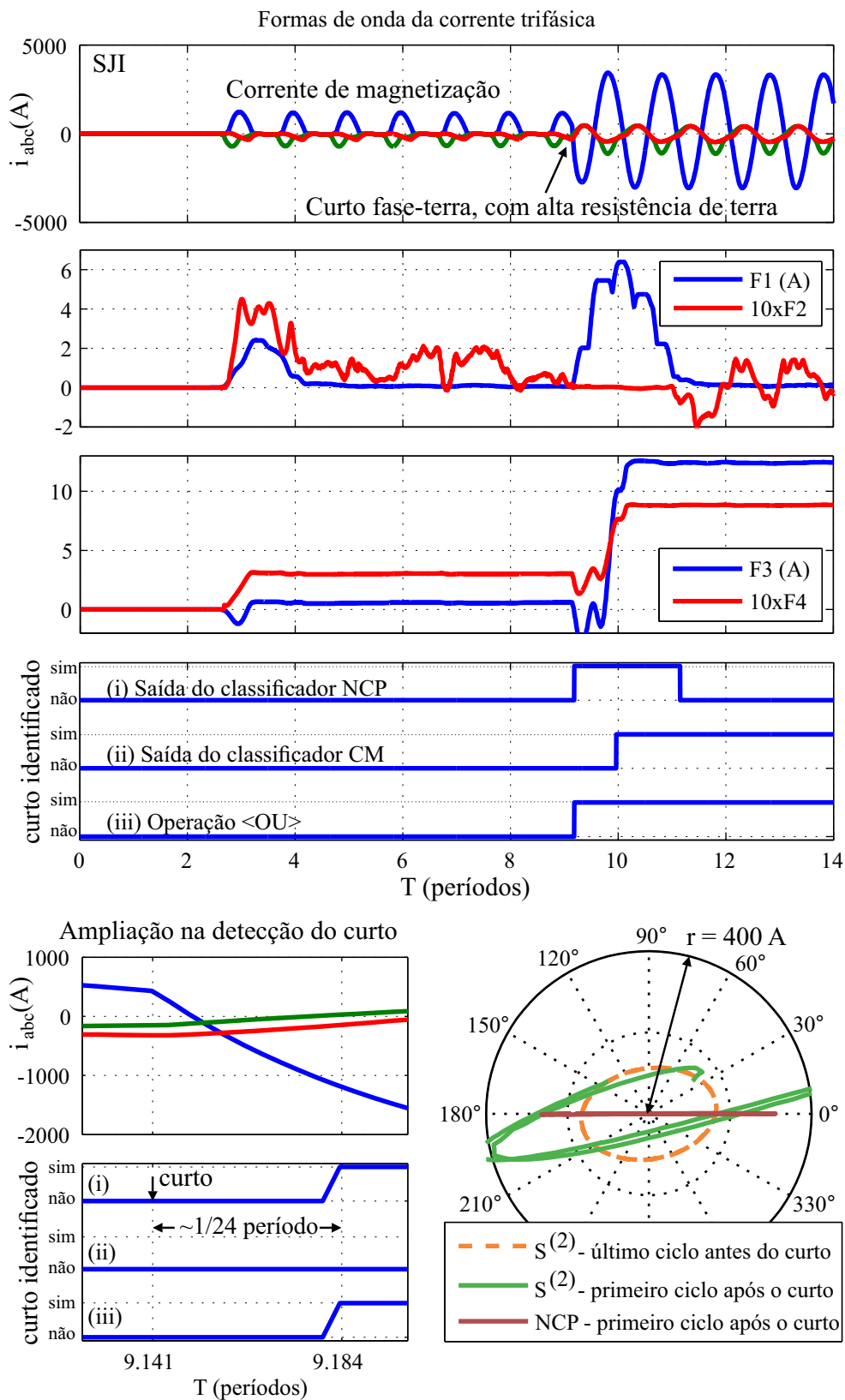
6.3.3 Resultados

Uma vez que é impraticável realizar análise similar à da figura 73 para todos os casos de teste, apresentamos os 2199 resultados restantes no formato de histogramas, os quais apresentam o tempo necessário para que o nosso sistema identifique a condição elétrica.

Podemos ver nas figuras 74 e 75 que todos os casos de curto-circuito foram corretamente identificados. A figura 74 apresenta os histogramas considerando apenas o classificador NCP ou CM. Já a figura 75 apresenta o histograma no caso de aplicarmos uma operação lógica <ou> entre os sinais de saída dos classificadores NCP e CM. Para curtos-circuitos desbalanceados, a detecção ocorreu geralmente em cerca de 1/4 de período da fundamental. Os melhores resultados foram obtidos para o autotransformador (SJI) com carga conectada, especialmente sob curtos-circuitos bifásicos.

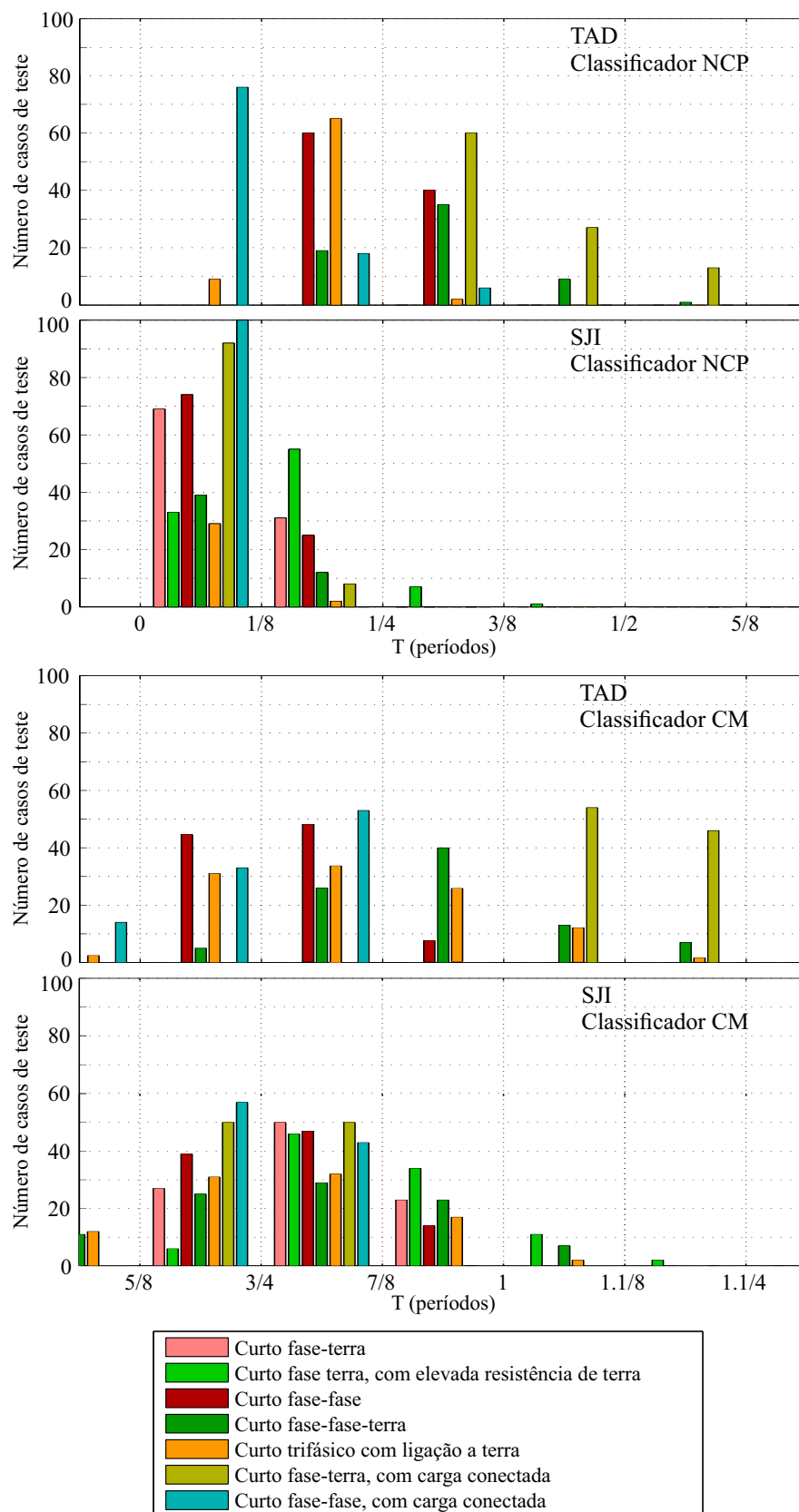
Por outro lado, o sistema apresentou aproximadamente 8% de falso positivo, ou seja, a identificação equivocada de curto-circuito durante a energização. Conforme já discutido, as causas principais são a discrepância no tempo de fechamento dos polos dos disjuntores trifásicos e a presença de componente CC de decaimento exponencial, os quais afetam a precisão do classificador NCP.

Figura 73 – Resultados obtidos a partir de um curto fase-terra, com alta resistência de terra, do conjunto de teste SJI.



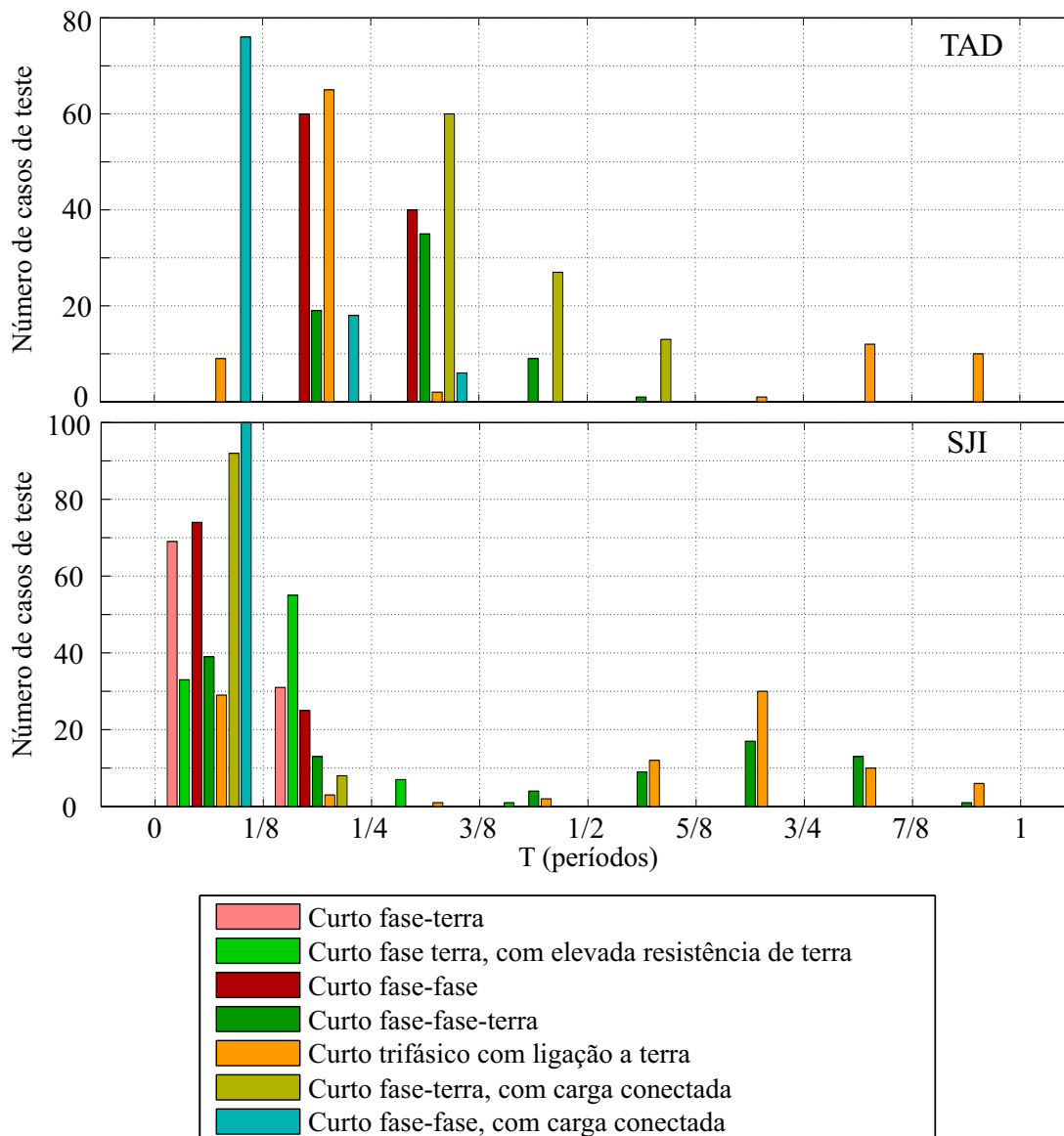
Fonte: Produzido pelo autor.

Figura 74 – Histogramas relacionados ao tempo de resposta do método proposto.



Fonte: Produzido pelo autor.

Figura 75 – Histogramas relacionados ao tempo de resposta do método proposto. Resultado após operação <ou> entre as respostas dos classificadores NCP e CM.



Fonte: Produzido pelo autor.

No início da energização, enquanto somente uma das fases tem seu contato fechado, o NCP será incondicionalmente linear, tornando baixo o valor de F2 e, conseqüentemente, produzindo um pulso de curta duração na saída do classificador NCP. Observamos que este problema ocorre principalmente quando a discrepância é superior a 1/8 de período da fundamental. Existem algumas alternativas para resolver este problema. Por exemplo, podemos verificar previamente se todos os polos do contactor estão fechados e, somente após algumas amostras, considerar a saída do classificador NCP. Outra opção é utilizar um limiar variável para a característica F1, aumentando o valor do limiar logo após o início da magnetização. De maneira semelhante, esta técnica já é amplamente utilizada na prática de proteção. Por fim, antes de considerar a saída do classificador NCP, podemos estabelecer um tempo mínimo após

a detecção do curto. Não exploramos estas possibilidades porque o objetivo da tese é apresentar o fundamento da técnica. Tal análise pode ser explorada em trabalhos futuros.

O segundo caso de falso positivo ocorre quando há níveis significativos de componente CC de decaimento exponencial, que não são completamente anulados pelo filtro GDSC. Ou seja, o NCP não irá retornar para a origem do plano $\alpha\beta$ logo após o início da energização. Neste caso, o perímetro do NCP (F1) decresce mais devagar que a compacidade (F2) e, por um breve momento, o valor de F2 é inferior ao do limiar enquanto F1 está ainda acima do limiar, causando um breve pulso na saída do classificador NCP. Algumas soluções para este problema são: elevar o nível do limiar de F1, definir uma duração mínima para o pulso de saída do classificador NCP e utilizar filtros auxiliares, como o filtro mímico.

6.3.4 Saturação de TCs

Analisamos a capacidade do algoritmo proposto identificar corretamente o curto-circuito mesmo quando há saturação nos TCs. Para tal, utilizamos os 20 casos de teste apresentados em (EGOROVA, 2011). As simulações de saturação foram realizadas para transformadores de 11,2 e 290 MVA, com 1%, 5% e 10% de impedância de fonte (na base 100 MVA), e quando os transformadores estão conectados a cargas leves e pesadas.

