

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



ROBERTO FELICIANO DIAS FILHO

**ALGORITMO DE ESTIMAÇÃO FASORIAL PARA
RELÉS NUMÉRICOS BASEADO NO MÉTODO
GENERALIZADO DE CANCELAMENTO POR SINAIS
ATRASADOS**

Recife

2015

ROBERTO FELICIANO DIAS FILHO

**ALGORITMO DE ESTIMAÇÃO FASORIAL PARA
RELÉS NUMÉRICOS BASEADO NO MÉTODO
GENERALIZADO DE CANCELAMENTO POR SINAIS
ATRASADOS**

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: Francisco de Assis dos Santos Neves, Doutor

Coorientador: Helber Elias Paz de Souza, Doutor

Recife

2015

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

D541a Dias Filho, Roberto Feliciano.
Algoritmo de estimação fasorial para relés numéricos baseado no método generalizado de cancelamento por sinais atrasados / Roberto Feliciano Dias Filho. - Recife: O Autor, 2015.
146 folhas, il., gráfs., tabs.

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, 2015.
Inclui Referências.

1. Engenharia Elétrica. 2. Estimação fasorial. 3. GDSC. 4. Proteção de sistemas elétricos. 5. Relé numérico de distância. 6. SCDR. I. Neves, Francisco de Assis dos Santos. (Orientador). II. Souza, Helber Elias Paz de. (Coorientador). III. Título.

UFPE

621.3 CDD (22. ed.) BCTG/2015-301



Universidade Federal de Pernambuco
Pós-Graduação em Engenharia Elétrica

PARECER DA COMISSÃO EXAMINADORA DE DEFESA DE
TESE DE DOUTORADO DE

ROBERTO FELICIANO DIAS FILHO

TÍTULO

**“ALGORITMO DE ESTIMAÇÃO FASORIAL PARA RELÉS NUMÉRICOS
BASEADO NO MÉTODO GENERALIZADO
DE CANCELAMENTO POR SINAIS ATRASADOS”**

A comissão examinadora composta pelos professores: FRANCISCO DE ASSIS DOS SANTOS NEVES, DEE/UFPE; FABRÍCIO BRADASCHIA, DEE/UFPE; ZANONI DUEIRE LINS, DEE/UFPE; HELBER ELIAS PAZ DE SOUZA, DI/UFPE; MARCELO LOBO HELDWEIN, DEE/UFSC e ARTURO SUMAN BRETAS, DEE/UFRGS, sob a presidência do primeiro, consideram o candidato **ROBERTO FELICIANO DIAS FILHO APROVADO.**

Recife, 31 de agosto de 2015.

CECILIO JOSÉ LINS PIMENTEL
Coordenador do PPGE

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

MARCELO LOBO HELDWEIN
Membro Titular Externo

ZANONI DUEIRE LINS
Membro Titular Interno

ARTURO SUMAN BRETAS
Membro Titular Externo

AGRADECIMENTOS

Agradeço a Deus pela orientação nas decisões tomadas ao longo desta pesquisa de doutorado.

Para mim, a pesquisa em engenharia elétrica, antes de ser uma obrigação, é uma atividade prazerosa, de modo que mesmo sendo difícil e trabalhoso, em muitos momentos dessa pesquisa, ser desafiado a aprender algo que não conhecia chegou a ser divertido. Mas e para minha família? E para meus colegas de trabalho? Bem... Provavelmente eles devem ter ficado felizes, como todo e qualquer bom amigo e família ficam com as realizações pessoais do amigo ou ente querido. A verdade é que inúmeros fins de semana eu deixei de compartilhar com meus filhos, minha esposa e minha mãe. Quantos programas em família legais deixamos de fazer! E mais, quantas vezes tiveram de ficar em casa junto comigo: eu me “divertindo” com o doutorado e eles perdendo um domingo de sol, um sábado bom pra parque ou uma simples refeição em família. E meus colegas de trabalho? Quantos, mesmo que de forma indireta, não assumiram meus trabalhos (- Sei que assumiram!), pois ou eu estava dedicando-me a alguma atividade na UFPE ou mesmo de licença?

Por isso, eu dedico este trabalho a Miguel e a Helena, meus filhos queridos, que me fazem sentir rico de felicidade, a minha adorável esposa Cinthia que, simplesmente, me faz muito bem e a minha querida mãe que com a repetida frase: “Só o estudo é o que eu posso deixar para você”, fez tudo acontecer. E, claro, aos colegas da CHESF, particularmente da DOPR. Os JEDI da proteção de sistemas elétricos, a saber: Raimundo, Gustavo, Ricardo, Irenides, Alcindo, Marinaldo, Rafael, Alex, Francisco, Hermano, Antônio, Sérvulo, Edvar, Roseanne, Carlos, Roberto, Bárbara, Dilson, André, Patrícia, Talvanes, Fábio, Antiógenes, Antoniel, Alberto, Alexandre, Keila, Sávio e Valdecir.

RESUMO

Neste trabalho, é apresentada uma proposta de algoritmo de estimação fasorial adaptável em frequência (PE-A-GDSC) baseado no método generalizado de cancelamento por sinais atrasados (GDSC). Derivado deste método inédito de estimação fasorial, propõe-se, também, um algoritmo de estimação de impedância, inspirado no relé de distância baseado em componentes simétricas (SCDR), mas modificado, na pesquisa realizada, para adequar-se à formulação vetorial do PE-A-GDSC, o que originou o SCDR-GDSC. A integração do PE-A-GDSC ao SCDR-GDSC constitui uma proposta de modelo computacional de um relé numérico de distância simplificado baseado em GDSC, o SNDR-GDSC. Este relé simplificado baseado no GDSC foi submetido a uma exaustiva análise comparativa de desempenho, via simulação computacional, com um relé de distância simplificado baseado em estimação fasorial por DFT de um ciclo. Posteriormente, o SNDR-GDSC foi embarcado em um microcontrolador para viabilizar a etapa de validação experimental da pesquisa. A fundamentação teórica, modelagens matemática e computacional, projeto, análise de resultados e implementação em *hardware* do SNDR-GDSC são abordados ao longo dos capítulos.

Palavras-chave: Estimação Fasorial, GDSC, Proteção de Sistemas Elétricos, Relé Numérico de Distância, SCDR

ABSTRACT

This work presents the generalized delayed signal cancelation (GDSC) method used for estimating the fundamental frequency symmetrical component phasors (PE-A-GDSC). The referred quantities are used in a simplified model of a numerical distance relay (SNDR-GDSC), based on an adaptation of a symmetrical component distance relay (SCDR). The GDSC filtering characteristics allow fast frequency adaptive estimation of sequence components even on abnormal conditions of three-phase systems. For analyzing the proposal, its performance is compared to a simplified DFT-based distance relay to verify its feasibility as a distance protection function. Finally, the SNDR-GDSC is embedded into a micro-controller and exposed to real short-circuit data obtained from the buffer of a digital fault recorder, for evaluating the performance of the *hardware* implementation.

Keywords: Frequency Adaptive Phasor Estimation, GDSC, Numerical Distance Relay, Power System Protection, SCDR

LISTA DE FIGURAS

2.1 (a) Representação gráfica de um vetor espacial em referencial de <i>Clarke</i> . (b) Detalhe do lugar geométrico do vetor espacial de <i>Clarke</i> representativo de um sistema senoidal simétrico e equilibrado.	31
2.2 Vetor espacial representativo de um sistema trifásico distorcido por componentes harmônicas (vetores espaciais resultantes em linha sólida negra e vetores espaciais das componentes harmônicas em linha sólida cinza).	35
2.3 Decomposição do vetor espacial da componente fundamental ($h = 1$) em fasores girantes de sequência positiva e negativa (vetor espacial e resultante da componente harmônica em linha sólida cinza e fasores girantes de sequência positiva e negativa em linha dupla cinza).	36
2.4 Sintetização da componente instantânea de sequência zero pela soma de um fasor girante no sentido anti-horário com um fasor conjugado de sentido horário (componente instantânea de sequência zero em linha sólida negra e os fasores girantes em linha dupla cinza).	37
2.5 Diagrama de blocos do GDSC-PLL.	40
2.6 Diagrama em blocos da solução proposta (A-GDSC-PLL) de um esquema adaptativo em frequência.	45
2.7 Magnitude e ângulo de fase do vetor de FFPS detectado usando transformações em cascata $A - E$ adaptativas em frequência.	48
2.8 Resposta do A-GDSC-PLL sob distorção harmônica de ordem elevada ($v^{+1} = 1\angle 0^\circ$ p.u. e $v^{-11} = 0, 2\angle 0^\circ$ p.u.).	49
2.9 Resposta do A-GDSC-PLL sob distorção harmônica de ordem baixa ($v^{+1} = 1\angle 0^\circ$ p.u. e $v^{+3} = 0, 2\angle 0^\circ$ p.u.).	50
2.10 Resposta do A-GDSC-PLL sujeito a desequilíbrios ($v^{+1} = 1\angle 0^\circ$ p.u. e $v^{-1} = 0, 3\angle 0^\circ$ p.u.).	51
2.11 Desempenho do A-GDSC-PLL sujeito a sinais desbalanceados e fortemente distorcidos ($v^{+1} = 1\angle 0^\circ$ p.u., $v^{-1} = 0, 4\angle 0^\circ$ p.u., $v^{+h} = \frac{0,7\angle 0^\circ}{h}$ p.u. e $v^{-h} = \frac{0,6\angle 0^\circ}{h}$ p.u., $h = 2, 3, \dots, 25$).	52
2.12 Capacidade do A-GDSC-PLL em detectar o 5º harmônico de sequência positiva $v_{abc}^{'+5}$ para o mesmo caso da Figura 2.11.	53
2.13 Capacidade do A-GDSC-PLL em detectar o 5º harmônico de sequência negativa v_{abc}^{-5} para o mesmo caso da Figura 2.11.	53