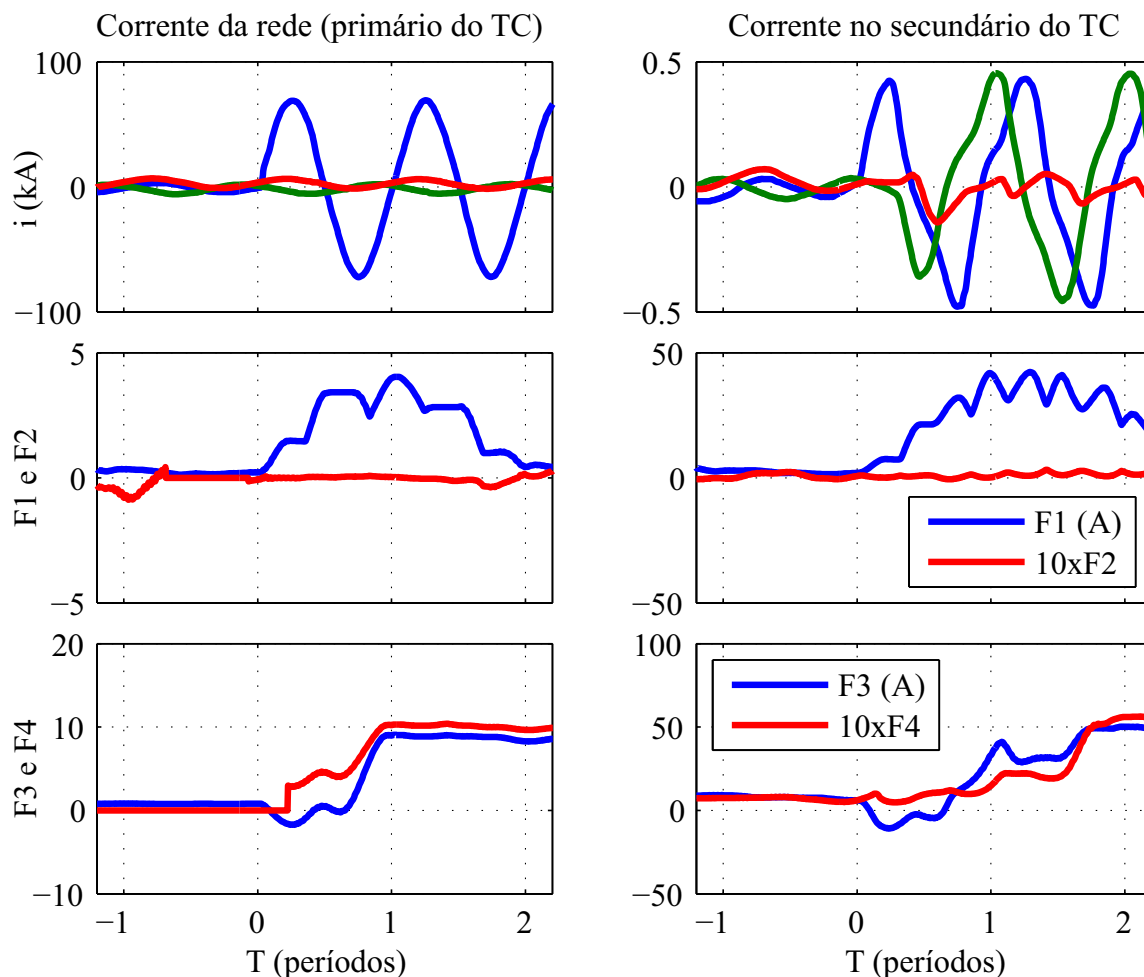
Contudo, na maioria dos casos, as simulações apresentaram saturações leves, as quais representaram diferenças mínimas nas características extraídas. Então, selecionamos apenas o caso com formas de onda mais distorcidas (seção G.2.2.3 de (EGOROVA, 2011)) para ilustrar o impacto da saturação de TCs na extração das características.

O caso selecionado simula um transformador de 290 MVA, com TCs no lado de alta, relação de 800:5 A, com 1% de impedância de fonte e conectado à carga pesada. A simulação de Egorova (2011) inicia com um curto-circuito trifásico, mas esta situação não causa a saturação dos TCs. Então, Egorova (2011) incrementa a corrente ao causar um curto entre espiras, envolvendo 90% das espiras do enrolamento da fase A.

A figura 76 mostra as características F1, F2, F3 e F4 extraídas dos lados primário e secundário do TC. Observe as semelhanças entre as características extraídas no primário e no secundário do TC. Apesar do TC distorcer as formas de onda devido à saturação, a amplitude das componentes FFPS é fortemente aumentada, quase que na mesma proporção, em ambos os lados do TC devido à forte influência dos curtos-circuitos. Portanto, F1 e a componente FFPS são dominantes e, conseqüentemente, as demais características extraídas tiveram pouco efeito no classificador.

A principal influência da saturação do TC está relacionada com o tempo para o classificador CM convergir, o que não causa mal-funcionamento desde que os limiares estejam corretamente ajustados.

Figura 76 – Extração das características sob saturação do TC.



Fonte: Produzido pelo autor.

6.3.5 Comparativo entre técnicas

Fizemos uma comparação simplificada entre o nosso método e três métodos descritos em (LIN et al., 2015). O primeiro método a ser comparado, o método tradicional do limite de segunda harmônica, apresentou tempo de resposta entre 1 e 4 ciclos da componente fundamental e o relé falhou na atuação em 9 casos de testes (de 27 realizados), incluindo curto-circuito entre espiras, curto para a terra e entre fases, no lado estrela e no lado triângulo, durante ou não a energização do transformador.

Simulações e resultados do segundo método, algoritmo de análise aperfeiçoada de correlação, mostram que o método é confiável quando o limiar é determinado de acordo com observações durante a energização do transformador. Ou seja, o limiar deve ser definido após simulações do dispositivo a ser protegido. Para os 27 casos de teste, a operação mais rápida ocorreu em $2/3$ do período da fundamental, enquanto a atuação mais demorada ocorreu em, aproximadamente, 1 ciclo.

O terceiro método comparado é baseado na aplicação da curva normalizada de Grille (*Normalized Grille Curve* - NGC) para discriminar a corrente de energização de faltas internas do transformador. O algoritmo somente inicia a análise após um ciclo de alteração nas formas de onda, em regime, de tensão e corrente. O tempo de operação apresentado foi entre 1 e $(1+1/8)$ de ciclo.

Como apresentado anteriormente, o classificador CM apresentou tempo de resposta entre $5/8$ e 1 ciclo para a maioria dos casos de teste utilizados neste trabalho. Adicionalmente, a operação do relé pode ser antecipada pelo classificador NCP para menos de $1/4$ de ciclo. Portanto, apesar de simples, a comparação mostra a competitividade da técnica na detecção de curto-circuito.

6.3.6 Viabilidade para implementação embarcada

Três implementações embarcadas para o GDSC-PLL são apresentadas em (NASCIMENTO et al., 2013). Duas dessas usam o FPGA Altera Cyclone III EP3C120F780I7, com e sem o uso dos multiplicadores embarcados. A terceira implementação utiliza um DSP Texas TMS320F2812. Souza (2012) também implementa o GDSC-PLL no DSP citado, da Texas Instruments. Neste trabalho, apenas com o objetivo de verificar preliminarmente a viabilidade do projeto, estimamos o uso do FPGA pelo método proposto tendo como base as referências citadas (NASCIMENTO et al., 2013; SOUZA, 2012). A tabela 23 apresenta o número estimado de operações para executar o algoritmo da técnica proposta.

Tabela 23 – Número de operações estimado para executar o algoritmo da técnica proposta.

Módulo	Somas / Subtrações	Mult. / Divisões	Raízes quadradas	Lógicos / Comparações
GDSC	16	12	0	0
F1	9	4	2	2
F2	3	9	0	2
F3	8	12	5	2
F4	2	1	0	2
Classificadores	0	0	0	7
Total	38	38	7	15

Fonte: Produzido pelo autor.

A partir do número total de operações da técnica proposta, do uso do FPGA relatado em (NASCIMENTO et al., 2013) e dos elementos lógicos necessários para implementar a raiz quadrada (SUTIKNO, 2010) (256 elementos lógicos por raiz quadrada), estimamos o uso do FPGA conforme apresentado na tabela 24.

Tabela 24 – Estimativa do uso do FPGA para implementar a técnica proposta.

Módulo	Elementos lógicos	Multiplicadores embarcados
GDSC	3.317 (2,8%)	30 (5,3%)
Extração de características e classificadores	7.050 (5,9%)	66 (11,5%)
Total	10.367 (8,7%)	96 (16,8%)

Em parênteses: relativo aos recursos do FPGA Altera Cyclone III EP3C120F780I7

Fonte: Produzido pelo autor.

Logo, a partir da tabela 24, observamos que o FPGA tem recursos suficientes para implementar a técnica proposta.

Em relação ao tempo de processamento, Nascimento et al. (2013) implementa o GDSC-PLL com lógica combinacional e obtém tempo de processamento de 234,19 ns, que é o período de clock do sistema. A princípio, a extração de características e classificação também podem ser implementados com lógica combinacional, mantendo o tempo de processamento em 234,19 ns. Mesmo que fossem necessários alguns pulsos de clock, considerando que o período de amostragem utilizado nas simulações foi de 65 μ s, temos uma folga confortável em relação à capacidade de processamento em tempo real.

Vale mencionar que a família Cyclone III é classificada pela Altera como de baixa potência e baixo custo, sendo indicada para aplicações com alto volume de produção. Contudo, um dispositivo de alta performance pode ser utilizado se o projetista desejar embarcar mais algoritmos no FPGA, tal como o Stratix 10 GX5500, o qual possui 46 vezes mais elementos lógicos, 7 vezes mais multiplicadores e permite clock 1600 vezes mais rápido que o utilizado no Cyclone III.

6.4 RESUMO DO CAPÍTULO

Mostramos que a análise de mudança na trajetória de componentes selecionadas no plano $\alpha\beta$ (NCP) é uma nova ferramenta para discriminar correntes de energização de curtos-circuitos, especialmente para faltas desbalanceadas. A mudança instantânea no NCP logo após o início de algum evento elétrico permite uma distinção rápida e confiável através da análise de poucas amostras do NCP.

A seção de resultados mostrou que a maioria dos casos de faltas desbalanceadas tiveram os curtos-circuitos corretamente identificados em menos de 1/4 do período da componente fundamental, enquanto algumas técnicas concorrentes recentes detectam a partir de 1/2 ciclo. Além disto, o classificador CM é capaz de identificar qualquer tipo de curto-circuito.

O objetivo desta seção foi apresentar os princípios do método. Como sugestão para trabalhos futuros, novas combinações de dispositivos de potência, topologias e eventos elétricos podem ser simulados visando construir um banco de dados sólido. Além disto, pode ser útil desenvolver um procedimento de otimização para o ajuste dos limiares. Somente então uma comparação de precisão com outras técnicas poderá ser realizada de maneira justa. Apesar disto, a eficiência do método pode ser avaliada através dos 2200 casos de teste simulados, baseados em uma rede elétrica extensa e real.

Por fim, observamos a baixa influência da saturação dos TCs para a discriminação do curto-circuito, o baixo esforço computacional requerido para extrair e classificar as características e a viabilidade técnica para implementar o método em um sistema embarcado de tempo real.

Conforme informado na introdução deste capítulo, a motivação para o desenvolvimento do método se deu na necessidade de detectar as componentes harmônicas pares mais rapidamente em relação ao realizado pelo VS-GDSC-PLL. Conseguimos bons resultados através do método proposto neste capítulo. Alertamos que a substituição do DCHPI pelos classificadores NCP e/ou CM depende da aplicação desejada. Por exemplo, em aplicações nas quais o tempo de resposta é prioritário em relação à precisão na estimação da componente FFPS, podemos aplicar os classificadores NCP e CM. Nesta classe de aplicações é possível encontrar os relés de atuação instantânea. A propósito, estes motivaram o desenvolvimento dos classificadores NCP e CM. Por outro lado, se a precisão é fundamental, devemos considerar o uso do DCHPI. Sincronização na geração distribuída pode ser uma aplicação que se enquadra neste caso. Há ainda a possibilidade de utilizar ambos detectores simultaneamente. Tal possibilidade será abordada em trabalhos futuros.

7 MODELAGEM MATEMÁTICA DE FORMAS DE ONDAS ELÉTRICAS

O desempenho de um relé de proteção é, normalmente, avaliado a partir da análise do comportamento deste quando submetido a sinais de faltas reais, reconstruídos a partir de arquivos oscilográficos, ou quando submetido a sinais sintetizados por programas que simulam transitórios eletromagnéticos (*Electromagnetic Transients Program* - EMTP), tal como o *Alternative Transient Program* (ATP) (ZADEH; ZHANG, 2013; DIAS FILHO et al., 2016; SALEH; SCAPLEN; RAHMAN, 2011; TRIPATHY; MAHESHWARI; VERMA, 2010).

A avaliação do algoritmo de novos relés de proteção é, normalmente, baseada na comparação de desempenho em relação a outros algoritmos consolidados. Porém, detalhes a respeito do comportamento do relé poderiam ser observados se soubéssemos as amplitudes, frequências e ângulos de fase das componentes FFPS, harmônicas, inter-harmônicas e exponenciais das formas de onda de entrada, mesmo que estas componentes estejam moduladas em amplitude ou mesmo em frequência. Observamos que métodos convencionais, tais como transformada de Fourier, Wavelet e Stockwell, não são adequados para extrair tais informações das formas de onda de faltas. Erros maiores são observados logo após a falta.

Por outro lado, diversos subsistemas dos relés, tais como PLLs trifásicos, filtros e condicionadores de sinais (GOLESTAN et al., 2014; BATISTA et al., 2015; NEVES et al., 2010a; BYEON; OH; JANG, 2011) são, geralmente, testados com formas de onda conhecidas, sintetizadas a partir de somas de senos e cossenos. Contudo, durante uma falta na rede, as amplitudes e frequências das formas de onda variam no tempo e não devem ser consideradas como uma “simples” soma de senos e cossenos.

Portanto, a avaliação de desempenho do relé de proteção é, normalmente, baseado em sinais de faltas reais ou sintetizados a partir de simulações em EMTP. Porém, alguns módulos dos relés são desenvolvidos considerando sinais sintetizados a partir de equações matemáticas “simples” e bem definidas. Visando aperfeiçoar os testes de desempenho dos relés e de seus módulos individuais, consideramos importante realizar uma modelagem matemática das formas de onda de faltas reais.

Adicionalmente, percebemos o mesmo problema nos testes de desempenho de outros dispositivos elétricos, tais como restauradores dinâmicos de tensão e filtros ativos. Porém, este trabalho está focado em relés de proteção.

A partir de um registro de falta real, se obtivermos um modelo matemático apropriado para as formas de onda, é possível obter equações com significado físico, por exemplo, equações que identifiquem as taxas de variações das frequências nas componentes fundamental, harmônicas e inter-harmônicas, ou que identifiquem modulações na amplitude. Adicionalmente, a modelagem das formas de onda permite flexibilidade e precisão para reamostrar um registro

oscilográfico real. E junto com simulações em EMTP, o sistema ainda pode ser útil em estudos de coordenação de proteção.

Em nosso caso, observamos a necessidade de obtermos a equação matemática do sinal elétrico durante o desenvolvimento e testes do método de discriminação entre corrente de curto-circuito e de energização, descrito no capítulo 6 e publicado em (BATISTA et al., 2017).

Diversos simuladores baseados em EMTP estão no mercado, por exemplo, o ATP e o pacote *SimPowerSystem* do MATLAB, os quais são capazes de gerar formas de onda realistas em condições operacionais de falta. Há também diversos sistemas de testes para relés, capazes de sintetizar formas de onda a partir de registros oscilográficos, tais como Omicron CMC-356, Manta MTS-5100 e Doble 6150. Dispositivos como estes são frequentemente utilizados para avaliar o desempenho de relés em desenvolvimento (ZADEH; ZHANG, 2013; DIAS FILHO et al., 2016; DONOHUE; ISLAM, 2009; SHAM; VITTAL, 2011). Contudo, de acordo com a pesquisa realizada, nem os simuladores EMTP, nem os sistemas de testes, possuem um algoritmo capaz de elaborar os modelos matemáticos com significado físico das formas de onda.

Considerando o exposto, desenvolvemos um novo algoritmo para realizar a modelagem matemática de sinais elétricos que ocorrem durante as faltas, o qual foi publicado em (BATISTA et al., 2016). Antes, a primeira opção tentada para executar a modelagem foi utilizar uma transformada de Fourier (ZHANG; GENG; YUAN, 2001) ou Wavelet (BARROS; DIEGO, 2008), mas ambas não são adequadas para a maioria dos distúrbios elétricos. As formas de onda não coincidem com uma soma “simples” de senos e cossenos, logo, a transformada de Fourier não é capaz de representar adequadamente uma falta severa, tornando a análise do fenômeno elétrico impreciso. Já a transformada de Wavelet não retorna coeficientes com significado físico direto, em termos de espectro harmônico.

Em engenharia elétrica, é comum utilizarmos ajuste de curvas para construir modelos matemáticos, por exemplo, na modelagem de turbinas eólicas, painéis solares, transformadores, para prever situações climáticas, etc. (ANDREI et al., 2012; HENG-XU; LEI; ZHI-QIAN, 2010; LIU; DAVIDSON; APANASOVICH, 2007). Utilizamos o ajuste de curvas para construir os modelos matemáticos dos sinais elétricos de falta.

A metodologia é baseada em ajuste “inteligente” (MILLER, 2002). Para ser “inteligente”, a equação ajustada tem sua estrutura previamente conhecida. Neste trabalho, consideramos as correntes e tensões de falta como somas de senoides, com amplitudes e frequências variantes no tempo. Por outro lado, se fosse considerado o ajuste padrão, em que as amostras das medições são usadas para definir os coeficientes de uma função polinomial, muito mais dados seriam necessários para realizar o ajuste, e os coeficientes da equação matemática ajustada não teriam significado físico.

Analizamos quinhentas e cinquenta formas de onda, de corrente ou tensão, e concluímos que os modelos matemáticos gerados foram adequados, considerando o coeficiente de

determinação dos modelos, que é o parâmetro de qualidade escolhido. Nas próximas seções, detalhamos o algoritmo, os resultados e apresentamos uma breve conclusão.

7.1 ALGORITMO PARA MODELAGEM DE FORMAS DE ONDAS ELÉTRICAS

A primeira etapa do processamento é identificar o momento em que se inicia a falta, pois o ajuste do modelo é realizado separadamente para o sinal pré-falta e durante a falta. Para identificar o início da falta, podemos utilizar a transformada de Wavelet (SANTOSO et al., 1996), características do NCP (ver capítulo 2), ou mesmo identificar por inspeção visual, visto que esse processamento não é realizado em tempo real. No nosso caso, inspecionamos visualmente a característica F1, extraída do NCP, para identificar o momento da falta. Como não é objetivo deste estudo, não detalharemos este procedimento.

7.1.1 Metodologia para ajuste

Neste trabalho, propomos ajustar a forma de onda elétrica a um modelo matemático contendo a componente de decaimento exponencial e componentes senoidais, de amplitude e frequência variáveis no tempo.

O ajuste é realizado pelo método não linear de mínimos quadrados, o qual é normalmente utilizado para ajustar um conjunto de m observações em um modelo que é não linear em n parâmetros desconhecidos. A base do método é refinar os parâmetros em sucessivas interações, tentando minimizar a soma dos erros quadráticos. O erro em questão é a diferença entre o valor observado e o valor ajustado, fornecido pelo modelo.

Utilizamos o algoritmo popular de Levenberg-Marquardt (LMA) para resolver o problema de mínimos quadrados não-linear (MORÉ, 1978). Assim, como a maioria dos algoritmos de ajuste, o LMA encontra um mínimo local, o qual não é necessariamente um mínimo global. Então, é fundamental escolher um ponto de busca inicial e limites adequados antes de executar o LMA.

7.1.2 Modelo completo

Para ser “inteligente”, a equação ajustada tem sua estrutura previamente conhecida. Consideramos as formas de onda, de corrente ou tensão, antes e durante a falta, como uma soma de senos, com frequências e amplitudes variando no tempo, de acordo com a equação 7.1. A terminologia será explicada na próxima seção.

$$CEW(t) = \sum_{i=1}^u C_1(i)e^{C_2(i)t} \text{sen}\{[C_3(i) + C_4(i)t]t + C_5(i)\}. \quad (7.1)$$

Observe que poderíamos modificar a equação para representar também, de forma direta, modulação senoidal de amplitude e variação no tempo do ângulo de fase, por exemplo. Contudo,

como neste trabalho limitamos o ajuste para apenas três ciclos do sinal, tendo em vista a aplicação em proteção, o modelo proposto na equação 7.1 é simples e retorna bons resultados. Caso se deseje analisar vários ciclos do sinal, a forma de onda pode ser dividida em quantas janelas curtas forem necessárias.

7.1.3 Detalhamento do algoritmo

O somatório descrito na equação 7.1 é construído, termo a termo, iterativamente. Em cada passo, somente um único termo da forma

$$C_1 e^{C_2 t} \text{sen}[(C_3 + C_4 t)t + C_5] \quad (7.2)$$

é adicionado ao somatório. O processo iterativo continua enquanto o parâmetro de qualidade do ajuste estiver melhorando, ou até que o número de termos do somatório (u) atinja um valor predefinido.

O diagrama na figura 77 mostra o processo recursivo. Detalhamos cada passo do diagrama ao longo desta seção e as ilustrações são relativas à segunda iteração do algoritmo, tendo como entrada um arquivo COMTRADE de uma falta real, ocorrida na rede elétrica da CHESF. Todos os acrônimos estão relacionados com seus termos em inglês visando manter termos únicos em relação ao artigo publicado (BATISTA et al., 2016).

O cerne do algoritmo está nas etapas (1), (2) e (3) do diagrama, as quais denominamos de “ajuste de uma equação”. A entrada para este bloco é a diferença entre os dados originais (*Original Data* - OD) e os dados amostrados e discretizados de uma forma de onda sintetizada, construída a partir do modelo matemático construído naquele *loop*. Denominamos a forma de onda sintetizada de *CEW* (*Complete Equation Waveform*), enquanto a sua versão amostrada e discretizada, de *CEWD* (*Complete Equation Waveform Data*).

No nosso exemplo, a forma de onda construída na primeira interação, na etapa (8), segue a equação

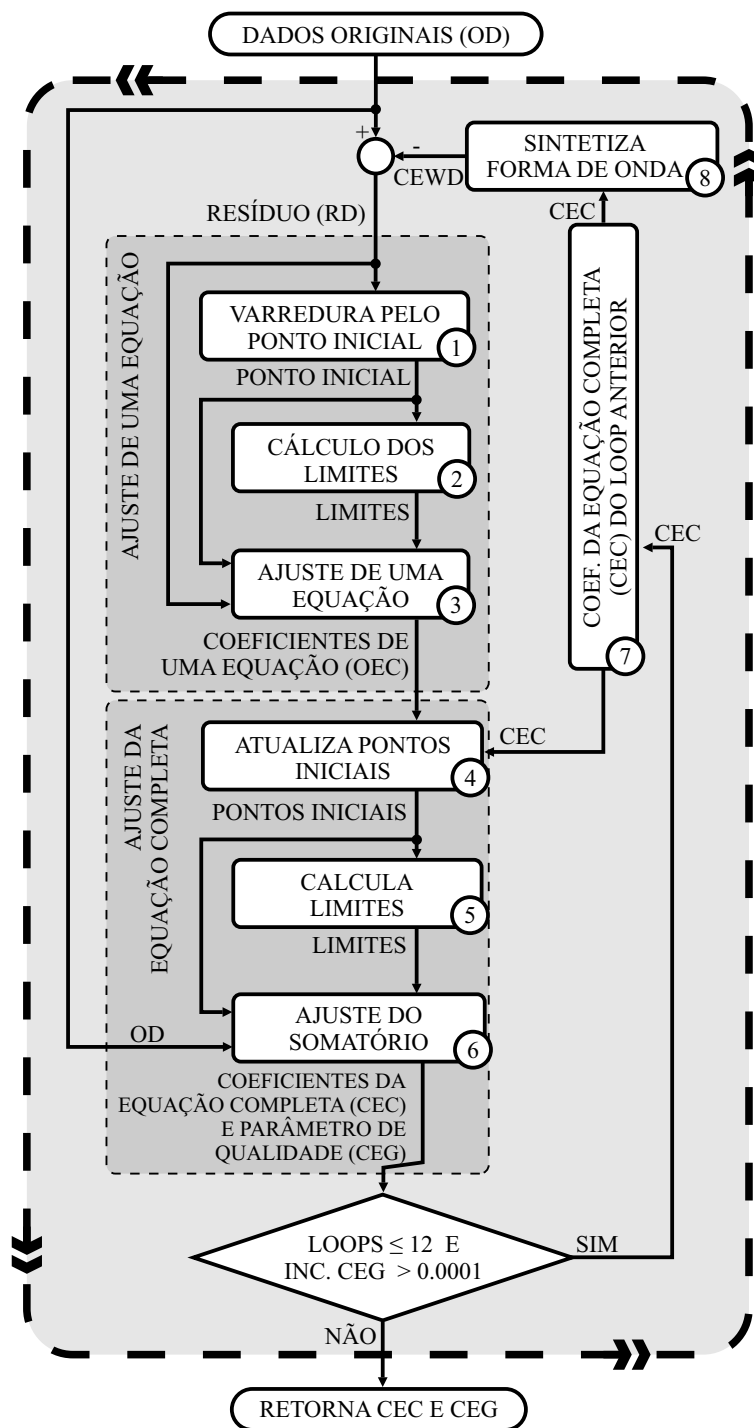
$$CEW^{(1)}(t) = 241,23e^{0,89t} \text{sen}[(373,07 + 3,77t)t + 0,28]. \quad (7.3)$$

A figura 78 mostra as formas de onda original, ajustada e residual, no primeiro loop, para este exemplo.

(1) Ajuste de uma equação: Ponto inicial

É necessário escolher um ponto inicial adequado para cada procedimento de ajuste visando aumentar as chances de localizar um mínimo global no método de mínimos quadrados. Caso contrário, se iniciarmos as buscas a partir do zero, ou de números aleatórios, normalmente obtemos ajustes inadequados, ou os coeficientes convergem para o zero, ou mesmo não convergem. Quanto mais coeficientes e mais não-linearidades tiver o modelo, mais difícil é encontrar coeficientes iniciais que converjam para uma forma de onda adequada.

Figura 77 – Fluxograma do método de ajuste proposto.

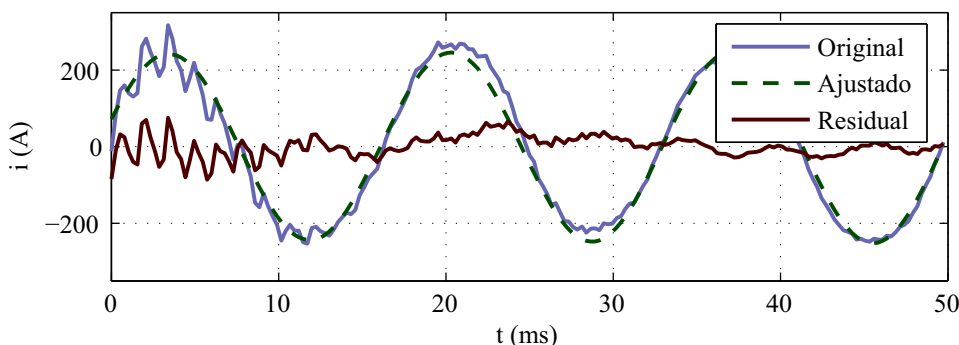


Fonte: Produzido pelo autor.

Considerando o exposto, é adequado adicionar um único termo por *loop*, cada um com uma única operação seno (7.2), visando construir o modelo completo, de acordo com a equação 7.1, em várias iterações.

Vale ressaltar que o algoritmo de otimização utilizado (LMA) não garante encontrar o ponto de mínimo global. Apesar disto, na seção de resultados deste apêndice mostramos

Figura 78 – Formas de onda original, ajustada e residual, no primeiro loop.



Fonte: Produzido pelo autor.

que o mínimo localizado tem valor suficientemente pequeno para a maioria das aplicações em sistemas de potência.

Existem diversos métodos para escolher o ponto inicial. Em (WANG et al., 2010), os autores aplicaram a transformada de Hilbert-Huang (HHT), que é considerada uma evolução na transformada rápida de Fourier (FFT) janelada, para estimar o ponto inicial de frequência para uma onda senoidal. Esse trabalho funciona bem para formas de onda pouco distorcidas e para equações com poucos coeficientes. Outro exemplo, o algoritmo genético pode ser utilizado na tentativa de localizar o ponto de mínimo global (IBA, 1994). Isto é especialmente útil quando a função possui descontinuidades ou quando a função objetivo é desconhecida. Nós preferimos varrer os coeficientes com passos fixos uma vez que este método não consome muito tempo de processamento e indica um ponto adequado para iniciar a busca pelo mínimo.

Sendo assim, na etapa (1) do diagrama, varremos os coeficientes da equação 7.2 como descrito na tabela 25. Isto representa 231.840 pontos diferentes, nos quais são analisadas as somas quadráticas dos erros (*Sum of Squared Errors* - SSE). Este procedimento dura, aproximadamente, 2,4 s no *software* MATLAB, processador Intel core i3-3240 e dados originais (OD) amostrados a 3.840 Hz.

Considerando o padrão dos arquivos COMTRADE, definimos os seguintes parâmetros para varredura dos coeficientes:

- C_1 varia de zero até o valor máximo (absoluto) do resíduo (RD);
- C_2 varia de -600 s^{-1} , a qual corresponde à menor constante de tempo considerada (1,6 ms) e gera uma amplificação de 403 vezes ao final de 3 ciclos, até 120 s^{-1} ;
- C_3 varia de 0 até 7.540 rad/s , ou seja, até a 20ª componente harmônica para uma rede de 60 Hz;
- C_4 varia de -1% até +1% de C_3 , para cada valor de C_3 considerado. Em outras palavras, é considerada uma redução ou aumento de até 1% na frequência do sinal, por segundo;

- C_5 varia de $-7\pi/8$ até $7\pi/8$ rad. Isto é, dividimos 2π rad possíveis em 8 partes.

Um detalhamento desse padrão está descrito na tabela 25:

Tabela 25 – Varredura dos coeficientes para obtenção do ponto inicial no algoritmo LMA.

Coeficiente	Mínimo	Incremento	Máximo
C_1 (V ou A)	0	$\max(RD)/5$	$\max(RD)$
C_2 (s^{-1})	-600	144	120
C_3 (rad/s)	0	47,125	7.540
C_4 (rad/s ²)	$-0,01C_3$	$0,005C_3$	$0,01C_3$
C_5 (rad)	$-7\pi/8$	$\pi/4$	$7\pi/8$

Fonte: Produzido pelo autor.

Em nosso exemplo, a varredura pelo ponto inicial resultou em coeficientes de acordo com a seguinte expressão:

$$85,82e^{-168t} \text{sen}[(4.335,5 - 3t)t - 1, 18]. \quad (7.4)$$

(2) Ajuste de uma equação: Limites

Antes de executar o ajuste por LMA, devemos definir os limites ao redor dos pontos iniciais para os valores dos coeficientes. Caso contrário, coeficientes irreais na prática podem ser obtidos. Para o ajuste de uma equação, os valores válidos são aqueles obtidos na varredura do ponto inicial, mais ou menos seu respectivo valor de incremento.