3.1	Exemplo de tensão de rede contaminada por componente $h = -4$ em termos de vetores espaciais.	57
3.2	Exemplo de cancelamento da componente $h = -4$ por operações vetoriais. . .	58
3.3	Detalhamento da transformação $\vec{f}_{gdsc} = \vec{s}_{\alpha\beta T}(kT_s)$	59
3.4	Diagrama simplificado de um módulo de filtragem GDSC com destaque dos termos apresentados na Figura 3.3.	59
3.5	Cascadeamento dos módulos GDSC A a E constituindo um estimador fasorial GDSC de FFPS (GDSC-FFPS).	65
3.6	Resposta em frequência (a) simultânea de cada módulo GDSC individual e (b) do cascadeamento GDSC ABCDE, todos empregados na estimação do fasor de sequência positiva sob amostragem de 960 Hz.	68
3.7	Resposta em frequência (a) simultânea de cada módulo GDSC individual e (b) do cascadeamento GDSC ABCDE, todos empregados na estimação do fasor de sequência negativa sob amostragem de 960 Hz.	69
3.8	Resposta em frequência do estimador fasorial GDSC empregado para a estimação do fasor de FFPS projetado considerando amostragem de 960 Hz e encadeamento de ganhos ABC.	71
3.9	Resposta em frequência do estimador fasorial GDSC empregado para a estimação do fasor de FFNS projetado considerando amostragem de 960 Hz e encadeamento de ganhos ABC.	71
3.10	Diagrama simplificado do PE-A-GDSC.	72
3.11	<i>Benchmark</i> empregado em (PHADKE; IBRAHIM; HLIBKA, 1977) para o desenvolvimento do SCDR e modelagem do SCDR-GDSC proposto.	74
3.12	Diagrama esquemático da estimação do SCDR-GDSC.	81
4.1	Parâmetros de sequência positiva da LT 230 kV Bom Jesus da Lapa (BJL) - Brotas de Macaúbas (BMC) pertencente ao sub-sistema sudoeste da CHESF.	85
4.2	Sinais de corrente e tensão aplicados nas simulações: (a) e (b) decorrentes de defeito fase-terra na fase A e (c) e (d) de defeito entre as fases BC.	86
4.3	Reatância aparente estimada pelos SNDR-GDSC e SNDR-DFT decorrente de FTSF64.	89
4.4	Resistência aparente estimada pelos SNDR-GDSC e SNDR-DFT decorrente de FTSF64.	90
4.5	Tabela-resumo de sensibilização de zonas decorrente de FTSF64	91

4.6	Trajectoria no plano RX da impedância aparente estimada pelos SNDR-GDSC (sólida) e SNDR-DFT (tracejada) decorrente de FTSF64.	92
4.7	Reatância aparente estimada pelos SNDR-GDSC e SNDR-DFT decorrente de FTMA64.	94
4.8	Resistência aparente estimada pelos SNDR-GDSC e SNDR-DFT decorrente de FTMA64.	95
4.9	Tabela-resumo de sensibilização de zonas decorrente de FTMA64.	96
4.10	Trajectoria no plano RX da impedância aparente estimada pelos SNDR-GDSC (sólida) e SNDR-DFT (tracejada) decorrente de FTMA64.	97
4.11	Reatância aparente estimada pelos SNDR-GDSC e SNDR-DFT decorrente de FF64.	99
4.12	Resistência aparente estimada pelos SNDR-GDSC e SNDR-DFT decorrente de FF64.	100
4.13	Tabela-resumo de sensibilização de zonas decorrente de FF64.	101
4.14	Trajectoria no plano RX da impedância aparente estimada pelos SNDR-GDSC (sólida) e SNDR-DFT (tracejada) decorrente de FF64.	102
4.15	Reatância aparente estimada pelos SNDR-GDSC e SNDR-DFT decorrente de FTSF16.	103
4.16	Resistência aparente estimada pelos SNDR-GDSC e SNDR-DFT decorrente de FTSF16.	104
4.17	Tabela-resumo de sensibilização de zonas decorrente de FTSF16	105
4.18	Trajectoria no plano RX da impedância aparente estimada pelos SNDR-GDSC (sólida) e SNDR-DFT (tracejada) decorrente de FTSF16.	106
4.19	Reatância aparente estimada pelos SNDR-GDSC e SNDR-DFT decorrente de FTMA16.	108
4.20	Resistência aparente estimada pelos SNDR-GDSC e SNDR-DFT decorrente de FTMA16.	109
4.21	Tabela-resumo de sensibilização de zonas decorrente de FTMA16.	110
4.22	Trajectoria no plano RX da impedância aparente estimada pelos SNDR-GDSC e SNDR-DFT decorrente de FTMA16 (sólida - GDSC, tracejada - DFT). . .	111
4.23	Reatância aparente estimada pelos SNDR-GDSC e SNDR-DFT decorrente de FF16.	113
4.24	Resistência aparente estimada pelos SNDR-GDSC e SNDR-DFT decorrente de FF16.	114

4.25	Tabela-resumo de sensibilização de zonas decorrente de FF16.	115
4.26	Trajectoria no plano RX da impedância aparente estimada pelos SNDR-GDSC e SNDR-DFT decorrente de FF16 (sólida - GDSC, tracejada - DFT).	116
4.27	Tabela de critérios empregados na proposta de uma figura de mérito para auxiliar na avaliação do desempenho comparativo dos SNDR, nas quais MÉDIA DE MPNF $\Rightarrow \overline{\text{MPNF}}$ e MÉDIA DE MNNF $\Rightarrow \overline{\text{MNNF}}$	121
4.28	Tabelas de análise de desempenho para as simulações FTSF64, FTMA64 e FF64, nas quais RD GDSC/DFT por Zona $\Rightarrow \text{RDZ}_{\text{GDSC/DFT}}$ e RD GDSC/DFT Total $\Rightarrow \text{RDT}_{\text{GDSC/DFT}}$	123
4.29	Tabelas de análise de desempenho para as simulações FTSF16, FTMA16 e FF16, nas quais RD GDSC/DFT por Zona $\Rightarrow \text{RDZ}_{\text{GDSC/DFT}}$ e RD GDSC/DFT Total $\Rightarrow \text{RDT}_{\text{GDSC/DFT}}$	124
4.30	Comparação das razões de desempenho total para as simulações FTSF64, FTMA64, FF64, FTSF16, FTMA16 e FF16, onde RDT refere-se à razão de desempenho total.	125
4.31	Tabelas de análise de desempenho para as simulações a 960 Hz com defeitos incidentes apenas até a primeira metade da LT, nas quais RD GDSC/DFT por Zona $\Rightarrow \text{RDZ}_{\text{GDSC/DFT}}$ e RD GDSC/DFT Total $\Rightarrow \text{RDT}_{\text{GDSC/DFT}}$	126
4.32	Tabelas de análise de desempenho para as simulações a 960 Hz com defeitos incidentes apenas no terminal remoto da LT, nas quais RD GDSC/DFT por Zona $\Rightarrow \text{RDZ}_{\text{GDSC/DFT}}$ e RD GDSC/DFT Total $\Rightarrow \text{RDT}_{\text{GDSC/DFT}}$	127
4.33	Evolução comparativa da razão de desempenho total para as simulações FTSF16, FTMA16 e FF16, onde RDT refere-se à razão de desempenho total.	127
4.34	Tabelas de análise de desempenho para as simulações de defeitos FF e FT, nas quais RD GDSC/DFT por Zona $\Rightarrow \text{RDZ}_{\text{GDSC/DFT}}$ e RD GDSC/DFT Total $\Rightarrow \text{RDT}_{\text{GDSC/DFT}}$	129
4.35	Evolução comparativa da relação de desempenho por zona para as simulações FTSF64, FTMA64, FF64, FTSF16, FTMA16 e FF16, onde RDZ refere-se à razão de desempenho por zona.	131
4.36	Tabelas de análise de desempenho para as simulações sob 960 Hz e com filtro mímico no SNDR-DFT, nas quais RD GDSC/DFT por Zona $\Rightarrow \text{RDZ}_{\text{GDSC/DFT}}$ e RD GDSC/DFT Total $\Rightarrow \text{RDT}_{\text{GDSC/DFT}}$	133
4.37	Tensões e correntes resultantes de um curto-circuito monofásico na fase A a 15% do terminal remoto, coletado de <i>buffer</i> de RDP em COMTRADE, em referencial de fases e Clarke, aplicadas ao SNDR-GDSC.	136

4.38	Tensões instantâneas de sequência em referencial de Clarke filtradas pelo módulo PE-A-GDSC, resultantes de um curto-circuito monofásico na fase A, coletado de <i>buffer</i> de RDP em COMTRADE.	137
4.39	Correntes instantâneas de sequência em referencial de Clarke filtradas pelo módulo PE-A-GDSC, resultantes de um curto-circuito monofásico na fase A, coletado de <i>buffer</i> de RDP e armazenado em arquivo COMTRADE. . . .	138
4.40	Módulo (inferior) e componentes ortogonais (superior) de m pelo SCDR-GDSC, resultantes de um curto-circuito monofásico na fase A, coletado de <i>buffer</i> de RDP em COMTRADE.	139

LISTA DE TABELAS

2.1	Parâmetros de $A - E$ para detecção do vetor de FFPS.	41
2.2	Parametrização do A-GDSC-PLL para detecção do vetor FFPS em sinal trifásico de 50 Hz amostrado com 16 kHz.	48
3.1	Tabelas de parametrização do $\vec{G}_+^{(1)}$ sob 1920 Hz ($N = 32$ amostras/ciclo).	63
3.2	Tabelas de parametrização do $\vec{G}_-^{(1)}$ sob 1920 Hz ($N = 32$ amostras/ciclo).	63
3.3	Tabelas de parametrização do $\vec{G}_+^{(1)}$ e $\vec{G}_-^{(1)}$ para amostragem a 3840 Hz (64 amostras/ciclo) e 920 Hz (16 amostras/ciclo).	64

LISTA DE NOMENCLATURAS E SÍMBOLOS

$[F]$	Matriz de <i>Fortescue</i>
$[T_{\alpha\beta 0}]$	Transformada de <i>Clarke</i>
h	h -ésima componente harmônica
i	i -ésima fase de um sistema polifásico
γ	Rotação espacial de 120° em sentido anti-horário
γ^2	Rotação espacial de 120° em sentido horário
$\hat{S}_i^{(h)}$	Valor de pico da h -ésima componente harmônica do sinal discretizado
ω	Frequência angular da componente fundamental em $[rad/s]$
\overline{MNNF}	Média aritmética simples das NF, normalizada por W, no contexto das figuras de mérito.
\overline{MPNF}	Média aritmética simples das MPNF, no contexto das figuras de mérito.
$RDT_{GDSC/DFT}$	Relação de desempenho GDSC/DFT total
$RDZ_{GDSC/DFT}$	Relação de desempenho GDSC/DFT por zona
θ_d	Valor de um retardo angular
θ_r	Valor constante de ângulo
\tilde{S}	Representação fasorial de um dado sinal senoidal $s(t)$
$\tilde{S}_0^{(h)}(kT_s)$, $\tilde{S}_+^{(h)}(kT_s)$ e $\tilde{S}_-^{(h)}(kT_s)$	Fasores da h -ésima componente harmônica de sequência zero, positiva e negativa de um sinal discretizado com T_s
$\tilde{S}_a^{(h)}(kT_s)$, $\tilde{S}_b^{(h)}(kT_s)$ e $\tilde{S}_c^{(h)}(kT_s)$	Fasores da h -ésima componente harmônica de um sinal trifásico discretizado com T_s
$\tilde{S}_i^{(h)}(kT_s)$	Fasor da h -ésima componente harmônica do sinal discretizado
φ	Ângulo de defasagem de um dado sinal senoidal em $[rad]$
\vec{a}	Ganho complexo constante
\vec{f}_{gdsc}	Valor complexo na saída de uma transformada do tipo GDSC
$\vec{s}_{\alpha\beta}$	Vetor espacial em referencial estacionário $\alpha\beta$ ou de <i>Clarke</i>
\vec{s}_+ e \vec{s}_-	Vetores instantâneos representativos das componentes instantâneas de sequência positiva e negativa