Por exemplo, se o ponto inicial para C_3 for 329,875 rad/s, então os valores permitidos para C_3 durante o processo de ajuste por LMA estarão na faixa $329,875 \pm 47,125$ rad/s.

(3) Ajuste de uma equação: LMA

Para localizar o ponto de mínimo SSE, executamos o LMA. O ponto inicial é definido na etapa (1), enquanto os limites são definidos na etapa (2). A execução do algoritmo LMA, para o nosso exemplo, resultou em coeficientes de acordo com a seguinte equação:

$$OEW^{(2)}(t) = 71,56e^{-108,6t} \text{sen}[(4.323 - 0t)t - 1, 24]. \quad (7.5)$$

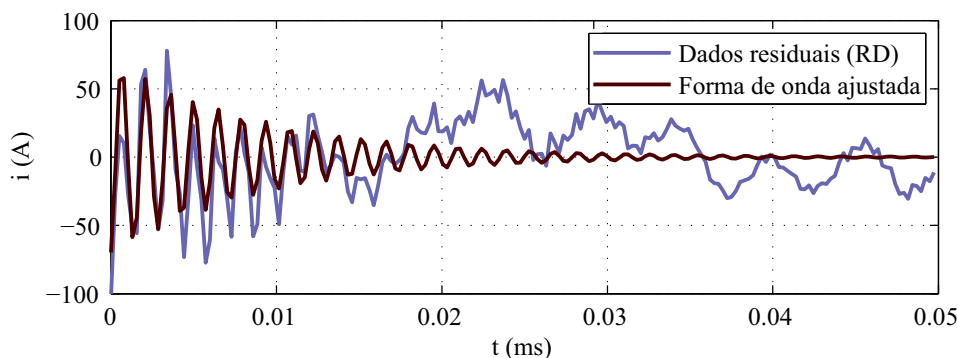
O termo *OEW* (*One Equation Waveform*) refere-se à forma de onda sintetizada ao utilizar os coeficientes obtidos nesta etapa do processamento (*OEC - One Equation Coefficients*).

A figura 79 mostra o resíduo (*RD*) e a forma de onda referente à equação ajustada (*OEW*), que são a entrada e saída do ajuste de uma equação.

(4) Ajuste da equação completa: Atualização dos pontos iniciais

Após executar o ajuste de uma equação, os coeficientes obtidos na interação são mesclados com os coeficientes já obtidos em interações passadas e armazenados no bloco

Figura 79 – Resíduo (RD) e forma de onda ajustada (OEW).



Fonte: Produzido pelo autor.

(7) do diagrama. Esses novos coeficientes são os pontos iniciais para o ajuste da equação completa, composto pelas etapas (4), (5) e (6) no diagrama. Em nosso exemplo, a mesclagem das equações 7.3 e 7.5 resulta em coeficientes, conforme descritos a seguir:

$$241,23e^{0,89t} \text{sen}[(373,07 + 3,77t)t + 0,28] + 71,56e^{-108,6t} \text{sen}[(4.323 - 0t)t - 1,24]. \quad (7.6)$$

(5) Ajuste da equação completa: Limites

Para a equação completa, os limites foram definidos de acordo com a tabela 26.

Tabela 26 – Limites para valores dos coeficientes no ajuste da equação completa.

Coeficiente	Limite inferior	Limite superior
C_1 (V or A)	0,9 SP*	1,1 SP*
C_2 (s^{-1})	-600	120
C_3 (rad/s)	0,99 SP*	1,01 SP*
C_4 (rad/s ²)	-0,01 C_3	0,01 C_3
C_5 (rad)	SP* - $\pi/2$	SP* + $\pi/2$

SP*: Ponto inicial (*Starting Point*)

Fonte: Produzido pelo autor.

Estes limites estreitos garantem que a equação completa não sofrerá significativas modificações em cada interação, principalmente em relação às frequências das formas de onda.

(6) Ajuste da equação completa: LMA

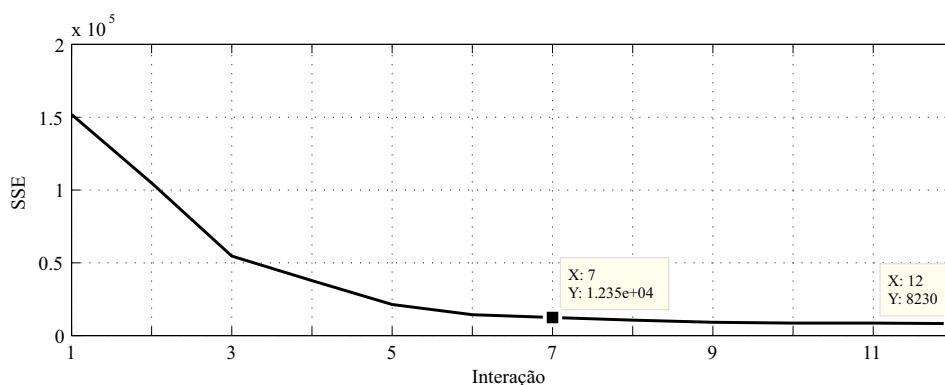
Utilizamos novamente o LMA para encontrar o mínimo SSE local. Os pontos iniciais são os definidos na etapa (4) e os limites, na etapa (5). Para o nosso exemplo, o resultado do

LMA foi:

$$\begin{aligned} CEW^{(2)}(t) = & 241e^{0,9t} \text{sen}[(372,8 + 7,5t)t + 0,29] \\ & + 71,45e^{-108,5t} \text{sen}[(4.322 + 3,77)t - 1,23]. \end{aligned} \quad (7.7)$$

Os SSE para as equações 7.3 ($CEW^{(1)}$) e 7.7 ($CEW^{(2)}$) são $1,52 \cdot 10^5$ e $1,04 \cdot 10^5$ respectivamente. Podemos notar uma redução de 32% no SSE entre essas duas interações. O comportamento do SSE, para nosso exemplo e em 12 interações, está descrito na figura 80.

Figura 80 – Evolução do SSE para 12 interações.



Fonte: Produzido pelo autor.

Critério de parada e parâmetro de qualidade do ajuste

O parâmetro de qualidade de um ajuste, em modelos estatísticos, descreve o quão bom o modelo se ajusta a um conjunto de observações. Medidas de qualidade de ajuste normalmente resumem a discrepância entre os valores observados e os valores produzidos pelo modelo em questão. O SSE é um parâmetro normalmente utilizado como um critério de otimalidade. Contudo, este retorna um valor absoluto, tornando difícil avaliar se o valor SSE encontrado é bom o suficiente para uma determinada aplicação.

Por outro lado, o coeficiente de determinação (R^2) geralmente retorna valores mais representativos quanto à qualidade do ajuste. $R^2 = 1$ indica que a equação se ajusta perfeitamente aos dados, enquanto $R^2 = 0$ indica que a equação não tem relação nenhuma com os dados.

A definição mais geral de coeficiente de determinação é:

$$R^2 = 1 - \frac{SS_{res}}{SS_{tot}} \quad (7.8)$$

no qual SS_{res} é a soma dos resíduos quadráticos e SS_{tot} é a soma total dos quadrados.

Utilizamos R^2 neste trabalho como o parâmetro de qualidade do ajuste. Como critério de parada, definimos que o ajuste já está bom o suficiente se a diferença em R^2 para duas interações consecutivas for menor que 0,0001.

Como já visto, também é critério de parada se o número de termos (u) na equação 7.1 for igual a 12, o qual representa o ajuste de 60 coeficientes na última interação.

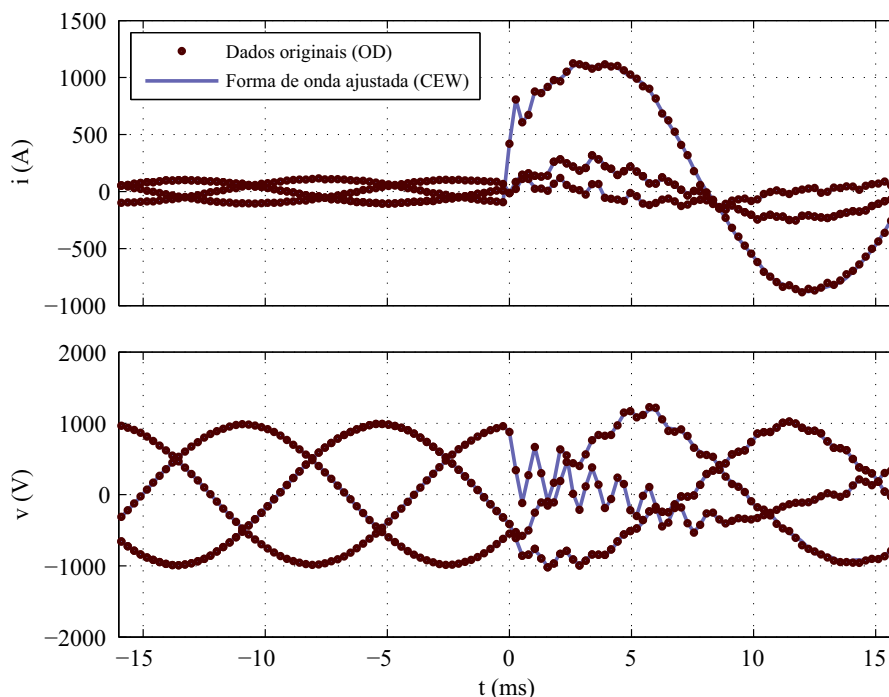
7.2 RESULTADOS

O esquema que propomos foi aplicado em cinco conjunto de dados de faltas reais, registrados em arquivos COMTRADE, no subsistema norte da CHESF. Três faltas foram amostradas em 3.840 Hz (faltas 1, 2 e 3), uma a 1.920 Hz (falta 4) e a última a 960 Hz (falta 5). O conjunto de dados das faltas 1 a 4 contém registros relativos a 12 formas de onda por falta: três de corrente e três de tensão, antes e durante o período transitório. Ou seja, 48 formas de onda no total para as faltas 1 a 4. Já a falta 5 corresponde a uma corrente monofásica. Adicionalmente, aplicamos o esquema em 501 formas de onda sintetizadas. Os casos de teste estão distribuídos nas seções 7.2.1, 7.2.2 e 7.2.3, relacionadas com a análise do coeficiente de determinação, análise espectral e reamostragem, respectivamente.

7.2.1 Coeficiente de determinação para uma falta real

Analizamos correntes e tensões trifásicas das faltas 1 a 4. Após dividir os dados em antes e durante o transitório, temos 48 formas de onda no total. Apresentamos os dados originais e as formas de onda ajustadas nas figuras 81, 82, 83 e 84. Visando facilitar a visualização, plotamos apenas um ciclo antes, e um ciclo durante as faltas. Os coeficientes de determinação (R^2) estão na tabela 27.

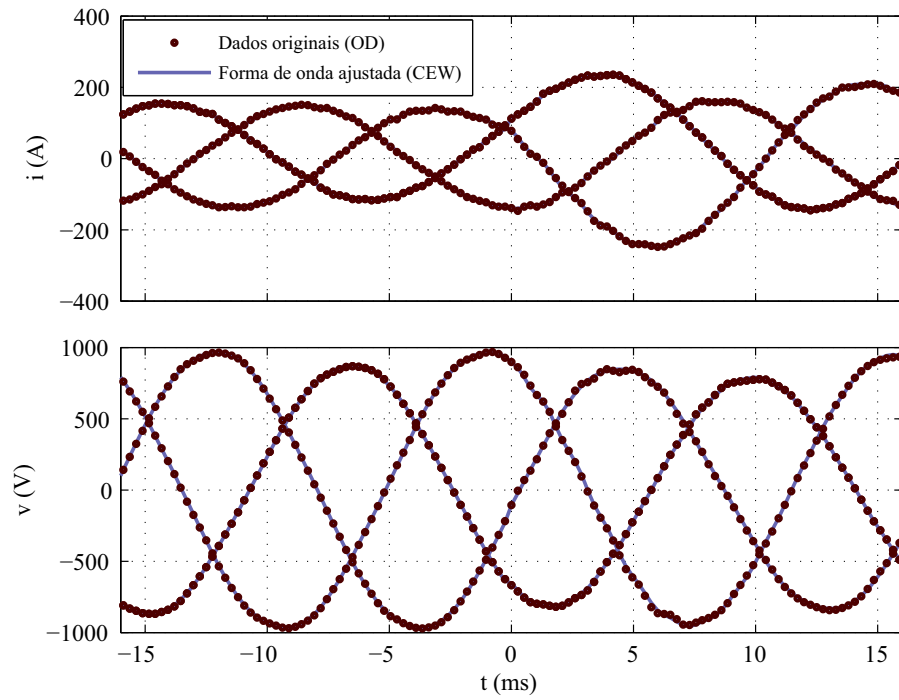
Figura 81 – Dados originais e formas de onda ajustadas para a falta 1.



Fonte: Produzido pelo autor.

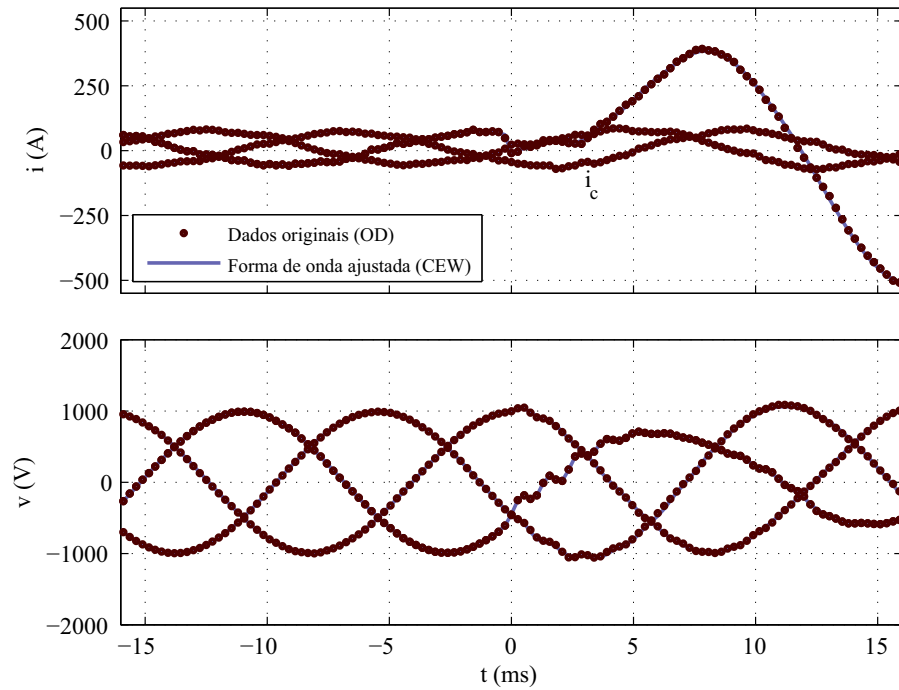
Observamos na tabela 27 que a maioria dos valores obtidos para R^2 são superiores a 0,999 e, por inspeção das figuras 81, 82, 83 e 84, notamos que esses valores representam

Figura 82 – Dados originais e formas de onda ajustadas para a falta 2.



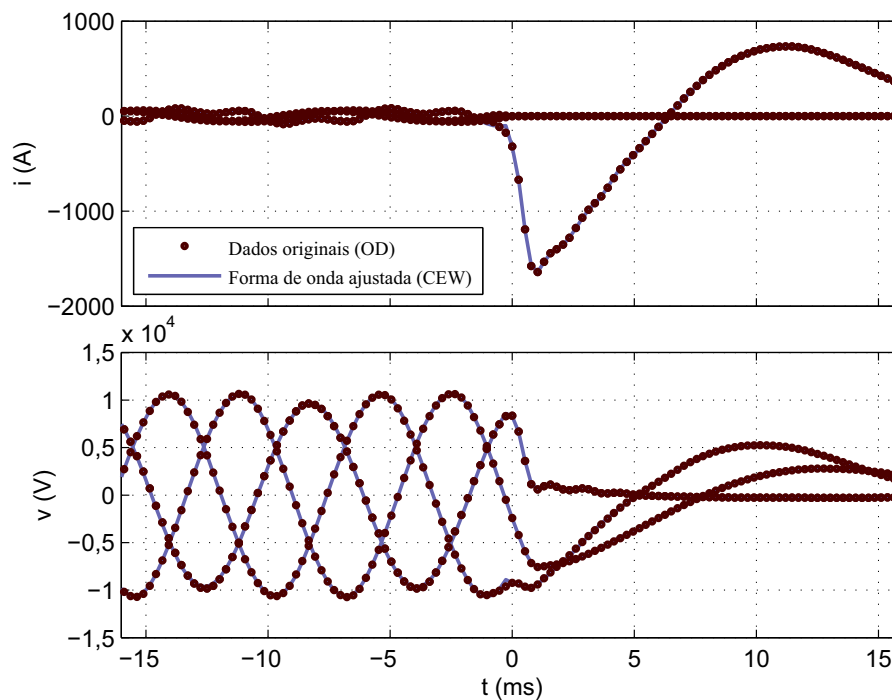
Fonte: Produzido pelo autor.

Figura 83 – Dados originais e formas de onda ajustadas para a falta 3.



Fonte: Produzido pelo autor.

Figura 84 – Dados originais e formas de onda ajustadas para a falta 4.



Fonte: Produzido pelo autor.

Tabela 27 – R^2 para as faltas de 1 a 4.

Forma de onda		Coeficiente de determinação (R^2)			
		Falta 1	Falta 2	Falta 3	Falta 4
i_a	PF*	0,9994	0,9996	0,9984	0,9783
i_a	DF**	0,9987	0,9995	0,9997	0,9999
i_b	PF*	0,9996	0,9997	0,9992	0,9997
i_b	DF**	0,9996	0,9993	0,9991	0,9956
i_c	PF*	0,9996	0,9997	0,9992	0,9984
i_c	DF**	0,9916	0,9995	0,9990	0,9948
v_a	PF*	1,0000	1,0000	1,0000	0,9997
v_a	DF**	0,9996	0,9998	0,9996	0,9999
v_b	PF*	1,0000	1,0000	1,0000	0,9999
v_b	DF**	0,9985	0,9998	0,9995	0,9999
v_c	PF*	1,0000	1,0000	1,0000	0,9999
v_c	DF**	0,9994	0,9997	0,9999	0,9998

PF*: Pré-falta

DF**: Durante a falta

Fonte: Produzido pelo autor.

ajustes adequados visando o uso da técnica no desenvolvimento do VS-GDSC-PLL e do sistema de proteção elétrica expostos nessa tese. Em outros casos, o valor mínimo aceitável para R^2 depende da aplicação para o modelo matemático. Se encontrarmos um valor de R^2 insuficiente para a aplicação desejada, podemos melhorar o resultado modificando os critérios do algoritmo de ajuste, assim como descrito nas seções anteriores.

7.2.2 Análise espectral

Em muitas aplicações, o engenheiro ou pesquisador busca pelo espectro harmônico das correntes ou tensões da rede. Diretamente do procedimento de ajuste, os coeficientes obtidos para o modelo matemático refletem as amplitudes, frequências e ângulos de fase que compõem os dados originais.

Como exemplo, sintetizamos um conjunto de dados, de acordo com a equação 7.9, amostrado a 3.840 Hz, e então realizamos o ajuste da curva. O resultado do ajuste é apresentado graficamente na figura 85, a qual mostra a composição harmônica variando no tempo, tanto para os dados originais, quanto para a forma de onda ajustada.

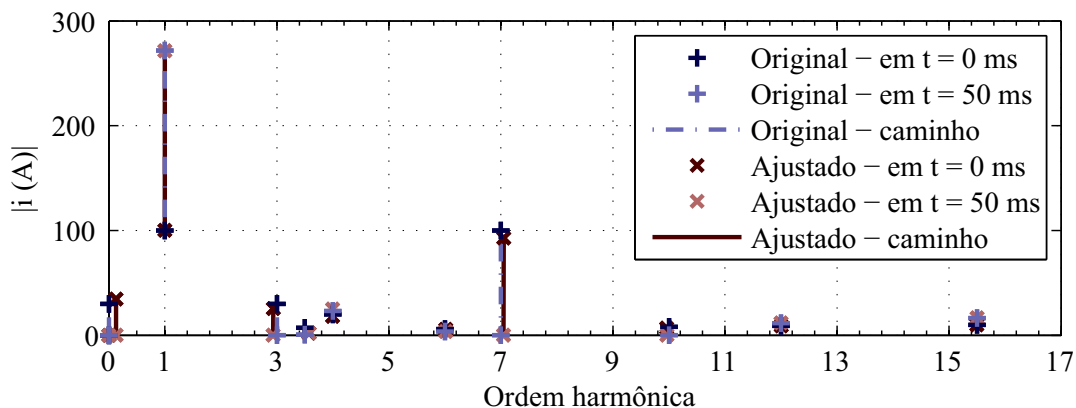
$$\begin{aligned}
 s(t) = & 030,0e^{-100,0t} & (7.9) \\
 & + 100,0e^{+020,0t} \text{sen}[(0377,0 + 3,0t)t + 2,0] \\
 & + 030,0e^{-150,0t} \text{sen}[(1131,0 - 1,0t)t + 1,0] \\
 & + 020,0e^{+003,0t} \text{sen}[(1508,0 + 3,0t)t - 2,0] \\
 & + 100,0e^{-300,0t} \text{sen}[(2639,0 - 3,0t)t + 3,0] \\
 & + 006,0e^{-010,0t} \text{sen}[(2262,0 + 0,0t)t + 0,0] \\
 & + 007,0e^{-050,0t} \text{sen}[(1319,0 - 3,0t)t + 2,0] \\
 & + 008,0e^{-100,0t} \text{sen}[(3770,0 + 2,0t)t + 0,0] \\
 & + 009,0e^{+005,0t} \text{sen}[(4524,0 - 2,0t)t - 2,0] \\
 & + 010,0e^{+010,0t} \text{sen}[(5843,0 + 0,0t)t + 0,0]
 \end{aligned}$$

Fonte: Produzido pelo autor.

Apesar dos coeficiente originais e o modelo ajustado terem leves diferenças, como mostrado na equação 7.10 (componentes fundamental e exponencial), obtivemos R^2 de 0,9999. Se considerarmos a estimação apenas das componentes fundamental e exponencial, isoladamente, obtivemos R^2 de 1,0000 e 0,9892, respectivamente. Logo, como esperado, as formas de onda originais e ajustadas são bastante similares, como pode ser visualizado na figura 86.

Em seguida, geramos aleatoriamente 300 formas de onda, cada uma destas de acordo com a equação geral 7.1, com 10 termos ($u = 10$) e limites de acordo com a tabela 28. Estas 300 formas de onda foram divididas igualmente nas frequências de amostragem: 960 Hz, 3.840 Hz e 15.360 Hz. O histograma com o R^2 obtido com os 300 casos é apresentado na figura 87. Os limites das cestas (bins) do histograma são: 0; 0,975; 0,985; 0,995; 1,000. 98,7% das formas de onda aleatórias resultaram em R^2 superior a 0,995, e 92%, superior a 0,999. Não percebemos relação direta entre a frequência de amostragem e a qualidade do ajuste.

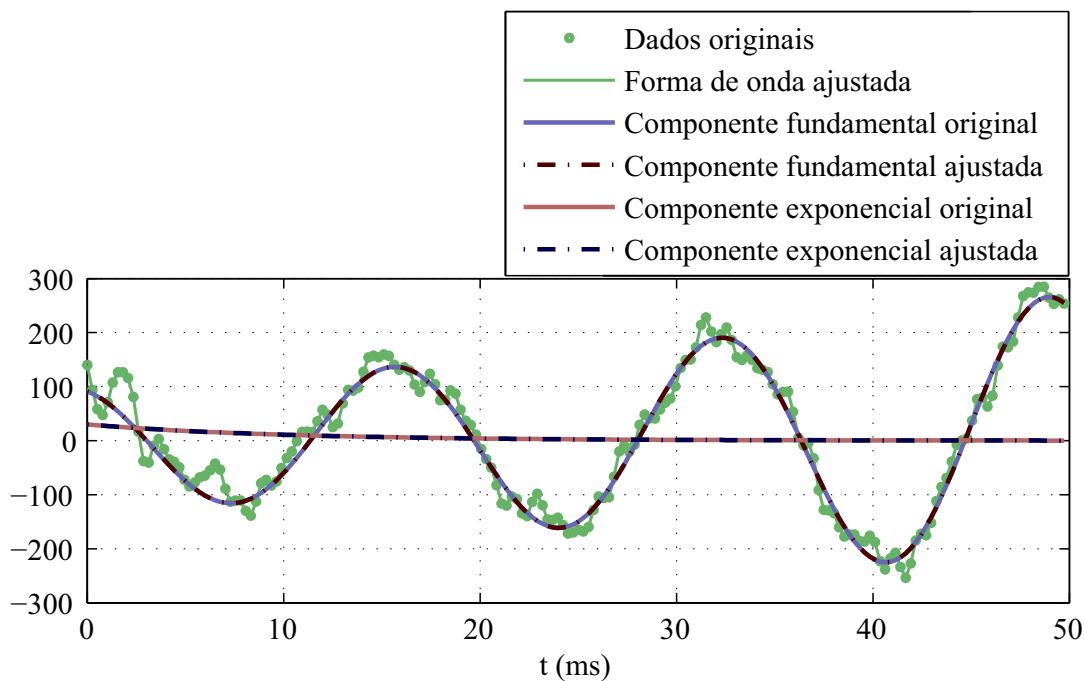
Figura 85 – Composições harmônicas relativas às formas de onda original (de acordo com a equação 7.9) e ajustada.



Fonte: Produzido pelo autor.

$$s(t) = 030,6e^{-101,7t} + 100,2e^{+019,9t} \text{sen}[(+377,0 + 3,3t)t + 2,0] \quad (7.10)$$

Figura 86 – Componentes fundamentais e exponenciais das formas de onda original (de acordo com a equação 7.9) e ajustada (de acordo com 7.10).

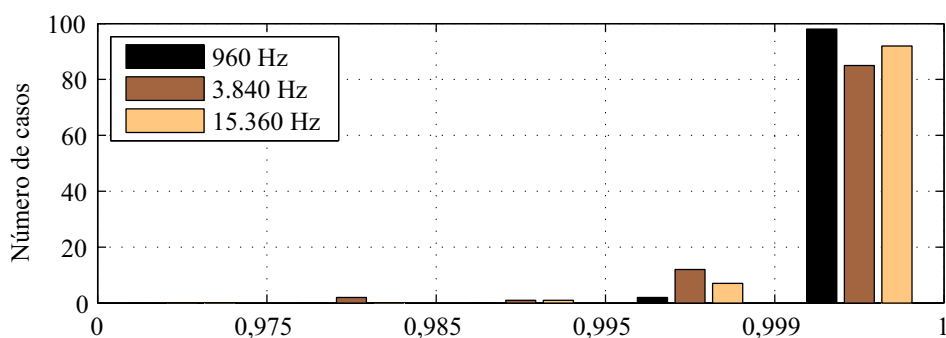


Fonte: Produzido pelo autor.

Tabela 28 – Limites para a geração aleatória de coeficientes.

Coeficiente	Limite inferior	Limite superior
C_1 (V or A)	0	100
C_2 (s^{-1})	-600	120
C_3 (rad/s)	0	3.016 (amostrado a 960 Hz)
		7.540 (amostrado a 3.840 Hz)
		11.310 (amostrado a 15.360 Hz)
C_4 (rad/s^2)	$-0,01C_3$	$0,01C_3$
C_5 (rad)	$-\pi$	π

Fonte: Produzido pelo autor.

Figura 87 – R^2 para 300 formas de onda aleatoriamente geradas.

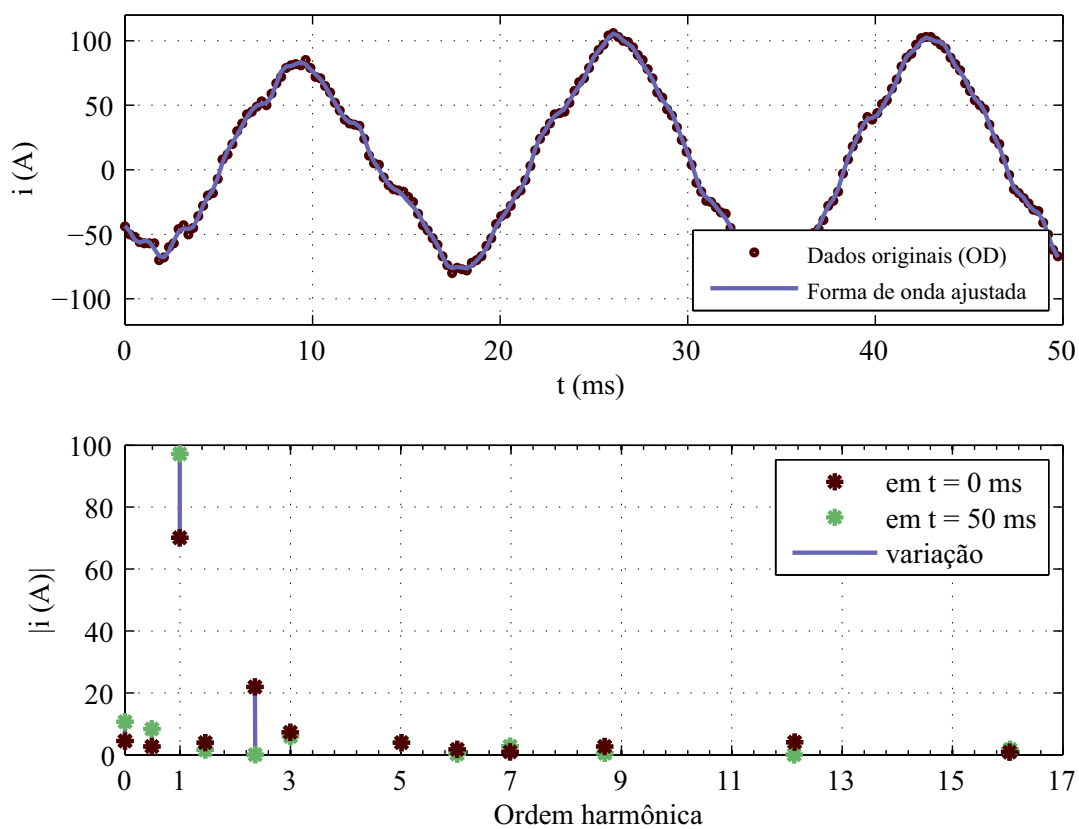
Fonte: Produzido pelo autor.