$\vec{s}_{\alpha\beta}(kT_s)$	Vetor espacial em referencial estacionário $\alpha\beta$ ou de <i>Clarke</i> de um sinal discretizado com T_s
k	Amostra atual de um sinal discretizado
k_d	Quantidade de amostras referente a um atraso no tempo que fornece um ângulo de retardo θ_d radianos
N	Número de amostras por ciclo de fundamental
s_0	Componente instantânea de sequência zero
s_a, s_b e s_c	Valores instantâneos de uma sistema trifásico generalizado
s_α e s_β	Componentes ortogonais α e β do vetor espacial em referencial estacionário $\alpha\beta$ ou de <i>Clarke</i>
$s_i(kT_s)$	Sinal $s(t)$ discretizado com T_s
T_s	Período de amostragem considerado em uma discretização
16	No contexto de estimação fasorial significa estimação sob 16 amostras/ciclo
32	No contexto de estimação fasorial significa estimação sob 32 amostras/ciclo
64	No contexto de estimação fasorial significa estimação sob 64 amostras/ciclo
A-GDSC-PLL	GDSC Adaptável em Frequência (<i>Adaptive Generalized Delayed Signal Cancellation Phased-Locked Loop</i>)
PE-A-GDSC	Estimador Fasorial baseado em GDSC Adaptável em Frequência (<i>Adaptive Generalized Delayed Signal Cancellation Phasor Estimator</i>)
CF	Filtro mímico presente no SNDR-DFT
COMTRADE	<i>Common format for transient data exchange</i>
DFT	Transformada Discreta de Fourier (<i>Discrete Fourier Transform</i>)
DKF	Filtro de Kalman Discretizado (<i>Discrete kalman Filter</i>)
DSOGI-PLL	PLL baseado em Duplo Integrador de Segunda Ordem Generalizado (<i>Dual Second Order Generalized Integrator PLL</i>)
DSRF	PLL sob Duplo Referencial Síncrono (<i>Double Synchronous Reference Frame PLL</i>)
FACTS	Sistemas de transmissão de energia elétrica sob corrente contínua (<i>Flexible AC Transmission Systems</i>)
FF	Defeito/curto-circuito fase-fase/entre fases

FF16	Cenário de simulação considerando defeito entre fases e estimação considerando 16 amostras/ciclo
FF64	Cenário de simulação considerando defeito entre fases e estimação considerando 64 amostras/ciclo
FFNS	Sequência negativa sob frequência fundamental (<i>Fundamental Frequency Negative Sequence</i>)
FFPS	Sequência positiva sob frequência fundamental (<i>Fundamental Frequency Positive Sequence</i>)
FFZS	Sequência zero sob frequência fundamental (<i>Fundamental Frequency Zero Sequence</i>)
FIR	Resposta Finita ao Impulso (<i>Finite Impulse Response</i>)
FT	Defeito/curto-circuito fase-terra/monofásico
FTMA16	Cenário de simulação considerando defeito monofásico com ângulo de incidência máximo e estimação considerando 16 amostras/ciclo
FTMA64	Cenário de simulação considerando defeito monofásico com ângulo de incidência máximo e estimação sob 64 amostras/ciclo
FTSF16	Cenário de simulação considerando defeito monofásico com filtro mímico ausente no SNDR-DFT e estimação considerando 16 amostras/ciclo
FTSF64	Cenário de simulação considerando defeito monofásico com filtro mímico ausente no SNDR-DFT e estimação considerando 64 amostras/ciclo
GDSC	Método Generalizado de Cancelamento por Sinais Atrasados (<i>Generalized Delayed Signal Cancelation</i>)
IED	Dispositivos Eletrônicos Inteligentes (<i>Intelligent Electronic Devices</i>)
LPF	Filtro passa baixas (<i>Low-Pass Filter</i>)
LT	Linha de Transmissão
MA	Máximo ângulo de incidência de defeito, ou seja, 90°
MI	Mínimo ângulo de incidência de defeito, ou seja, 0°
MPNF	Média ponderada das nota finais, no contexto das figuras de mérito.
NF	Nota final, no contexto das figuras de mérito.
NI	Nota inicial, no contexto das figuras de mérito.
PI	<i>Controlador proporcional-integral</i>
R1	Banda resistiva da zona de subalcance ou de primeira zona

R2	Banda resistiva da zona de sobrealcance ou de segunda zona
RDP	Registrador digital de perturbação
RE	Incidência de defeito/curto-circuito no terminal remoto da LT
RF	Resposta em frequência
RLT	Resistência da LT
SCDR	Relé de Distância baseado em Componentes Simétricas (<i>Symmetrical Component Distance Relay</i>)
SEP	Sistema elétrico de potência
SF	Filtro mímico ausente no SNDR-DFT
SNDR-GDSC	Relé numérico de Distância Simplificado baseado em GDSC (<i>Simplified Numerical Distance Relay Based on Generalized Delayed Signal Cancellation Method</i>)
SRF	PLL sob Referencial Síncrono (<i>Synchronous Reference Frame PLL</i>)
TC	Transformador de Corrente
THD	Distorção harmônica total (<i>Total harmonic distortion</i>)
TI	Transformador de Instrumentos
TP	Transformador de Potencial
UM	Incidência de defeito/curto-circuito na metade da LT
UQ	Incidência de defeito/curto-circuito a um quarto do terminal local, ou seja, em 25% da LT
W	Peso, no contexto das figuras de mérito.
X1	Alcance reativo da zona de subalcance ou de primeira zona
X2	Alcance reativo da zona de sobrealcance ou de segunda zona
XLT	Reatância indutiva da LT
Z1	Zona de subalcance ou primeira zona
Z2	Zona de sobrealcance ou segunda zona
ZCC	Zona de defeito
ZLT	Zona da LT

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	19
1.1	Relés Numéricos de Proteção	20
1.2	Proteção de Linhas de Transmissão por Relés Numéricos de Distância . . .	21
1.3	Estimação Fasorial em Relés Numéricos de Distância	23
2	TEORIA DO GDSC-PLL	27
2.1	Vetores Espaciais	28
2.2	Fundamentação Teórica do GDSC-PLL	37
2.3	Implementação Computacional do GDSC-PLL	40
2.4	Esquema Adaptativo em Frequência do GDSC-PLL	44
2.5	Comportamento do GDSC-PLL	48
3	RELÉ NUMÉRICO DE DISTÂNCIA SIMPLIFICADO BASEADO EM FILTRAGEM GDSC	55
3.1	Projeto de um Estimador Fasorial Baseado em GDSC	56
3.1.1	Interpretação Vetorial da Transformação GDSC	56
3.1.2	Considerações Gerais de Projeto do Filtro GDSC para Estimação Fasorial . .	58
3.2	Resposta em Frequência do Estimador Fasorial Baseado em GDSC	67
3.3	Proposta de Algoritmo de Estimação de Impedância para Relé de Distância Baseado em PE-A-GDSC	72
4	RESULTADOS DAS SIMULAÇÕES E DA IMPLEMENTAÇÃO EM HARDWARE	83
4.1	Simulações	83
4.1.1	Descrição e Metodologia das Simulações	83
4.1.2	Apresentação, Discussão e Análise dos Resultados de Simulação	86
4.2	Implementação em <i>Hardware</i>	134
5	CONCLUSÕES	140
	REFERÊNCIAS	144

1 | INTRODUÇÃO

A proteção de sistemas elétricos de potência é uma tarefa necessária para garantir a disponibilidade de energia elétrica aos consumidores. Perturbações nos sistemas elétricos podem ocasionar desvios severos na sua operação sob regime permanente, provocando interrupções no suprimento da energia. Relés de proteção são dispositivos empregados na monitoração destas perturbações e, quando necessário, devem atuar com seletividade e rapidez na extinção dos curtos-circuitos, sub/sobretensões, sub/sobrefrequência, etc; através do envio de comandos de abertura (*trip*) aos disjuntores associados aos componentes do sistema elétrico de potência a serem protegidos. A abertura destes disjuntores visa desenergizar o objeto protegido, ou seja, o componente de sistema elétrico, protegido pelo sistema de proteção, que se encontra submetido à condição de defeito. Por exemplo, no caso de curto-circuitos, a desenergização da linha de transmissão (LT) elimina o caminho de baixa impedância entre a fonte e o local da ocorrência.

Para garantir atuação rápida e seletiva, sem comprometimento da precisão, é importante que os relés numéricos de proteção sejam capazes de, apenas através do processamento das tensões e correntes medidas, discernir sobre o estado do objeto protegido, isto é, se opera sob condição defeituosa ou se passa por apenas um transitório de manobra. Para tanto, estes dispositivos precisam ser capazes de extrair informações relevantes das grandezas monitoradas, abstraindo os demais sinais sobrepostos ao sinal que efetivamente guardam informação sobre o estado do sistema. Por isso, o interesse em extrair ou estimar os fasores

das grandezas monitoradas.

1.1 Relés Numéricos de Proteção

Os primeiros relés de proteção pouco se diferenciavam de medidores de energia adaptados com contatos para operarem como um comparador. Esses dispositivos rudimentares logo evoluíram para os relés eletromecânicos, mais sensíveis e precisos, assim denominados devido à eletromecânica mais sofisticada que passou a ser empregada.

Com a revolução no campo da eletrônica causada pelas válvulas, os engenheiros de proteção logo trataram de emular, eletronicamente, o comportamento dos relés eletromecânicos e surgiram, então, com a natural evolução das válvulas para os transistores, os relés estáticos ou eletrônicos. Estes, agora, baseados em portas lógicas, amplificadores operacionais e dispositivos, tais como circuitos inversores, integradores, somadores, etc; permitiram o emprego de funções temporizadas por constantes de tempo resultantes da associação de resistores e capacitores.