Em faltas elétricas reais, é incomum que a equação 7.1 ajustada apresente um termo com a frequência exatamente 0 Hz, e variação de 0 Hz/s. Então, se já for esperado um termo exponencial, e se surgir um termo com frequência próxima de 0 Hz, podemos forçar o ponto inicial e os limites desse termo com o objetivo de obter uma expressão da forma $C_1 e^{C_2 t}$. Em outras palavras, forçar para que o termo senoidal tenha valor constante e igual a 1. Após esta etapa, devemos executar novamente o ajuste da equação completa, a etapa (6), visando atualizar os coeficientes para esta nova condição.

Em um outro exemplo, a equação 7.11 é o modelo matemático para a corrente i_c relativa à falta 3, durante a falta, com o termo de menor frequência travado em 0 Hz. A falta 3 se refere à um dos casos de registro oscilográfico mencionados na seção 7.2. Escolhemos a falta 3 devido à sua distorção intermediária, que permite uma visualização clara das componentes harmônicas. Plotamos os dados originais, curva ajustada e composição harmônica na figura 88.

$$\begin{aligned}
 i_c(t) = & 4,45e^{+17,6t} \\
 & + 70,1e^{+06,5t} \text{sen}[(0376 + 03,7t)t - 1,94] \\
 & + 07,2e^{-04,1t} \text{sen}[(1130 + 11,3t)t + 2,86] \\
 & + 21,9e^{-0142t} \text{sen}[(0889 + 08,8t)t + 0,99] \\
 & + 03,9e^{+00,1t} \text{sen}[(1891 - 18,9t)t + 2,94] \\
 & + 02,7e^{+22,5t} \text{sen}[(0184 - 01,9t)t - 2,60] \\
 & + 03,9e^{-17,5t} \text{sen}[(0549 + 05,4t)t - 0,71] \\
 & + 01,0e^{+20,6t} \text{sen}[(2631 + 26,0t)t - 0,79] \\
 & + 02,6e^{-34,0t} \text{sen}[(3279 + 32,7t)t - 1,74] \\
 & + 04,1e^{-96,0t} \text{sen}[(4576 - 45,7t)t + 1,30] \\
 & + 0,86e^{+14,1t} \text{sen}[(6046 + 59,6t)t + 1,27] \\
 & + 01,7e^{-38,5t} \text{sen}[(2271 - 18,1t)t - 0,64]
 \end{aligned}
 \tag{7.11}$$

Figura 88 – Dados originais, forma de onda ajustada e composição harmônica para i_c , falta 3, durante o transitório.



Fonte: Produzido pelo autor.

Observando o modelo matemático e o gráfico, concluímos que nesta falta real há indicação da presença das seguintes componentes harmônicas e inter-harmônicas:

- Componente de ordem 2,3 com decaimento rápido;
- Pequenas quantidades das componentes de ordem 3, 5, 6, 7, 12 e 16;
- Pequenas quantidades das componentes inter-harmônicas de ordem 0,5, 1,5 e 8,7;
- Aumento significativo e rápido da componente fundamental.

Na figura 88, não é possível notar as pequenas variações de frequência.

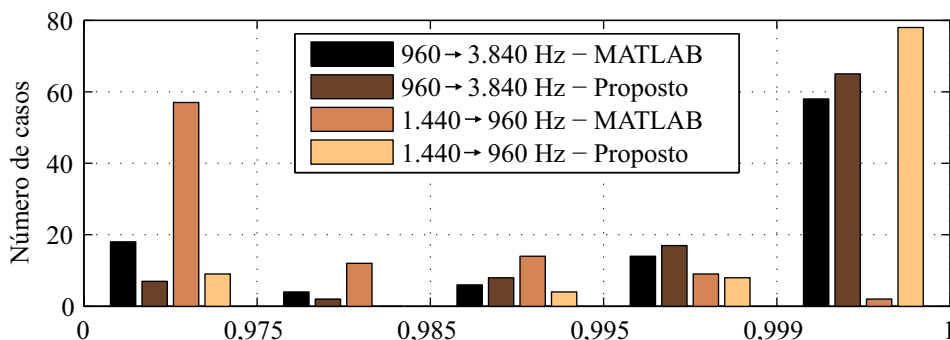
7.2.3 Reamostragem

O modelo matemático permite flexibilidade e precisão para reamostrar um registro de falta real. Para exemplificar, consideramos a forma de onda descrita pela equação 7.9 e reamostramos esta curva, originalmente amostrada a 960 Hz, para 3.840 Hz. Neste exemplo, o R^2 da forma de onda reamostrada pelo comando *resample* do MATLAB, o qual aplica um filtro FIR, foi de 0,980, enquanto o R^2 obtido pela reamostragem proposta foi de 0,984. Portanto, houve um leve ganho de qualidade no processo de reamostragem em relação ao comando padrão do MATLAB.

Observe que, para uma frequência de amostragem de 960 Hz, o teorema de Nyquist-Shannon limita em 480 Hz a máxima frequência das componentes harmônicas para perfeita reconstrução. Este valor deve ser considerado nos limites durante o processo de ajuste pelo LMA. Logo, é improvável obter $R^2 = 1$ neste caso por que, de acordo com a equação 7.9, há componentes de frequência superior a 480 Hz na forma de onda original que não poderão ser perfeitamente reconstruídas, por nenhum método de reamostragem.

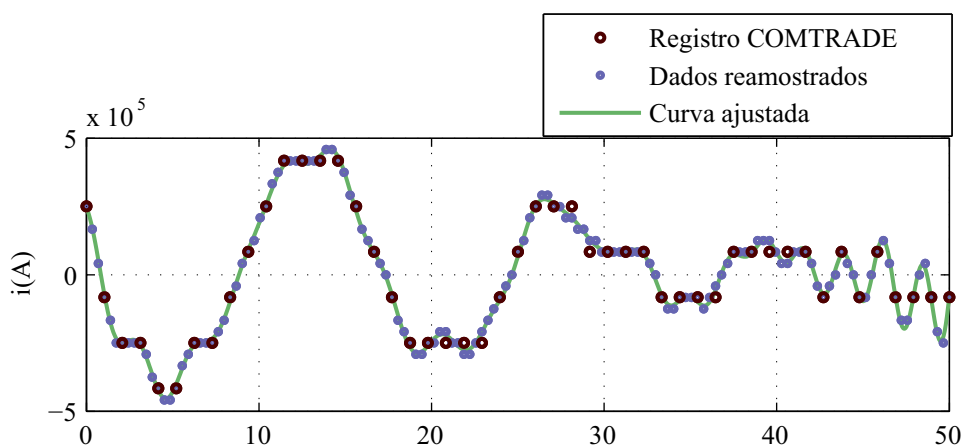
Em seguida, estendemos o conjunto de teste para 200 formas de onda aleatoriamente geradas, similar ao realizado na seção anterior, com exceção do parâmetro C_3 , o qual tem seu limite superior definido pelo teorema de Nyquist-Shannon. Reamostramos 100 formas de onda de 960 Hz para 3.840 Hz, e as outras 100 formas de onda, de 1.440 Hz para 960 Hz. Cada uma das 200 formas de onda foi reamostrada pelo nosso método e pelo comando *resample* do MATLAB. O histograma com os valores obtidos de R^2 está na figura 89. Os limites das cestas (bins) do histograma são: 0; 0,975; 0,985; 0,995; 0,999; 1,000. De um modo geral, observamos melhores resultados ao aplicar o esquema proposto, sobretudo em casos de redução na frequência de amostragem.

Por fim, exemplificamos com um caso severo de reamostragem, no qual utilizamos um registro real em arquivo COMTRADE, feito por um relé SEL-311L, amostrado inicialmente a 960 Hz e resolução de somente 3 bits (falta 5). O registro é reamostrado para 2.880 Hz e 5 bits. Neste caso, o R^2 foi 0,9931. A figura 90 mostra as formas de onda original e reamostrada.

Figura 89 – R^2 para 200 formas de onda reamostradas.

Fonte: Produzido pelo autor.

Figura 90 – Reamostragem de um sinal registrado em arquivo COMTRADE, referente à falta 5.



Fonte: Produzido pelo autor.

7.3 RESUMO DO CAPÍTULO

A técnica proposta para modelagem matemática de sinais elétricos que ocorrem durante as faltas apresentou resultados adequados para testes de relés de proteção, especialmente durante transitórios elétricos, sejam tais transitórios sintetizados via EMTP, ou registrados em arquivos de oscilografia. O procedimento para modelagem é baseado em ajuste de curvas e apresentou valores adequados no parâmetro de qualidade (R^2) para as 550 formas de onda analisadas. O ajuste de curvas facilitou a estimativa da composição harmônica e reamostragem do sinal da rede elétrica, mesmo quando o sinal está modulado em amplitude, com variação de frequência e com componentes exponenciais.

8 CONCLUSÃO

A busca e revisão da produção científica sobre métodos de sincronização foram realizadas de forma criteriosa, com o objetivo de caracterizar os métodos propostos na literatura. A partir dessa busca, selecionamos dois métodos para implementação e comparação com a técnica desenvolvida neste trabalho de doutorado. Os métodos de sincronização selecionados foram o DDSRF-PLL e o DSOGI-PLL, ambos aperfeiçoados por Golestan et al.

Observamos nos artigos selecionados que ambas as técnicas aperfeiçoadas por Golestan et al. apresentavam melhor desempenho em geral do que suas versões originais. De fato, isso ocorre nos casos apresentados pelos autores, nos quais há, somente, salto no ângulo de fase ou degrau na frequência do sinal de entrada. Contudo, ao implementar e testar tais técnicas, já durante a comparação com o VS-GDSC-PLL, notamos algumas condições operacionais nas quais aquelas técnicas têm desempenho insatisfatório, inferior às técnicas originais.

O DDSRF-PLL e o DSOGI-PLL, aperfeiçoados em (GOLESTAN; MONFARED; FREIJEDO, 2013; GOLESTAN et al., 2014), não convergem na presença de componente CC de decaimento exponencial rápido. No caso do DSOGI-PLL aperfeiçoado, este também apresentou instabilidade na presença de componente CC de decaimento exponencial lento. Ambas as técnicas apresentaram picos de erro do ângulo de fase elevados nos casos de afundamentos, elevações e desbalanços severos. Por fim, tais métodos apresentaram elevadas DHTV na presença de componentes harmônicas extremas. Portanto, considerando que os autores dessas técnicas não apresentaram resultados para estes casos de teste, entendemos que tais técnicas foram desenvolvidas para aplicações específicas, que não estejam sujeitas aos eventos elétricos citados neste parágrafo.

Uma busca realizada no IEEE Xplorer em 25 de maio de 2017 resultou 8 artigos de Saeed Golestan, como primeiro autor, publicados nos cinco primeiros meses deste ano. As publicações foram no IEEE Power Electronics e no IEEE Transactions on Industrial Electronics. Nos últimos 5 anos, foram mais de 40 publicações. Consideramos que a demanda por um elevado volume de publicações pode, eventualmente, pressionar o pesquisador a reduzir o conjunto de testes para validar as técnicas desenvolvidas. Portanto, considerando o exposto, em trabalhos futuros, é possível ajustar os critérios utilizados na classificação e seleção de produção científica de forma que os trabalhos selecionados para implementação tenham, além de relevância acadêmica, maior probabilidade de possuir notável qualidade técnica.

Além do DDSRF-PLL e do DSOGI-PLL, nesta tese apresentamos também o GDSC, o GDSC-PLL e o A-GDSC-PLL. O entendimento dessas técnicas é fundamental para a compreensão desta tese, visto que são a base para o VS-GDSC-PLL, para o novo método de adaptabilidade em frequência e para o detector de componentes pares e inter-harmônicas. A

única seção desta tese que não utiliza o GDSC é o apêndice, o qual descreve o método de ajuste de curvas.

Toda a pesquisa de doutorado iniciou-se a partir do desenvolvimento do VS-GDSC-PLL. Esta técnica possui uma estrutura variável que reduz o tempo de convergência pela mudança do caminho de dados sempre que o sinal trifásico de entrada não possuir componentes harmônicas pares ou inter-harmônicas em quantidades significativas.

Aperfeiçoamos também a adaptabilidade em frequência do A-GDSC-PLL, visando a aplicação no VS-GDSC-PLL. Em relação à original, a nova técnica apresenta maior ganho de desempenho nos casos em que a rede elétrica está sujeita a distúrbios severos, sobretudo nos casos de salto no ângulo de fase. De fato, após um salto de fase, o detector rápido de salto de fase possibilita manter os parâmetros das operações GDSC (k_d) adequados durante o período transitório do sistema. Consideramos o desenvolvimento do detector de salto de fase um avanço tecnológico importante. Mais aplicações para esse detector serão apresentadas na seção de trabalhos futuros.

Definimos 22 casos de teste com base nos sinais utilizados nos artigos de referência desta tese e, principalmente, observando os requisitos de normas técnicas internacionais e nacionais. Para esse conjunto de casos de teste, o desempenho geral do VS-GDSC-PLL (adaptativo) é superior ou similar ao do A-GDSC-PLL. Geralmente, o VS-GDSC-PLL apresentou melhores resultados nos casos de afundamento, elevação, desbalanços, saltos no ângulo de fase e quando combinamos distúrbios elétricos nos quais não estejam presentes componentes harmônicas pares. Há poucas condições operacionais nas quais o VS-GDSC-PLL tem desempenho levemente inferior ao do A-GDSC-PLL, por exemplo, em algumas situações nas quais há desvio na frequência nominal da rede elétrica e presença de componente exponencial de baixa amplitude inicial e rápido decaimento.

Observamos que, geralmente, os tempos de convergência do VS-GDSC-PLL são inferiores ou iguais aos do A-GDSC-PLL. Por outro lado, o VS-GDSC-PLL pode apresentar, em sua saída, sinais com distorções harmônicas iguais ou levemente maiores que os apresentados pelo A-GDSC-PLL. Contudo, se os valores de ε_1 e ε_2 forem adequadamente ajustados para a aplicação desejada, a distorção presente na saída do VS-GDSC-PLL será menor do que a máxima tolerada para tal aplicação.

Em aplicações em que a distorção prevista é composta apenas por componentes harmônicas, independentemente se de ordem par ou ímpar, o desempenho do VS-GDSC-PLL é levemente superior ao do GDSC-PLL, não justificando sua aplicação.

Em geral, ambos os métodos, GDSC-PLL e VS-GDSC-PLL, apresentaram desempenhos superiores em relação aos desempenhos do DDSRF-PLL e do DSOGI-PLL aperfeiçoados.

Com base nos resultados apresentados nesta tese, indicamos o uso do VS-GDSC-PLL para os casos nos quais o sistema esteja sujeito a distúrbios severos, que seja importante

realizar a detecção da componente FFPS em menos de um ciclo e que sejam aceitáveis leves distorções harmônicas na saída do sistema. Consideramos que sistemas de proteção elétrica de rápida atuação se enquadram nesse cenário e, portanto, continuamos a pesquisa de doutorado focados nessa aplicação. Um dos objetivos, a ser concluído em trabalhos futuros, é substituir o GDSC pelo VS-GDSC no relé de distância baseado em GDSC (DIAS FILHO et al., 2016). Contudo, observamos em simulações preliminares que, para essa aplicação específica, o ganho de desempenho só será relevante se for possível chavear o caminho de dados do VS-GDSC antes de meio ciclo da componente fundamental. Considerando o exposto, desenvolvemos um novo algoritmo, baseado em GDSC e mudanças em trajetórias de vetores espaciais no plano $\alpha\beta$, capaz de identificar eventos elétricos que não contêm componentes harmônicas pares ou inter-harmônicos em tempo inferior a meio período da componente fundamental.

O algoritmo desenvolvido foi ajustado para discriminar a corrente de energização em transformadores da corrente de curto-circuito. Nesta aplicação, o algoritmo foi capaz de classificar corretamente faltas desbalanceadas em menos de 1/4 do período da componente fundamental, enquanto algumas técnicas concorrentes recentes detectam a partir de 1/2 ciclo. A eficácia do método foi satisfatória e pode ser avaliada através dos 2200 casos de teste simulados, baseados em uma rede elétrica extensa e real.