O período analógico dos relés de proteção não durou muito devido ao advento da microeletrônica que revolucionou inteiramente o cenário tecnológico da indústria de relés de proteção. Surgiam os primeiros relés baseados em *chips* microprocessados, verdadeiras colônias encapsuladas de transistores, deixando para trás o paradigma das proteções convencionais (eletromecânicas e estáticas analógicas), pois dispunha-se, agora, de relés que não processavam as grandezas elétricas diretamente, mas sim números representativos destas grandezas. Daí a denominação sugestiva de relés numéricos, ou relés digitais, como são popularmente conhecidos.

Para realizar esse referido processamento numérico, foi indispensável a introdução de uma entidade até então irrelevante para os relés de tecnologia convencional: o *software*. Nas versões mais modernas dos relés numéricos, o *software* permitiu agregar multifuncionalidade a estes dispositivos de proteção, ou seja, disponibilizar, em um só *hardware*, a maioria das funções de proteção disponíveis (sobrecorrente, distância, diferencial percentual, sub/sobretensão, sub/sobrefrequência, *line-check*, *weak-infeed*), com possibilidade de auxílio

por teleproteção. Além disso, esses relés passariam a ter capacidade de implementação de lógicas de controle flexíveis definidas pelo usuário, bem como funções de medição, registro de grandezas em *buffers* para análise futura e possibilidade de interconexão em redes de dados. Esses dispositivos, na verdade, são referidos na literatura como dispositivos eletrônicos inteligentes, ou da sigla inglesa IED (*Intelligent Electronic Devices*).

O histórico dos relés mais rudimentares, passando pelos estáticos até os primeiros dispositivos baseados em microprocessadores está bem descrito por em (PAITHANKAR, 2010).

Para um aprofundamento sobre relés numéricos, os trabalhos desenvolvidos em (PHADKE; THORP, 2009) e (JOHNS; SALMAN, 1995) são indicados.

Já referente aos IED, o guia do fabricante (ALSTOM, 2011) é bastante didático na abordagem do conceito de multifuncionalidade.

1.2 Proteção de Linhas de Transmissão por Relés Numéricos de Distância

A proteção dos vãos de LT em subestações modernas de alta tensão é predominantemente realizada pelos relés numéricos de distância. Isso tanto devido à robustez inerente à própria função de distância¹, quanto ao alto grau de disponibilidade e confiabilidade dos dispositivos microprocessados. A proteção de distância utiliza-se da monitoração de tensões e correntes, para estimar a impedância de sequência positiva aparente vista pelo relé, associada a uma filosofia de superposição de zonas de proteção, de modo a eliminar possíveis zonas cegas e garantir a seletividade. Os livros (COOK, 1985) e (ZIEGLER, 2006) dissertam sobre o tema de forma clara e com o grau de detalhe requerido para iniciação ao assunto.

A aplicação da proteção de distância a linhas de transmissão, ainda em tecnologia eletromecânica, foi abordada inicialmente por *Warrington*. O autor publicou, entre 1943 e 1946, dois artigos de grande relevância para a área (WARRINGTON, 1943;

¹A robustez da proteção de distância consiste no fato de a mesma depender da impedância de sequência positiva “vista” pelo relé, grandeza essa que é função da impedância de sequência positiva da LT protegida e da topologia da rede elétrica nas vizinhanças do seu ponto de instalação.

WARRINGTON, 1946). Nestas referências, ele propõe a aplicação de relés de distância do tipo impedância e admitância (ou mho) para a proteção de linhas de transmissão.

Lewis e Tippett (1947) apresentaram, sob um preciso e rigoroso equacionamento em componentes simétricas, os fundamentos de um relé de distância baseado em *loops* de proteção. Com o objetivo de propor uma melhoria na precisão do relés de distância existentes na época, os autores acabaram disponibilizando uma rica revisão da teoria de proteção de distância.

Para a realização de suas funções, os relés numéricos de distância devem diferenciar o tipo de defeito que acomete sua zona de proteção a fim de isolá-lo de forma correta, em conformidade com o princípio da seletividade da proteção. Para tanto, é importante que os algoritmos internos que modelam a proteção de distância extraiam, através de medição das grandezas elétricas relevantes, informações para a tomada de decisão.

Por grandezas elétricas relevantes, entenda-se fasores, na frequência fundamental, das correntes e tensões medidas pelos transformadores de instrumentos (TI), o que exige que, em geral, as componentes de decaimento exponencial e harmônicas de ordens elevadas necessitem ser eliminadas, com o uso de filtros analógicos (*anti-aliasing*) e digitais, antes do processamento do algoritmo interno de seleção e localização do defeito, além do de *trip*.

O que se tem, na prática, é a superposição de sinais indesejáveis à componente na frequência fundamental: componentes contínuas e harmônica nas tensões e correntes. Essas componentes são devidas a faltas ou decorrentes de transitórios de manobra, como os originados do chaveamento de linhas de transmissão médias e longas ou mesmo por correntes de energização de transformadores (*inrush*) que se propagam ao longo da LT. Segundo Elmore, Kramer e Zocholl (1993), tais sinais indesejáveis contaminam os sinais das grandezas elétricas monitoradas pelos relés e, se não forem tratados antes do processamento por parte dos algoritmos comparadores, podem incorrer em estimação errônea da impedância vista pelo relé, comprometendo o princípio da seletividade dos sistemas de proteção.

Ao mesmo tempo, a eliminação de componentes harmônicas indesejáveis não deve comprometer o princípio da rapidez da proteção, deixando a zona protegida exposta às

correntes de defeito apenas o mínimo de tempo possível para a extinção do defeito. Essa discussão sobre a relação precisão-rapidez de relés de distância pode ser revisada no artigo de Thorp et al. (1979).

Como se nota, está no algoritmo de estimação fasorial a responsabilidade de otimizar a relação precisão *versus* rapidez dos relés numérico de distância, verificando a importância em se propor uma técnica de estimação fasorial adequada, de modo a contribuir nesta área de pesquisa.

1.3 Estimação Fasorial em Relés Numéricos de Distância

Ao contrário dos relés de distância convencionais, os relés numéricos de distância submetem, aos seus algoritmos internos, não os valores instantâneos das tensões e correntes monitoradas, mas os fasores representativos destas grandezas.

São predominantes entre os relés numéricos comerciais, como nas séries 7SJx, 7SAx e 7UTx da Siemens®; séries P14x, P44x e P54x da Alstom® e séries SEL-x51, SEL-x21 e SEL-x87 da Schweitzer Engineering Laboratories®, os que se utilizam da análise de Fourier para estimar grandezas de interesse antes de submeter os sinais monitorados pelos transformadores de potencial (TP) e corrente (TC) ao algoritmo de comparação. Nestes dispositivos, antes do processamento da lógica interna de comparação, a estimação numérica fasorial das grandezas monitoradas é processada.

Entre as variações das técnicas de estimação baseadas em análise de Fourier, a transformada discreta de *Fourier* (DFT) é a mais empregada em implementações em *hardware*. O emprego da DFT de um ciclo é capaz de eliminar, por exemplo, completamente as harmônicas de sinais de tensão e corrente, tal como um filtro sintonizado na frequência fundamental. A DFT de um ciclo tem um compromisso forte com a precisão da estimação e é menos compromissada com a rapidez, já que, apenas após um período da fundamental da grandeza estimada, se pode garantir precisão nos cálculos. O trabalho (MCLAREN; REDFERN, 1975) é um dos primeiros a tratar das características da estimação fasorial por DFT aplicadas a relés numéricos de proteção.

É possível melhorar a rapidez da estimação fasorial por DFT, adaptando o algoritmo para operação em meio ciclo, evidentemente assumindo uma perda de exatidão, caso estejam presentes no sinal componentes de decaimento exponencial e/ou harmônicos de ordem par. Tal adaptação foi proposta em (PHADKE; IBRAHIM; HLIBKA, 1977).

Uma estratégia alternativa de estimação fasorial estudada (SCHWEITZER-III; HOU, 1992) é a utilização isolada dos filtros seno e cosseno, isto é, as parcelas responsáveis pelos cálculos das componentes real e imaginária dos fasores estimados em um filtro DFT de um ciclo. Trata-se de uma estratégia de reduzido custo computacional, porém com a indesejável possibilidade de operação sobre-cíclica. Os autores também concluem que o filtro cosseno possui desempenho desejável especialmente se existirem componentes de decaimento exponencial. O trabalho (ALTUVE; DIAZ; VAZQUEZ, 1995) parte da análise feita por Schweitzer-III e Hou (1992) e propõem uma filtragem com filtros cosseno para a estimação fasorial das correntes, devido ao comportamento desejável desses filtros quando da presença de harmônicos de baixa ordem, inclusive componentes de decaimento exponencial; e filtros seno para as tensões, devido à boa rejeição de altas frequências, comuns em sinais de tensão, principalmente em condições transitórias. Os autores concluem que o filtro proposto, denominado seno-cosseno, possui um desempenho satisfatório para a estimação fasorial.

A implementação recursiva de um algoritmo de estimação fasorial baseada em DFT de um ciclo foi objeto de estudo em (PHADKE; THORP; ADAMIAK, 1983) e em (DARWISH; FIKRI, 2007). Esse tipo de implementação possui um custo computacional muito reduzido, porém o comportamento transitório deste algoritmo apresenta-se insatisfatório quando da presença de componentes de decaimento exponencial além de componentes interarmônicas (harmônicas não múltiplas da fundamental). Darwish e Fikri (2007), adicionalmente, abordam soluções práticas para mitigar o problema da instabilidade numérica existente na implementação recursiva em *hardware*.

Outros métodos mais modernos de estimação fasorial em relés numéricos são referenciados na literatura. Entre eles, destacam-se, pelas pesquisas realizadas, os baseados no método dos mínimos quadrados e, mais recentemente, na transformada *wavelet*.

Referente à estimação fasorial baseada no método dos mínimos quadrados os trabalhos (SACHDEV; BARIBEAU, 1979; SACHDEV; GIRAY, 1985), (JOHNS; SALMAN, 1995) e (PHADKE; THORP, 2009) abordam com detalhe o tema.

Sobre a estimação por *wavelet*, (WONG et al., 2001), (OSMAN; MALIK, 2004) e (LIANG; JEYASURYA, 2004) são artigos recomendáveis para o entendimento desta técnica moderna de estimação fasorial. Os recentes trabalhos dos autores nacionais Silva (2009) e Júnior (2014) abordam a aplicação da estimação por *wavelet* na proteção de distância.

Como primeira contribuição apresentada neste trabalho, propõe-se desenvolver um método de estimação fasorial para relés numéricos a ser aplicado a um relé numérico de distância simplificado (SNDR) baseado no método de filtragem GDSC (*Generalized Delayed Signal Cancellation*), ou, em português, Método Generalizado de Cancelamento por Sinal Atrasado. Esse filtro foi empregado no A-GDSC-PLL (*Adaptive Generalized Delayed Signal Cancellation Phased-Locked Loop*), algoritmo proposto em (NEVES et al., 2010; NEVES et al., 2012), para aplicações relacionadas à sincronização do controle vetorial de conversores de potência. A abordagem matemática dada ao método é baseada em vetores espaciais, conceito originalmente empregado em controle e acionamento de máquinas elétricas.

Através de uma formulação discretizada no tempo e inerentemente polifásica, o método GDSC permite, com o uso de poucas operações aritméticas, a eliminação de famílias de vetores espaciais de componentes harmônicas de sequência positiva e negativa, além de homopolares, especificamente indesejadas, extraíndo/filtrando apenas o vetor espacial de interesse. Neste trabalho, o referido filtro vetorial é redefinido para estimação de fasores de sequência, originando o que aqui é denominado de estimador fasorial baseado em GDSC adaptável em frequência (PE-A-GDSC).

Uma segunda contribuição é a implementação em hardware (embarcada na placa microcontroladora DS1005 do DSpaceTM) de um modelo de SNDR baseado no PE-A-GDSC proposto, aqui denominado SNDR-GDSC.

Como preparação ao desenvolvimento da proposta, temas como relés numéricos de proteção, proteção de linhas de transmissão por relés numéricos, estimação fasorial em

relés numéricos e vetores espaciais são apresentados introdutoriamente. É também indicada literatura relevante sobre esses temas, fruto da revisão bibliográfica realizada durante a etapa inicial da pesquisa. Atenção particular foi dada ao tema vetor do espacial, dado que a compreensão do seu conceito aplicado a sistemas trifásicos é fundamental para o desenvolvimento da estimação proposta no presente trabalho, que é formulada vetorialmente.

Dada a importância do GDSC-PLL para o estimador proposto neste trabalho, um capítulo foi dedicado à sua teoria. Neste capítulo sua modelagem matemática, sua implementação computacional e seu esquema adaptativo são revisitados; a fim de ressaltar as características que tornaram este filtro atraente para aplicações de estimação fasorial.

2 | TEORIA DO GDSC-PLL

Este capítulo é resultado da revisão bibliográfica sobre o GDSC-PLL, realizada durante a pesquisa de doutorado e dedicada a apresentar a formulação matemática do GDSC-PLL (*Generalized Delayed Signal Cancelation Phase Locked-Loop*), que, em sua essência é um filtro formulado em referencial de Clarke (GDSC) e empregado para detectar vetores espaciais (PLL). A metodologia dessa técnica é fundamentada em transformações matemáticas que fazem uso de armazenamentos de valores passados dos sinais. O GDSC-PLL (SOUZA, 2012) possui a propriedade de ser imune a desequilíbrios e harmônicos sejam estes de sequência positiva ou negativa que eventualmente aparecem na rede elétrica. O mesmo é sustentado por transformações que empregam apenas simples cálculos aritméticos: somas, subtrações, multiplicações e apenas uma divisão.

Ressalta-se que, por considerar aplicações onde a rede elétrica se apresenta com topologia a três condutores, ou seja, sem neutro acessível, o GDSC-PLL não é originalmente concebido para detectar componentes de sequência zero, afinal de contas a motivação para o desenvolvimento deste PLL foi a melhoria de técnicas de controle de conversores baseados em eletrônica de potência para conexão desses à rede elétrica, o que configura geralmente um sistema a três fios. Assim, neste capítulo a detecção da componente homopolar não será abordada, sendo tal questão oportunamente abordada nos capítulos seguintes.

2.1 Vetores Espaciais

O método de estimação fasorial proposto nesse trabalho utiliza-se de filtros formulados em termos de vetores espaciais. Por isso, considerou-se importante iniciar a presente seção apresentando este conceito pouco discutido, ou mesmo desconhecido, no campo da proteção de sistemas elétricos. Para tornar didática a apresentação deste conceito, a explanação é conduzida de modo a explicitar uma relação existente entre as componentes simétricas de *Fortescue* e o conceito de vetores espaciais. Essa relação despertou o interesse em aplicar a filtragem GDSC, originalmente proposta em algoritmos de sincronização, para a estimação fasorial em relés digitais de proteção.

O conceito de vetor espacial é estreitamente relacionado à área de modelagem e acionamento de máquinas elétricas (KOVÁCS, 1984), teorias de potência instantânea e eletrônica de potência (AKAGI; WATANABE; AREDES, 2007; CORTÉS, 2005). O emprego desta formulação permite o desacoplamento de variáveis, redução de ordem das equações dinâmicas de estado e novas estratégias de controle e modulação vetorial, que conferem precisão e controlabilidade, por exemplo, ao acionamento de motores elétricos de corrente alternada e ao comando de conversores estáticos. Os vetores espaciais são grandezas vetoriais dependentes do tempo e capazes de representar, de forma compacta, grandezas polifásicas as mais gerais possíveis, isto é, senoidais ou não-senoidais, simétricas ou assimétricas e equilibradas ou desequilibradas.

A análise de sistemas trifásicos genéricos é comumente realizada através do método das componentes simétricas, pois, com esta ferramenta, é possível extrair informações características sobre o sistema estudado, não tão explícitas quando o mesmo se apresenta em referencial de fases (referencial *abc*).

O método das componentes simétricas é ferramenta indispensável na análise de redes elétricas sob defeito. Por isso, justifica-se sua larga aplicação no campo da proteção de sistemas elétricos de potência. Ele foi proposto por Fortescue (1918) e, posteriormente, aplicado ao campo da proteção de sistemas elétricos por Wagner e Evens (1933). O referido método é aplicável a sistemas trifásicos genéricos e, através do emprego de

transformações trigonométricas representadas matematicamente pela matriz de *Fortescue* [F], permite decompor um conjunto de grandezas de fase original em um conjunto de grandezas simétricas e equilibradas em número igual ao das fases deste sistema.

Matematicamente, o método das componentes simétricas, aplicado sobre sistemas trifásicos, é apresentado por

$$\begin{bmatrix} \tilde{S}_+ \\ \tilde{S}_- \\ \tilde{S}_0 \end{bmatrix} = [F] \begin{bmatrix} \tilde{S}_a \\ \tilde{S}_b \\ \tilde{S}_c \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 & \gamma & \gamma^2 \\ 1 & \gamma^2 & \gamma \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{S}_a \\ \tilde{S}_b \\ \tilde{S}_c \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} \tilde{S}_a + \gamma\tilde{S}_b + \gamma^2\tilde{S}_c \\ \tilde{S}_a + \gamma^2\tilde{S}_b + \gamma\tilde{S}_c \\ \tilde{S}_a + \tilde{S}_b + \tilde{S}_c \end{bmatrix}, \quad (2.1)$$

na qual $\gamma = e^{j\frac{2\pi}{3}}$ e $\gamma^2 = e^{-j\frac{2\pi}{3}}$ representam, respectivamente, uma rotação espacial de 120° em sentido anti-horário e 120° em sentido horário, \tilde{S} é a representação fasorial de um dado sinal senoidal, $s(t)$, e os subscritos $+$, $-$ e 0 , referem-se às componentes simétricas de sequência positiva, negativa e zero, respectivamente.

Manipulando (2.1) adequadamente, chega-se a

$$\frac{1}{3} \begin{bmatrix} \tilde{S}_a + \gamma\tilde{S}_b + \gamma^2\tilde{S}_c \\ \tilde{S}_a + \gamma^2\tilde{S}_b + \gamma\tilde{S}_c \\ \tilde{S}_a + \tilde{S}_b + \tilde{S}_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \tilde{S}_a/3 \\ \tilde{S}_a/3 \\ \tilde{S}_a/3 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \gamma\tilde{S}_b/3 \\ \gamma^2\tilde{S}_b/3 \\ \tilde{S}_b/3 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \gamma^2\tilde{S}_c/3 \\ \gamma\tilde{S}_c/3 \\ \tilde{S}_c/3 \end{bmatrix}. \quad (2.2)$$

Fica explícito o efeito da aplicação da matriz de transformação de *Fortescue* de decomposição de um sistema trifásico qualquer em dois sistemas trifásicos simétricos equilibrados e um homopolar, representados matricialmente por cada termo do segundo membro da expressão em questão.

A aplicação da matriz de transformação de *Fortescue* a grandezas instantâneas foi proposta por *Lyon* na década de 50, especificamente em aplicação voltada para o estudo de transitórios em máquinas elétricas de corrente alternada (LYON, 1954). Essa operação, apesar de estranha em um primeiro momento, consiste no primeiro passo para a apresentação do conceito de vetor espacial. O cálculo destas componentes simétricas instantâneas é

representado por

$$\begin{bmatrix} \vec{s}_+ \\ \vec{s}_- \\ s_0 \end{bmatrix} = [F] \begin{bmatrix} s_a \\ s_b \\ s_c \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 & \gamma & \gamma^2 \\ 1 & \gamma^2 & \gamma \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_a \\ s_b \\ s_c \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} s_a + \gamma s_b + \gamma^2 s_c \\ s_a + \gamma^2 s_b + \gamma s_c \\ s_a + s_b + s_c \end{bmatrix}, \quad (2.3)$$

na qual s_a , s_b e s_c são, agora, valores instantâneos, ou seja, escalares como, por exemplo, os valores medidos de um sistema trifásico; \vec{s}_+ e \vec{s}_- são vetores instantâneos representativos das componentes instantâneas de sequência positiva e negativa, respectivamente; e s_0 é um escalar que representa a componente instantânea de sequência zero, que está presente quando há desequilíbrios ou desbalanços nas correntes e tensões em sistemas a quatro fios e apenas nas tensões em sistemas a três fios.