Os algoritmos, que serão embarcados em relés de proteção, apresentam baixo esforço computacional e são tecnicamente viáveis para implementação em sistemas embarcados de tempo real.

O apêndice apresenta uma nova técnica, desenvolvida neste trabalho de doutorado, baseada em ajustes de curvas, a qual realiza a modelagem matemática de sinais elétricos que ocorrem durante as faltas. Este método foi elaborado com o objetivo de aperfeiçoar os testes de relés de proteção. Os resultados das modelagens foram satisfatórios, tanto para transitórios sintetizados via EMTP, quanto para os registrados em arquivos de oscilografia. O método aperfeiçoa a estimação da composição harmônica e a reamostragem do sinal da rede elétrica logo após uma falta. Esse método não foi desenvolvido visando a implementação embarcada.

8.1 TRABALHOS FUTUROS

Observamos que a diferença significativa no desempenho entre o GDSC e o VS-GDSC não se reflete entre o GDSC-PLL e o VS-GDSC-PLL devido à lenta dinâmica do SRF-PLL. Sugerimos que seja investigado o uso de um SRF-PLL com parâmetros variáveis, verificando o que já existe na literatura, mas com o diferencial de atualizar seus parâmetros de acordo com dois detectores desenvolvidos e apresentados nesta tese: o DCHPI e o detector de salto de fase.

No caso da detecção de salto no ângulo de fase, estamos desenvolvendo um estimador rápido da amplitude do salto, baseado no comportamento transitório do sistema de contagem de amostras por ciclo (N_{cont}) apresentado nesta tese. A informação de amplitude do salto, mesmo que imprecisa, pode ser utilizada para atualizar as variáveis do SRF-PLL e adiantar a convergência do sistema.

O ajuste fino dos parâmetros do controlador PI do SRF-PLL deve ser realizado considerando a dinâmica do VS-GDSC. Inclusive, é possível substituir o controlador PI por um do tipo PID.

Sugerimos que seja verificado o desempenho do VS-GDSC com filtro mímico em substituição à operação **F**.

Apesar de ter obtido melhor desempenho do que o A-GDSC-PLL, o VS-GDSC-PLL adaptativo ainda apresenta erros moderados durante variações severas de frequência. Neste caso, sugerimos inserir um pós-filtro associado ao detector de frequência constante ou variação lenta da frequência, apresentado nesta tese, com o objetivo de ajustar a amplitude e o ângulo de fase da componente FFPS presente na saída do VS-GDSC-PLL. Avaliamos que não compensa desenvolver essa técnica se for para aplicá-la em situações nas quais são admissíveis erros na estimação do ângulo de fase inferiores a 4° .

Ainda sobre a técnica de adaptabilidade na frequência proposta, sugerimos que seja avaliada a viabilidade técnica de se aplicar o método em projetos de novos relés de variação de frequência (RoCoF).

Sobre o discriminador entre corrente de energização em transformadores e corrente de curto-circuito, novas combinações de dispositivos de potência, topologias e eventos elétricos podem ser simulados visando construir um banco de dados sólido. Além disto, pode ser útil desenvolver um procedimento de otimização para o ajuste dos limiares. Somente então uma comparação de precisão com outras técnicas poderá ser realizada de maneira justa.

Por fim, há uma percepção na equipe que trabalhou neste doutorado de que a técnica de modelagem matemática de formas de ondas elétricas é relevante para diversas áreas da engenharia elétrica, e que esse método pode ser aperfeiçoado e melhor divulgado.

8.2 ARTIGOS PUBLICADOS

A partir deste trabalho de doutorado, foram publicados os seguintes artigos:

1. *Variable Structure Generalized Delayed Signal Cancellation PLL (VS-GDSC-PLL) to Improve Convergence Time* (BATISTA et al., 2015):
 - Periódico: *IEEE Transactions on Industrial Electronics*;
 - Ano: 2015;
 - DOI: 10.1109/TIE.2015.2443108.
2. *A GDSC-Based Technique to Distinguish Transformer Magnetizing from Fault Currents* (BATISTA et al., 2017):
 - Periódico: *IEEE Transactions on Power Delivery*;
 - Ano: 2017;
 - DOI: 10.1109/TPWRD.2017.2691670.
3. *Frequency adaptivity improvement in GDSC-PLL* (BATISTA; SOUZA; NEVES, 2015):
 - Periódico: *IEEE 24th International Symposium on Industrial Electronics (ISIE)*;
 - Ano: 2015;
 - DOI: 10.1109/ISIE.2015.7281666.
4. *Mathematical Modeling of Electrical Grid Current and Voltage Waveforms for Protective Relay Tests Under Actual Faulty Grid Conditions* (BATISTA et al., 2016):
 - Periódico: *Springer Journal of Control, Automation and Electrical Systems*;
 - Ano: 2016;
 - DOI: 10.1007/s40313-016-0259-x.
5. *Detecção de harmônicas pares e componentes CC em redes elétricas trifásicas visando a redução do tempo de convergência na sincronização pela Generalização de Cancelamento por Sinal Atrasado (GDSC-PLL)* (BATISTA; SOUZA; NEVES, 2016):
 - Periódico: *IFPE CIENTEC - Revista de Ciência, Tecnologia e Humanidades*;
 - Ano: 2016.

Adicionalmente, colaboramos com a edição e a revisão do artigo a seguir, o qual apresenta informações fundamentais para o desenvolvimento do relé baseado em VS-GDSC.

6. *An Adaptive Phasor Estimation Algorithm for Numerical Protective Relays Based on the Generalized Delayed Signal Cancellation Method* (DIAS FILHO et al., 2016):

- *Springer Journal of Control, Automation and Electrical Systems*;
- Ano: 2016;
- DOI: 10.1007/s40313-015-0222-2.

Referências

AHMADI, M.; SAMET, H.; GHANBARI, T. Discrimination of internal fault from magnetising inrush current in power transformers based on sine-wave least-squares curve fitting method. *IET Science, Meas. and Tech.*, v. 9, n. 1, p. 73–84, 2015. Citado na página 117.

ANDREI, H. et al. Curve fitting method for modeling and analysis of photovoltaic cells characteristics. In: *Automation Quality and Testing Robotics (AQTR), 2012 IEEE International Conference on*. [S.l.: s.n.], 2012. p. 307–312. Citado na página 148.

ASHT, S.; DASS, R. Pattern recognition techniques: A review. *Int. Journal of Computer Science Teleco.*, v. 3, n. 8, p. 25–29, 2012. Citado na página 118.

ASIMINOAEI, L.; BLAABJERG, F.; HANSEN, S. Detection is key - harmonic detection methods for active power filter applications. *Industry Applications Magazine, IEEE*, v. 13, n. 4, p. 22–33, July 2007. ISSN 1077-2618. Citado na página 17.

BARBOSA, D. et al. Power transformer differential protection based on clarke's transform and fuzzy systems. *IEEE Trans. Power Deliv.*, v. 26, n. 2, p. 1212 – 1220, 2011. Citado na página 117.

BARROS, J.; DIEGO, R. Analysis of harmonics in power systems using the wavelet-packet transform. *Instrumentation and Measurement, IEEE Transactions on*, v. 57, n. 1, p. 63–69, Jan 2008. ISSN 0018-9456. Citado na página 148.

BATISTA, Y. et al. Variable structure generalized delayed signal cancellation pll (vs-gdsc-pll) to improve convergence time. *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, PP, n. 99, p. 1–1, 2015. ISSN 0278-0046. Citado 2 vezes nas páginas 147 e 170.

BATISTA, Y. N.; SOUZA, H. E. P. de; NEVES, F. A. S. Frequency adaptivity improvement in gdsc-pll. In: *2015 IEEE 24th International Symposium on Industrial Electronics (ISIE)*. [S.l.: s.n.], 2015. p. 1333–1338. ISSN 2163-5137. Citado na página 170.

BATISTA, Y. N. et al. Mathematical modeling of electrical grid current and voltage waveforms for protective relay tests under actual faulty grid conditions. *Journal of Control, Automation and Electrical Systems*, v. 27, n. 6, p. 680–688, 2016. ISSN 2195-3899. Disponível em: <<http://dx.doi.org/10.1007/s40313-016-0259-x>>. Citado 4 vezes nas páginas 130, 148, 150 e 170.

BATISTA, Y. N. et al. A gdsc-based technique to distinguish transformer magnetizing from fault currents. *IEEE Transactions on Power Delivery*, PP, n. 99, p. 1–1, 2017. ISSN 0885-8977. Citado 6 vezes nas páginas 116, 123, 126, 130, 148 e 170.

BATISTA, Y. N.; SOUZA, H. E. P. de; NEVES, F. d. A. dos S. Detecção de harmônicas pares e componentes cc em redes elétricas trifásicas visando a redução do tempo de convergência na sincronização pela generalização de cancelamento por sinal atrasado (gdsc-pll). *CIENTEC-Revista de Ciência, Tecnologia e Humanidades do IFPE*, v. 8, n. 1, p. 10–19, 2016. Citado na página 170.

BDEW. *Generating Plants Connected to the Medium-Voltage Network*. [S.l.], 2008. Citado na página 84.

- BENMOUYAL, G. Removal of dc-offset in current waveforms using digital mimic filtering. *IEEE Transactions on Power Delivery*, v. 10, n. 2, p. 621–630, Apr 1995. ISSN 0885-8977. Citado na página 114.
- BLAABJERG, F. et al. Overview of control and grid synchronization for distributed power generation systems. *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, v. 53, n. 5, p. 1398–1409, Oct 2006. ISSN 0278-0046. Citado na página 26.
- BLACKBURN, J. L. *Applied Protective Relaying*. Coral Springs FL, USA: Westinghouse Electric Co., 1982. Citado na página 116.
- BOBROWSKA-RAFAL, M. et al. Grid synchronization and symmetrical components extraction with pll algorithm for grid connected power electronic converters-a review. *Bulletin of the Polish Academy of Sciences: Technical Sciences*, v. 59, n. 4, p. 485–497, 2011. Citado na página 67.
- BOLLEN, M. H. *Understanding power quality problems*. [S.l.]: IEEE press New York, 2000. v. 3. Citado na página 92.
- BOMPARD, E. et al. Survey of harmonic distortion in lv and mv networks: results and corrective strategies. In: *Electricity Distribution, 2001. Part 1: Contributions. CIRED. 16th International Conference and Exhibition on (IEE Conf. Publ No. 482)*. [S.l.: s.n.], 2001. v. 2, p. 1–5. ISSN 0537-9989. Citado na página 48.
- BOYRA, M.; THOMAS, J.-L. A review on synchronization methods for grid-connected three-phase vsc under unbalanced and distorted conditions. In: *Power Electronics and Applications (EPE 2011), Proceedings of the 2011-14th European Conference on*. [S.l.: s.n.], 2011. p. 1–10. Citado na página 17.
- BROSHI, A. Monitoring power quality beyond en 50160 and iec 61000-4-30. In: IEEE. *Electrical Power Quality and Utilisation, 2007. EPQU 2007. 9th International Conference on*. [S.l.], 2007. p. 1–6. Citado na página 86.
- BYEON, G.; OH, S.; JANG, G. A new dc offset removal algorithm using an iterative method for real-time simulation. *Power Delivery, IEEE Transactions on*, v. 26, n. 4, p. 2277–2286, Oct 2011. ISSN 0885-8977. Citado na página 147.
- CARRASCO, J. et al. Power-electronic systems for the grid integration of renewable energy sources: A survey. *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, v. 53, n. 4, p. 1002–1016, June 2006. ISSN 0278-0046. Citado na página 17.
- CHUNG, S.-K. A phase tracking system for three phase utility interface inverters. *Power Electronics, IEEE Transactions on*, v. 15, n. 3, p. 431–438, May 2000. ISSN 0885-8993. Citado 5 vezes nas páginas 24, 25, 26, 27 e 42.
- COPEL. *NTC905200 - Normas técnicas da COPEL para acesso de micro e minigeração distribuída ao sistema da COPEL*. [S.l.], 2014. Citado na página 84.
- DIAS FILHO, R. F. et al. A new method for phasor estimation in numerical protective relays based on generalized delayed signal cancelation filtering. In: *4th International Conference on Power Engineering, Energy and Electrical Drives*. [S.l.: s.n.], 2013. p. 971–977. ISSN 2155-5516. Citado 2 vezes nas páginas 19 e 116.

DIAS FILHO, R. F. et al. An adaptive phasor estimation algorithm for numerical protective relays based on the generalized delayed signal cancelation method. *Journal of Control, Automation and Electrical Systems*, v. 27, n. 2, p. 201–211, 2016. ISSN 2195-3899. Disponível em: <<http://dx.doi.org/10.1007/s40313-015-0222-2>>. Citado 6 vezes nas páginas 19, 116, 147, 148, 168 e 171.

DONOHUE, P.; ISLAM, S. The effect of non-sinusoidal current waveforms on electro-mechanical and solid state overcurrent relay operation. In: *Industry Applications Society Annual Meeting, 2009. IAS 2009. IEEE*. [S.l.: s.n.], 2009. p. 1–6. ISSN 0197-2618. Citado na página 148.

EASTVEDT, R. The need for ultra-fast fault clearing. In: *Third Annual Western Protective Relay Conference*. [S.l.: s.n.], 1976. Citado na página 18.

EGOROVA, E. O. Atp modeling of internal transformer faults for relay performance testing. 2011. Citado na página 142.

ENERGY, P. *Rate of Change of Frequency (RoCoF) - Review of TSO and Generator Submissions - Final Report*. [S.l.]: Commission for Energy Regulation of Europe, 2012. Citado na página 75.

FREIJEDO, F. et al. A generic open-loop algorithm for three-phase grid voltage/current synchronization with particular reference to phase, frequency, and amplitude estimation. *Power Electronics, IEEE Transactions on*, v. 24, n. 1, p. 94–107, Jan 2009. ISSN 0885-8993. Citado na página 26.

FREIJEDO, F. et al. An optimized implementation of phase locked loops for grid applications. *Instrumentation and Measurement, IEEE Transactions on*, v. 60, n. 9, p. 3110–3119, Sept 2011. ISSN 0018-9456. Citado na página 26.

FREIJEDO, F. et al. Three-phase pll's with fast postfault retracking and steady-state rejection of voltage unbalance and harmonics by means of lead compensation. *Power Electronics, IEEE Transactions on*, v. 26, n. 1, p. 85–97, Jan 2011. ISSN 0885-8993. Citado na página 26.

FUKUNAGA, K. *Introduction to statistical pattern recognition*. [S.l.]: Academic press, 2013. Citado 2 vezes nas páginas 118 e 137.

GHARTEMANI, M. et al. Problems of startup and phase jumps in pll systems. *Power Electronics, IEEE Transactions on*, v. 27, n. 4, p. 1830–1838, April 2012. ISSN 0885-8993. Citado na página 26.

GHOSHAL, A.; JOHN, V. A method to improve pll performance under abnormal grid conditions. Indian Institute of Science, 2007. Citado na página 36.

GOLESTAN, S. et al. An efficient implementation of generalized delayed signal cancellation pll. *Power Electronics, IEEE Transactions on*, PP, n. 99, p. 1–1, 2015. ISSN 0885-8993. Citado 4 vezes nas páginas 26, 37, 45 e 114.

GOLESTAN, S.; GUERRERO, J. Conventional synchronous reference frame phase-locked loop is an adaptive complex filter. *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, v. 62, n. 3, p. 1679–1682, March 2015. ISSN 0278-0046. Citado na página 26.