Convém observar que as componentes instantâneas de sequência positiva (\vec{s}_+) e negativa (\vec{s}_-), na transformação proposta por *Lyon*, são, sob qualquer circunstância, valores complexos conjugados. Assim, *Duesterhoef*, *Schulz* e *Clarke* (1951), propondo uma modificação no desenvolvimento apresentado em (*LYON*,1954) a fim de evitar essa redundância, desconsideraram a componente instantânea de sequência negativa e reescala por 2 a componente \vec{s}_+^1 , chegando a

$$\begin{bmatrix} \vec{s}_{\alpha\beta} \\ s_0 \end{bmatrix} = [T_{\alpha\beta 0}] \begin{bmatrix} s_a \\ s_b \\ s_c \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & \gamma & \gamma^2 \\ 1/2 & 1/2 & 1/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_a \\ s_b \\ s_c \end{bmatrix}, \quad (2.4)$$

na qual $\vec{s}_{\alpha\beta} = 2\vec{s}_+$ é denominado vetor espacial em referencial estacionário $\alpha\beta$ ou de *Clarke*; e s_0 , semelhantemente a *Lyon*, um escalar que representa a componente instantânea de sequência zero. Comumente (2.4), para fins de implementação computacional, é rerepresentada como em (2.5), ou seja, em termos das componentes ortogonais α e β do $\vec{s}_{\alpha\beta}$, já que desta forma os elementos da transformada de *Clarke* ($[T_{\alpha\beta 0}]$) são elementos reais.

$$\begin{bmatrix} s_\alpha \\ s_\beta \\ s_0 \end{bmatrix} = [T_{\alpha\beta 0}] \begin{bmatrix} s_a \\ s_b \\ s_c \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \\ 1/2 & 1/2 & 1/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_a \\ s_b \\ s_c \end{bmatrix}. \quad (2.5)$$

¹Considerando a aplicação da transformada de *Clarke* nas tensões e correntes de um sistema trifásico genérico, sem este reescalonamento a transformação de *Clark* é naturalmente invariante em potência, ou seja, numericamente, as potências expressas em referencial abc e em referencial de *Clarke* são equivalentes. Considerando o reescalonamento, a transformada torna-se invariante em módulo, ou seja, o módulo do vetor espacial e os valores máximos das senóides são numericamente equivalentes.

Um vetor espacial em referencial de *Clarke* é expresso em um sistema de coordenadas composto por eixos ortogonais formando um plano conhecido como plano $\alpha\beta$, referência ao nome das componentes ortogonais do vetor espacial, atribuído por *Clarke* ($\vec{s}_{\alpha\beta} = s_\alpha + js_\beta$).

A Figura 2.1 apresenta um vetor espacial genérico expresso simultaneamente nos referenciais de fase e *Clarke* e detalhe do seu lugar geométrico no plano $\alpha\beta$.

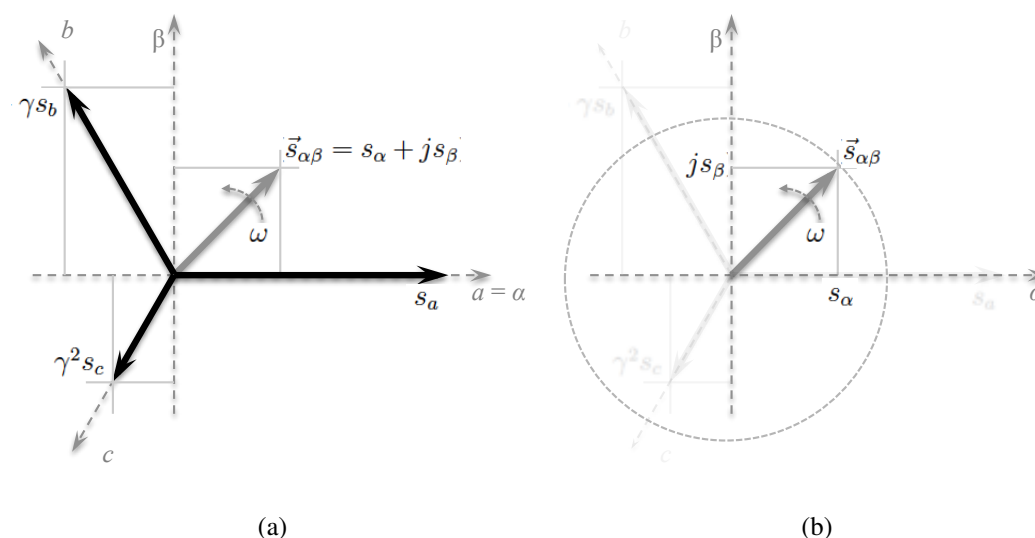


Figura 2.1: (a) Representação gráfica de um vetor espacial em referencial de *Clarke*. (b) Detalhe do lugar geométrico do vetor espacial de *Clarke* representativo de um sistema senoidal simétrico e equilibrado.

Notar que caso se desejasse incorporar à Figura 2.1 a componente instantânea de sequência zero, teria-se de introduzir um terceiro eixo ortogonal ao plano $\alpha\beta$ definindo, então, um espaço $\alpha\beta 0$. Sobre a componente instantânea de sequência zero, de fato, é comum no controle vetorial de corrente de conversores usados no acionamento de máquinas, lançar-se mão apenas da representação de *Clarke* no plano $\alpha\beta$. Devido ao frequente emprego, nessas aplicações, de conversores trifásicos a três fios, onde não há referência à terra, não há corrente de sequência zero, e a representação no plano de *Clarke* é suficiente para representar com fidelidade qualquer corrente que se estabeleça nesse sistema isolado a partir de um referencial de fases. No entanto, tratando-se de representação vetorial de tensões (mesmo em sistemas a três fios) ou de grandezas elétricas em sistemas a quatro fios, é indispensável contar com a componente instantânea de sequência zero, sob pena de ser incorrer em "perda" de informação quando da conversão para a formulação vetorial (AKAGI; WATANABE;

AREDES, 2007; CORTÉS, 2005).

A transformação de *Clarke* é matematicamente expressa, em formulação discreta no tempo, por

$$\vec{s}_{\alpha\beta}^{(h)}(kT_s) = \frac{2}{3} \left[s_a^{(h)}(kT_s) + \gamma s_b^{(h)}(kT_s) + \gamma^2 s_c^{(h)}(kT_s) \right] \quad (2.6)$$

e

$$s_0^{(h)}(kT_s) = \frac{1}{3} [s_a^{(h)}(kT_s) + s_b^{(h)}(kT_s) + s_c^{(h)}(kT_s)], \quad (2.7)$$

nas quais k é a amostra atual, T_s é o período de amostragem considerado na discretização e $h \in \mathbb{Z}$ e refere-se à h -ésima componente harmônica.

É importante perceber a diferença entre a conceituação de um vetor espacial e de um fasor, pois, embora ambos sejam matematicamente grandezas complexas, os fasores pertencem ao domínio da frequência e representam sinais senoidais puros (monofásico), enquanto os vetores espaciais são um conceito mais geral e representam sistemas trifásicos quaisquer (NOVOTNY; LIPO, 1996). Essa divergência conceitual, porém, é apenas aparente, pois essas duas grandezas complexas guardam uma relação muito próxima, especialmente se calculadas a partir de sistemas trifásicos senoidais, mesmo que genéricos, ou seja, desequilibrados e distorcidos por harmônicos.

Vale salientar que o vetor espacial em referencial de *Clarke* ($\vec{s}_{\alpha\beta}$) não sofre influência da componente de sequência zero (s_0). Em outras palavras, o vetor espacial correspondente a um sinal trifásico de sequência zero é igual ao que seria obtido caso se acrescentasse uma componente de sequência zero ao mesmo. Ao obter o vetor espacial de um conjunto trifásico de sinais, elimina-se a componente de sequência zero.

Considerando que os valores instantâneos (s_a , s_b e s_c) sejam provenientes de um sistema trifásico senoidal periódico genérico constituído por sinais de fase também periódicos e discretizados no tempo, tem-se.

$$\begin{aligned}
s_i(kT_s) &= \sum_{h=0}^{\infty} s_i^{(h)}(kT_s) \\
&= \sum_{h=0}^{\infty} \left[\hat{S}_i^{(h)} \cos(h\omega kT_s + \varphi_i^{(h)}) + \hat{S}_0^{(h)} \cos(h\omega kT_s + \varphi_0^{(h)}) \right] \\
&= \sum_{h=0}^{\infty} \left[\hat{S}_i^{(h)} \frac{e^{j(h\omega kT_s + \varphi_i^{(h)})} + e^{-j(h\omega kT_s + \varphi_i^{(h)})}}{2} \right. \\
&\quad \left. + \hat{S}_0^{(h)} \frac{e^{j(h\omega kT_s + \varphi_0^{(h)})} + e^{-j(h\omega kT_s + \varphi_0^{(h)})}}{2} \right] \\
&= \sum_{h=0}^{\infty} \frac{\hat{S}_i^{(h)} e^{j\varphi_i^{(h)}} e^{jh\omega kT_s} + \hat{S}_i^{(h)} e^{-j\varphi_i^{(h)}} e^{-jh\omega kT_s}}{2} \\
&\quad + \sum_{h=0}^{\infty} \frac{\hat{S}_0^{(h)} e^{j\varphi_0^{(h)}} e^{jh\omega kT_s} + \hat{S}_0^{(h)} e^{-j\varphi_0^{(h)}} e^{-jh\omega kT_s}}{2} \\
&= \sum_{h=0}^{\infty} \frac{\tilde{S}_i^{(h)}(kT_s) e^{jh\omega kT_s} + [\tilde{S}_i^{(h)}(kT_s)]^* e^{-jh\omega kT_s}}{2} \\
&\quad + \sum_{h=0}^{\infty} \frac{\tilde{S}_0^{(h)}(kT_s) e^{jh\omega kT_s} + [\tilde{S}_0^{(h)}(kT_s)]^* e^{-jh\omega kT_s}}{2}, \tag{2.8}
\end{aligned}$$

em que $i = \{a, b, c\}$ refere-se à identificação da i -ésima fase, φ é o ângulo de defasagem em $[rad]$, ω é a frequência angular da fundamental em $[rad/s]$, $\hat{S}_i^{(h)}$ representa o valor de pico da h -ésima componente harmônica do sinal amostrado, $s_i(kT_s)$, $\tilde{S}_i^{(h)}(kT_s)$ refere-se ao fasor da h -ésima componente harmônica do sinal amostrado e o sobrescrito $*$ indica grandeza complexa conjugada.

Considerando que um sistema trifásico generalizado seja composto por três fases gerais, apresentadas como em(2.8), aplicando a esses sinais a transformada de *Clarke*, apresentada em (2.6), e manipulando adequadamente a expressão resultante, obtém-se que um vetor

especial dado por

$$\begin{aligned}
\vec{s}_{\alpha\beta}(kT_s) &= \sum_{h=0}^{\infty} \vec{s}_{\alpha\beta}^{(h)}(kT_s) \\
&= \frac{2}{3} \sum_{h=0}^{\infty} \left[s_a^{(h)}(kT_s) + \gamma s_b^{(h)}(kT_s) + \gamma^2 s_c^{(h)}(kT_s) \right] \\
&= \frac{2}{3} \left[\sum_{h=0}^{\infty} s_a^{(h)}(kT_s) + \gamma \sum_{h=0}^{\infty} s_b^{(h)}(kT_s) + \gamma^2 \sum_{h=0}^{\infty} s_c^{(h)}(kT_s) \right] \\
&= \frac{1}{3} \sum_{h=0}^{\infty} \left(\tilde{S}_a^{(h)}(kT_s) + \tilde{S}_b^{(h)}(kT_s)\gamma + \tilde{S}_c^{(h)}(kT_s)\gamma^2 \right) e^{jh\omega kT_s} \\
&\quad + \frac{1}{3} \sum_{h=0}^{\infty} \left(\tilde{S}_a^{(h)}(kT_s) + \tilde{S}_b^{(h)}(kT_s)\gamma^2 + \tilde{S}_c^{(h)}(kT_s)\gamma \right)^* e^{-jh\omega kT_s} \\
&= \sum_{h=0}^{\infty} \tilde{S}_+^{(h)}(kT_s) e^{jh\omega kT_s} + \sum_{h=0}^{\infty} \left[\tilde{S}_-^{(h)}(kT_s) \right]^* e^{-jh\omega kT_s}. \tag{2.9}
\end{aligned}$$

Observa-se em (2.9) que o vetor espacial de *Clarke* é composto pela soma vetorial de dois outros vetores espaciais:

$$\begin{aligned}
\vec{s}_{\alpha\beta}(kT_s) &= \vec{s}_{\alpha\beta+}(kT_s) + \vec{s}_{\alpha\beta-}(kT_s) \\
&= \sum_{h=0}^{\infty} \vec{s}_{\alpha\beta+}^{(h)}(kT_s) + \sum_{h=1}^{\infty} \vec{s}_{\alpha\beta-}^{(h)}(kT_s), \tag{2.10}
\end{aligned}$$

em que $\vec{s}_{\alpha\beta+}^{(h)}(kT_s) = \tilde{S}_+^{(h)}(kT_s) e^{jh\omega kT_s}$ e $\vec{s}_{\alpha\beta-}^{(h)}(kT_s) = \left[\tilde{S}_-^{(h)}(kT_s) \right]^* e^{-jh\omega kT_s}$.

Observa-se ainda que os fasores $\tilde{S}_+^{(h)}(kT_s)$ e $\tilde{S}_-^{(h)}(kT_s)$ são os fasores de sequência positiva e negativa de *Fortescue* da h -ésima componente harmônica do sinal trifásico, respectivamente.

Na Figura 2.2, um vetor espacial resultante, representativo de um sistema trifásico hipotético, é apresentado como o resultado de uma soma de vetores espaciais representativos das componentes harmônicas presentes no sistema trifásico como, por exemplo, representativos das componentes fundamental ($\vec{s}_{\alpha\beta+}^{(1)}$), de segunda ($\vec{s}_{\alpha\beta+}^{(2)}$), de terceira ($\vec{s}_{\alpha\beta+}^{(3)}$) e de quarta ($\vec{s}_{\alpha\beta+}^{(4)}$) ordens de sequência positiva e de quarta ordem de sequência negativa ($\vec{s}_{\alpha\beta+}^{(-4)}$). Os vetores espaciais são apresentados em três instantes distintos de amostragem: amostra atual (k), em um quarto de janela atrás ($k - N/4$) e um quarto de janela à frente ($k + N/4$), em que N é o número de amostras por ciclo de fundamental.

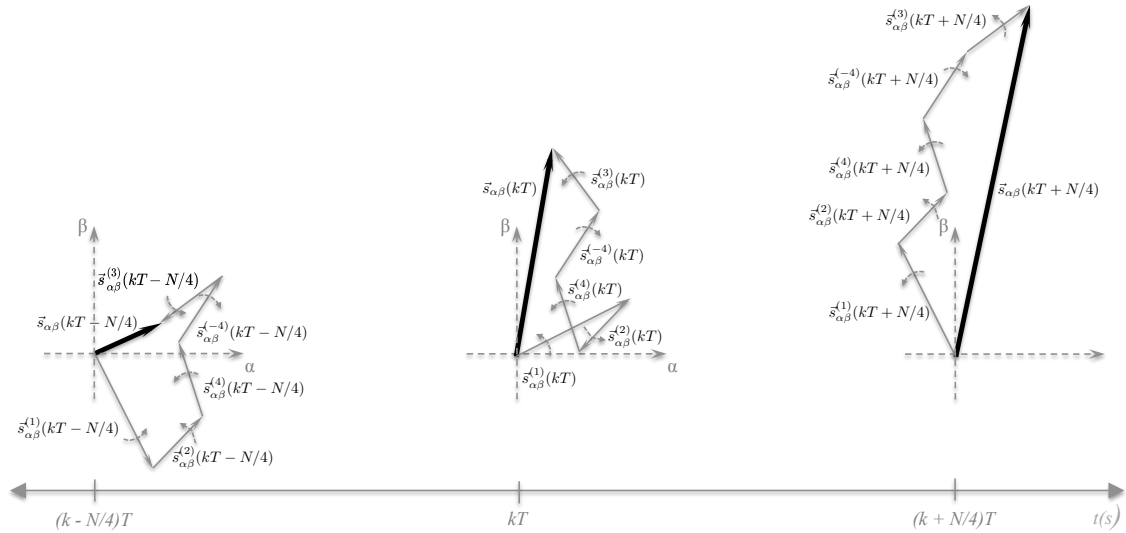


Figura 2.2: Vetor espacial representativo de um sistema trifásico distorcido por componentes harmônicas (vetores espaciais resultantes em linha sólida negra e vetores espaciais das componentes harmônicas em linha sólida cinza).

Analisando (2.9), conclui-se que a presença dos termos $e^{jh\omega kT}$ e $e^{-jh\omega kT}$ multiplicando os fasores de sequência positiva e negativa dá característica rotativa aos mesmos, mas em sentidos opostos. Pelo exposto, fica demonstrada uma estreita relação existente entre vetores espaciais e fasores, de tal modo que um dado vetor espacial genérico, representativo de qualquer componente harmônica ou mesmo de um conjunto de harmônicos, pode ser decomposto em somatórios de um fasor de sequência positiva com o conjugado de um fasor de sequência negativa, ambos girando em sentidos opostos, mas com velocidades iguais e proporcionais à ordem do harmônico. Um exemplo desta decomposição é apresentado na Figura 2.3 e se dá graficamente pela decomposição de cada componente harmônica vetorial que constitui o vetor espacial resultante em um fasor de sequência positiva e o conjugado de um fasor de sequência negativa, girantes em sentidos opostos e com velocidade proporcional à ordem da componente harmônica descomposta.

Semelhantemente ao realizado para as componentes $\alpha\beta$, substituindo (2.8) em (2.7), para

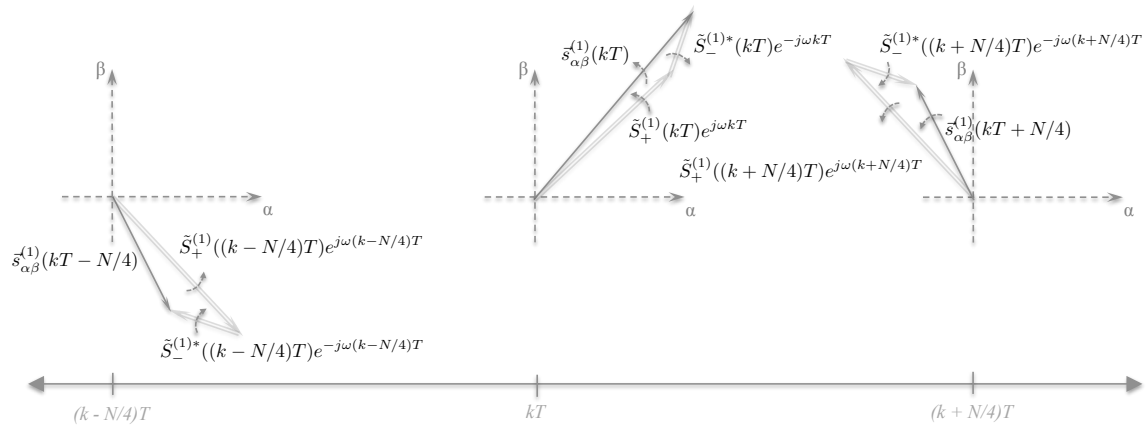


Figura 2.3: Decomposição do vetor espacial da componente fundamental ($h = 1$) em fasores girantes de seqüência positiva e negativa (vetor espacial e resultante da componente harmônica em linha sólida cinza e fasores girantes de seqüência positiva e negativa em linha dupla cinza).

a componente de seqüência zero, tem-se

$$\begin{aligned}
 s_0(kT_s) &= \sum_{h=0}^{\infty} s_0^{(h)}(kT_s) \\
 &= \frac{1}{3} \sum_{h=0}^{\infty} \left[s_a^{(h)}(kT_s) + s_b^{(h)}(kT_s) + s_c^{(h)}(kT_s) \right] \\
 &= \frac{1}{3} \left[\sum_{h=0}^{\infty} s_a^{(h)}(kT_s) + \sum_{h=0}^{\infty} s_b^{(h)}(kT_s) + \sum_{h=0}^{\infty} s_c^{(h)}(kT_s) \right] \\
 &= \frac{1}{6} \sum_{h=0}^{\infty} \left(\tilde{S}_a^{(h)}(kT_s) + \tilde{S}_b^{(h)}(kT_s) + \tilde{S}_c^{(h)}(kT_s) \right) e^{jh\omega kT_s} \\
 &\quad + \frac{1}{6} \sum_{h=0}^{\infty} \left(\tilde{S}_a^{(h)}(kT_s) + \tilde{S}_b^{(h)}(kT_s) + \tilde{S}_c^{(h)}(kT_s) \right)^* e^{-jh\omega kT_s} \\
 &= \sum_{h=0}^{\infty} \frac{1}{2} \left[\tilde{S}_0^{(h)}(kT_s) e^{jh\omega kT_s} + \left(\tilde{S}_0^{(h)}(kT_s) \right)^* e^{-jh\omega kT_s} \right] \quad (2.11)
 \end{aligned}$$

Da análise de (2.11), conclui-se que a componente instantânea de seqüência zero é sintetizada pela metade da soma do fasor de seqüência zero e seu conjugado, ambos girando em sentidos opostos, mas com velocidades iguais, o que resulta em um vetor espacial com lugar geométrico no eixo real, indicando, portanto, a natureza escalar da componente de seqüência zero, ilustrada na Figura 2.4.