GOLESTAN, S.; GUERRERO, J.; B.GHAREHPETIAN, G. Five approaches to deal with problem of dc offset in phase-locked loop algorithms: Design considerations and performance evaluations. *Power Electronics, IEEE Transactions on*, PP, n. 99, p. 1–1, 2015. ISSN 0885-8993. Citado na página 26.

GOLESTAN, S.; GUERRERO, J.; VASQUEZ, J. Three-phase plls: A review of recent advances. *IEEE Transactions on Power Electronics*, PP, n. 99, p. 1–1, 2016. ISSN 0885-8993. Citado 4 vezes nas páginas 18, 36, 37 e 38.

GOLESTAN, S.; MONFARED, M.; FREIJEDO, F. Design-oriented study of advanced synchronous reference frame phase-locked loops. *Power Electronics, IEEE Transactions on*, v. 28, n. 2, p. 765–778, Feb 2013. ISSN 0885-8993. Citado 8 vezes nas páginas 9, 24, 25, 29, 30, 31, 114 e 166.

GOLESTAN, S. et al. Performance improvement of a prefiltered synchronous-reference-frame pll by using a pid-type loop filter. *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, v. 61, n. 7, p. 3469–3479, July 2014. ISSN 0278-0046. Citado 14 vezes nas páginas 9, 24, 25, 30, 31, 34, 35, 36, 101, 112, 114, 115, 147 e 166.

GOLESTAN, S. et al. dq-frame cascaded delayed signal cancellation- based pll: Analysis, design, and comparison with moving average filter-based pll. *Power Electronics, IEEE Transactions on*, v. 30, n. 3, p. 1618–1632, March 2015. ISSN 0885-8993. Citado 2 vezes nas páginas 26 e 37.

GONZALEZ, R. C.; WOODS, R. E. Digital image processing. *Nueva Jersey*, 2008. Citado na página 127.

GUILLEN, D. et al. Algorithm for transformer differential protection based on wavelet correlation modes. *IET Gener. Transm. and Distrib.*, v. 10, n. 12, p. 2871 – 2879, 2016. Citado na página 117.

GUO, X.; WU, W.; CHEN, Z. Multiple-complex coefficient-filter-based phase-locked loop and synchronization technique for three-phase grid-interfaced converters in distributed utility networks. *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, v. 58, n. 4, p. 1194–1204, April 2011. ISSN 0278-0046. Citado 2 vezes nas páginas 25 e 36.

HENG-XU, H.; LEI, Z.; ZHI-QIAN, B. Improved method for the fitting of excitation curve for voltage transformer. In: *Power and Energy Engineering Conference (APPEEC), 2010 Asia-Pacific*. [S.l.: s.n.], 2010. p. 1–5. Citado na página 148.

IBA, K. Reactive power optimization by genetic algorithm. *Power Systems, IEEE Transactions on*, v. 9, n. 2, p. 685–692, May 1994. ISSN 0885-8950. Citado na página 152.

IEC. *IEC Std. 61000-4-34 – Testing and Measuring Techniques – Voltage Dips, Short Interruptions and Voltage Variations Immunity Tests for Equipment With Input Current More Than 16A Per Phase*. [S.l.], 2004. Citado 2 vezes nas páginas 48 e 62.

IEC. *IEC61727 - Photovoltaic (PV) systems - Characteristics of the utility interface*. [S.l.], 2014. Citado na página 84.

IEEE. *Standard for Interconnecting Distributed Resources with Electric Power Systems*. [S.l.], 2003. Citado na página 84.

IEEE. *IEEE C37.118.1 - WG - Synchrophasor Measurements for Power Systems*. [S.l.], 2014. Citado na página 86.

KANG, Y. C.; LEE, B. E.; KANG, S. H. Transformer protection relay based on the induced voltages. *Int. J. Electr. Power and Energy Syst.*, v. 29, p. 281 – 289, 2007. Citado na página 117.

KARIMI-GHARTEMANI, M.; IRAVANI, M. R. A method for synchronization of power electronic converters in polluted and variable-frequency environments. *IEEE Transactions on Power Systems*, v. 19, n. 3, p. 1263–1270, Aug 2004. ISSN 0885-8950. Citado na página 18.

KAURA, V.; BLASKO, V. Operation of a phase locked loop system under distorted utility conditions. In: *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 1996. APEC '96. Conference Proceedings 1996., Eleventh Annual*. [S.l.: s.n.], 1996. v. 2, p. 703–708 vol.2. Citado 3 vezes nas páginas 24, 25 e 26.

KUMAR, M. S. et al. An empirical fourier transform based power transformer differential protection. *IEEE Trans. Power Deliv.*, PP, n. 99, p. 1 – 10, 2016. Citado na página 117.

LI, W. et al. Grid synchronization systems of three-phase grid-connected power converters: A complex-vector-filter perspective. *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, v. 61, n. 4, p. 1855–1870, April 2014. ISSN 0278-0046. Citado na página 17.

LIN, X. et al. *Electromagnetic Transient Analysis and Novell Protective Relaying Techniques for Power Transformers*. [S.l.]: John Wiley & Sons, 2015. Citado 2 vezes nas páginas 138 e 143.

LIU, H.; DAVIDSON, R.; APANASOVICH, T. Statistical forecasting of electric power restoration times in hurricanes and ice storms. *Power Systems, IEEE Transactions on*, v. 22, n. 4, p. 2270–2279, Nov 2007. ISSN 0885-8950. Citado na página 148.

MACIEL, M. G. d. L. *O Qualis periódicos na percepção dos programas de pós-graduação*. Dissertação (Mestrado) — Universidade Federal do Rio Grande do Sul, 2013. Citado na página 23.

MILLER, E. "smart"curve fitting. *Potentials, IEEE*, v. 21, n. 1, p. 20–23, Feb 2002. ISSN 0278-6648. Citado na página 148.

MORÉ, J. J. Numerical analysis: Proceedings of the biennial conference held at dundee, june 28–july 1, 1977. In: _____. Berlin, Heidelberg: Springer Berlin Heidelberg, 1978. cap. The Levenberg-Marquardt algorithm: Implementation and theory, p. 105–116. ISBN 978-3-540-35972-2. Disponível em: <<http://dx.doi.org/10.1007/BFb0067700>>. Citado na página 149.

NASCIMENTO, P. et al. Fpga implementation of the generalized delayed signal cancelation;phase locked loop method for detecting harmonic sequence components in three-phase signals. *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, v. 60, n. 2, p. 645–658, Feb 2013. ISSN 0278-0046. Citado 2 vezes nas páginas 144 e 145.

NEVES, F. et al. Digital filters for fast harmonic sequence component separation of unbalanced and distorted three-phase signals. *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, v. 59, n. 10, p. 3847–3859, Oct 2012. ISSN 0278-0046. Citado 12 vezes nas páginas 18, 37, 45, 54, 62, 64, 66, 67, 72, 87, 115 e 121.

- NEVES, F. A. S. et al. A generalized delayed signal cancellation method for detecting fundamental-frequency positive-sequence three-phase signals. *IEEE Transactions on Power Delivery*, v. 25, n. 3, p. 1816–1825, July 2010. ISSN 0885-8977. Citado 4 vezes nas páginas 18, 37, 47 e 147.
- NEVES, F. A. S. et al. A space-vector discrete fourier transform for unbalanced and distorted three-phase signals. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 57, n. 8, p. 2858–2867, 2010. Citado 2 vezes nas páginas 52 e 86.
- PADUA, M. S.; DECKMANN, S. M.; MARAFAO, F. P. Frequency-adjustable positive sequence detector for power conditioning applications. In: *2005 IEEE 36th Power Electronics Specialists Conference*. [S.l.: s.n.], 2005. p. 1928–1934. ISSN 0275-9306. Citado na página 36.
- PHADKE, A.; IBRAHIM, M.; HLIBKA, T. Fundamental basis for distance relaying with symmetrical components. *Power Apparatus and Systems, IEEE Transactions on*, v. 96, n. 2, p. 635–646, Mar 1977. ISSN 0018-9510. Citado na página 101.
- PHADKE, A. G.; THORP, J. S. A new computer-based flux-restrained current-differential relay for power transformer protection. *IEEE Trans. Power Appar. and Syst.*, v. 102, n. 11, p. 3624 – 3629, 1983. Citado na página 117.
- PHADKE, A. G.; THORP, J. S. *Computer relaying for power systems*. [S.l.]: John Wiley & Sons, 2009. Citado na página 86.
- PRODIST. *Módulo 8 - Qualidade da Energia Elétrica. Aprovado na Resolução Normativa 664/2015 da Agência Nacional de Energia Elétrica (ANEEL)*. [S.l.], 2015. Citado na página 17.
- RAHMAN, M. A.; DASH, P. K. Fast algorithm for digital protection of power transformers. *IEE Proc. Gener. Transm. and Distrib.*, v. 129, n. 2, p. 79 – 85, 1982. Citado na página 117.
- RODRIGUEZ, P. et al. Double synchronous reference frame pll for power converters control. In: *2005 IEEE 36th Power Electronics Specialists Conference*. [S.l.: s.n.], 2005. p. 1415–1421. ISSN 0275-9306. Citado na página 36.
- RODRIGUEZ, P. et al. Decoupled double synchronous reference frame pll for power converters control. *Power Electronics, IEEE Transactions on*, v. 22, n. 2, p. 584–592, March 2007. ISSN 0885-8993. Citado 8 vezes nas páginas 24, 25, 27, 28, 29, 30, 31 e 32.
- RODRIGUEZ, P. et al. New positive-sequence voltage detector for grid synchronization of power converters under faulty grid conditions. In: *Power Electronics Specialists Conference, 2006. PESC '06. 37th IEEE*. [S.l.: s.n.], 2006. p. 1–7. ISSN 0275-9306. Citado 6 vezes nas páginas 9, 25, 32, 33, 34 e 35.
- SAINI, M. K.; KAPOOR, R. Classification of power quality events - a review. *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*, v. 43, n. 1, p. 11 – 19, 2012. ISSN 0142-0615. Disponível em: <<http://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S014206151200172X>>. Citado 2 vezes nas páginas 52 e 53.
- SALEH, S.; SCAPLEN, B.; RAHMAN, M. A new implementation method of wavelet-packet-transform differential protection for power transformers. *Industry Applications, IEEE Transactions on*, v. 47, n. 2, p. 1003–1012, March 2011. ISSN 0093-9994. Citado na página 147.

SANTOSO, S. et al. Power quality assessment via wavelet transform analysis. *Power Delivery, IEEE Transactions on*, v. 11, n. 2, p. 924–930, Apr 1996. ISSN 0885-8977. Citado na página 149.

SCHWARTFEGER, L.; SANTOS-MARTIN, D. Review of distributed generation interconnection standards. In: *EEA Conference & Exhibition*. [S.l.: s.n.], 2014. p. 18–20. Citado na página 85.

SHAM, M.; VITTAL, K. Development of dsp based high speed numerical distance relay and its evaluation using hardware in loop power system simulator. In: *Innovative Smart Grid Technologies - India (ISGT India), 2011 IEEE PES*. [S.l.: s.n.], 2011. p. 37–42. Citado na página 148.

SILVA, M. R. e. O novo qualis, ou a tragédia anunciada. *Clinics, scielo*, v. 64, p. 1 – 4, 01 2009. Citado na página 23.

SOUZA, H. E. P. de. *Uma abordagem vetorial para a detecção em tempo real de componentes harmônicas de sequência positiva e negativa em sinais trifásicos*. Tese (Doutorado) — Universidade Federal de Pernambuco, 2012. Citado 15 vezes nas páginas 26, 27, 28, 29, 32, 33, 36, 37, 38, 41, 42, 44, 45, 66 e 144.

SUTIKNO, T. An optimized square root algorithm for implementation in fpga hardware. *TELKOMNIKA (Telecommunication Computing Electronics and Control)*, v. 8, n. 1, p. 1–8, 2010. Citado na página 144.

TIAN, X.; LI, Y.; LI, X. Hybrid algorithm for traction transformer differential protection based on intrinsic mode function energy entropy and correlation dimension. *IET Gener. Transm. and Distrib.*, v. 8, n. 7, p. 1274 – 1283, 2014. Citado na página 117.

TRIPATHY, M.; MAHESHWARI, R.; VERMA, H. Power transformer differential protection based on optimal probabilistic neural network. *Power Delivery, IEEE Transactions on*, v. 25, n. 1, p. 102–112, Jan 2010. ISSN 0885-8977. Citado na página 147.

TRIPATHY, M.; MAHESHWARI, R. P.; VERMA, H. K. Probabilistic neural-network-based protection of power transformer. *IET Electr. Power App.*, v. 1, n. 5, p. 793 – 798, 2007. Citado na página 117.

VDE. *VDE-AR-N 4105 - Power Generation Systems Connected to the Low-voltage Distribution Network*. [S.l.], 2014. Citado na página 84.

WANG, H. et al. One curve-fit method for the evaluation of the total distortion of sinusoidal signal. In: *Information and Automation (ICIA), 2010 IEEE International Conference on*. [S.l.: s.n.], 2010. p. 1076–1081. Citado na página 152.

WANG, Y. F.; LI, Y. W. Analysis and digital implementation of cascaded delayed-signal-cancellation pll. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 26, n. 4, p. 1067–1080, April 2011. ISSN 0885-8993. Citado na página 45.

WU, W. et al. Using mathematical morphology to discriminate between internal fault and inrush current of transformers. *IET Gener. Transm. and Distrib.*, v. 10, n. 1, p. 73 – 80, 2016. Citado na página 117.

XIAO, P.; CORZINE, K. A.; VENAYAGAMOORTHY, G. K. Multiple reference frame-based control of three-phase pwm boost rectifiers under unbalanced and distorted input conditions. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 23, n. 4, p. 2006–2017, July 2008. ISSN 0885-8993. Citado na página 36.

YAZDANI, D. et al. A nonlinear adaptive synchronization technique for grid-connected distributed energy sources. *Power Electronics, IEEE Transactions on*, v. 23, n. 4, p. 2181–2186, July 2008. ISSN 0885-8993. Citado 2 vezes nas páginas 25 e 37.

ZADEH, M. D.; ZHANG, Z. A new dft-based current phasor estimation for numerical protective relaying. *Power Delivery, IEEE Transactions on*, v. 28, n. 4, p. 2172–2179, Oct 2013. ISSN 0885-8977. Citado 2 vezes nas páginas 147 e 148.

ZERBINATTI, P. H. *Áreas de Polígonos via Determinantes*. Dissertação (Mestrado) — Universidade Estadual Paulista Júlio de Mesquita Filho, Rio Claro, SP, Agosto 2015. Citado na página 127.

ZHANG, F.; GENG, Z.; YUAN, W. The algorithm of interpolating windowed fft for harmonic analysis of electric power system. *Power Delivery, IEEE Transactions on*, v. 16, n. 2, p. 160–164, Apr 2001. ISSN 0885-8977. Citado na página 148.

ZHAO, X.; CHAI, J.; SU, P. Identification of magnetizing inrush currents of power transformers based on features of flux locus. In: *Sixth Int. Conf. on Electrical Machines and Systems, ICEMS 2003*. [S.l.: s.n.], 2003. p. 317 – 320. Citado na página 117.

ZUBIC, S.; BALCEREK, P.; ZELJKOVIC, C. Speed and security improvements of distance protection based on discrete wavelet and hilbert transform. *Electric Power Systems Research*, v. 148, p. 27 – 34, 2017. ISSN 0378-7796. Disponível em: <<http://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S037877961730113X>>. Citado na página 18.