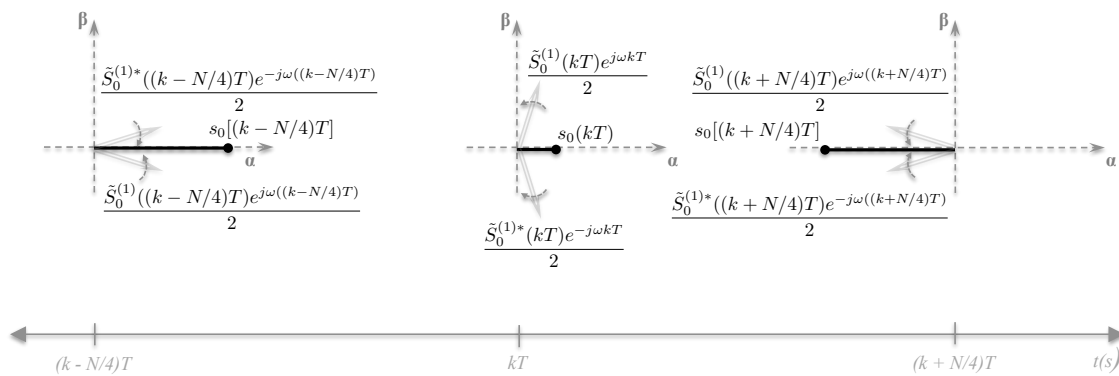


Figura 2.4: Sintetização da componente instantânea de seqüência zero pela soma de um fasor girante no sentido anti-horário com um fasor conjugado de sentido horário (componente instantânea de seqüência zero em linha sólida negra e os fasores girantes em linha dupla cinza).

A compreensão de que um vetor espacial pode ser decomposto em fasores girantes de seqüência foi a motivação inicial da pesquisa resumida neste trabalho. Poder medir o vetor espacial representativo de um sistemas elétrico trifásico e através dessa medição conhecer as componentes de seqüência daquele sistema abriu caminho para a pesquisa do emprego do GDSC-PLL na estimação fasorial, dado que esse filtro foi proposto para tratar o problema de estimar com precisão e velocidade requeridas pelos controle vetoriais empregados nos acionamentos de máquinas elétricas e de FACTS (*Flexible AC Transmission Systems*), os vetores espaciais de seqüência positiva sob frequência fundamental (FFPS). A tarefa de empregar o GDSC-PLL na estimação fasorial de relés numéricos de proteção, entretanto, exige a estimação das outras componentes de seqüência. O projeto de adaptação do GDSC-PLL para viabilizar uma estimação compatível com as exigências às quais os relés são solicitados será o objeto de estudo ao longo deste trabalho.

2.2 Fundamentação Teórica do GDSC-PLL

Para tornar mais simples a explanação da teoria do GDSC-PLL, faz-se necessário trabalhar com uma formulação generalizada de vetores espaciais. Assim, de (2.9), vê-se que qualquer vetor de componente harmônica de seqüência positiva ou negativa pode ser

representado, sem perda de generalidade, por

$$\vec{s}_{\alpha\beta}^{(h_s)} = S_{\alpha\beta}^{(h_s)} e^{sgn(h_s)j\varphi^{(h_s)}} e^{jh_s\omega t}, \quad (2.12)$$

em que,

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

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

$$\vec{s}_{\alpha\beta-\theta_d}^{(h_s)} = S_{\alpha\beta}^{(h_s)} e^{sgn(h_s)j\varphi^{(h_s)}} e^{jh_s(\omega t - \theta_d)} = \vec{s}_{\alpha\beta}^{(h_s)} e^{-jh_s\theta_d}. \quad (2.13)$$

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

Uma transformação matemática em que os vetores original e atrasado são combinados, proposta em (NEVES et al., 2010; NEVES et al., 2012), é dada por:

$$\vec{f}_{gdsc} = \vec{a} \left(\vec{s}_{\alpha\beta} + e^{j\theta_r} \vec{s}_{\alpha\beta-\theta_d} \right), \quad (2.14)$$

em que o ganho complexo \vec{a} e o ângulo θ_r têm valores constantes. Substituindo (2.13) em (2.14), o sinal transformado de ordem h_s é

$$\vec{f}_{gdsc}^{(h_s)} = \vec{a} \left(\vec{s}_{\alpha\beta}^{(h_s)} + e^{j\theta_r} e^{-jh_s\theta_d} \vec{s}_{\alpha\beta}^{(h_s)} \right). \quad (2.15)$$

Então, o ganho da transformação (2.14) para uma componente harmônica h_s pode ser obtido:

$$\vec{G}^{(h_s)} = \vec{a} [1 + e^{j(\theta_r - h_s\theta_d)}]. \quad (2.16)$$

A transformação supracitada funciona como um filtro, permitindo escolher algumas componentes harmônicas específicas do sinal original para serem eliminadas. Contudo, é

desejável que o ganho da transformação para o vetor espacial de FFPS (ou qualquer outra componente harmônica de sequência positiva ou negativa a ser detectada) seja unitário.

Tendo em vista que a implementação da técnica baseada na GDSC dar-se-á de forma digital, (2.14) passa a ser

$$\vec{f}_{gdsc}(kT_s) = \vec{a} \{ \vec{s}_{\alpha\beta}(kT_s) + e^{j\theta_r} \vec{s}_{\alpha\beta}[(k - k_d)T_s] \}, \quad (2.17)$$

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

$$k_d = \text{round} \left(\frac{N\theta_d}{2\pi} \right), \quad (2.18)$$

em que, N é a quantidade de pontos amostrados durante um período da fundamental. Substituindo (2.9) em (2.17), tem-se

$$\vec{f}_{gdsc}(kT_s) = \sum_{h=0}^{\frac{N}{2}-1} \vec{s}_{\alpha\beta+}^{(h)} \vec{a} [1 + e^{j(\theta_r - h\frac{2\pi}{N}k_d)}] + \sum_{h=1}^{\frac{N}{2}-1} \vec{s}_{\alpha\beta-}^{(h)*} \vec{a} [1 + e^{j(\theta_r + h\frac{2\pi}{N}k_d)}]. \quad (2.19)$$

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

$$\vec{G}^{(h_s)} = \vec{a} [1 + e^{j(\theta_r - h_s\frac{2\pi}{N}k_d)}]. \quad (2.20)$$

Referente a estabilidade da transformação discreta (2.17), por tratar-se de um filtro digital FIR, a mesma é incondicionalmente estável.

A saída da última transformação em cascata (neste exemplo a transformação E) é enviada para um SRF-PLL. No SRF-PLL, a componente do eixo q do vetor é normalizada para tornar o projeto do controlador PI independente da amplitude do vetor de entrada. As componentes de alta frequência não eliminadas pelas transformações em cascata podem ser atenuadas pela escolha adequada da largura de banda do SRF-PLL. O esquema proposto é mostrado na Figura 2.5.

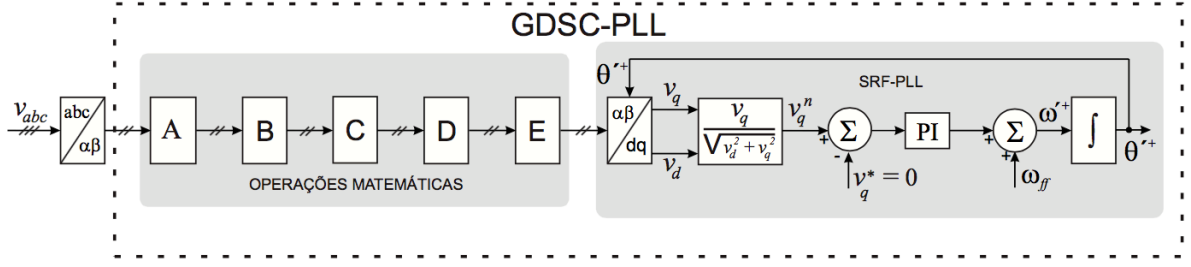


Figura 2.5: Diagrama de blocos do GDSC-PLL.

2.3 Implementação Computacional do GDSC-PLL

Uma vez definidos os parâmetros k_{di} , θ_{ri} e \vec{a}_i de cada transformação $i = (A, B, C, D, E)$, objetivo do projeto do filtro GDSC, k_{dA} amostras das componentes α e β do vetor de entrada devem ser armazenadas para implementar a transformação A , visto que $\vec{s}_{\alpha\beta}[(k - k_{dA})T_s]$ é usado em A . O vetor transformado advém da soma dos vetores atual e atrasado multiplicados por \vec{a}_A e $\vec{a}_A e^{j\theta_{rA}}$, respectivamente. Isto é feito de forma matricial realizando a seguinte operação:

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} s_{\alpha TA}(kT_s) \\ s_{\beta TA}(kT_s) \end{bmatrix} &= [A_A] \begin{bmatrix} s_{\alpha}(kT_s) \\ s_{\beta}(kT_s) \end{bmatrix} + [B_A] \begin{bmatrix} s_{\alpha}[(k - k_{dA})T_s] \\ s_{\beta}[(k - k_{dA})T_s] \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} a_{1A} & -a_{2A} \\ a_{2A} & a_{1A} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_{\alpha}(kT_s) \\ s_{\beta}(kT_s) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} b_{1A} & -b_{2A} \\ b_{2A} & b_{1A} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_{\alpha}[(k - k_{dA})T_s] \\ s_{\beta}[(k - k_{dA})T_s] \end{bmatrix}, \end{aligned} \quad (2.21)$$

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

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

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

multiplicações reais e 6 somas reais são necessárias para cada operação.

Para exemplificar a implementação computacional de uma filtragem GDSC, considere que um projeto foi conduzido, com ajustes apresentados na Tabela 2.1, para garantir a detecção do vetor espacial de FFPS de um dado sinal trifásico.

Tabela 2.1: Parâmetros de $A - E$ para detecção do vetor de FFPS.

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

As transformações são então implementadas de acordo com (2.22) - (2.26).

$$\begin{bmatrix} s_{\alpha TA}(kT_s) \\ s_{\beta TA}(kT_s) \end{bmatrix} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} s_\alpha(kT_s) - s_\alpha[(k - \frac{N}{2})T_s] \\ s_\beta(kT_s) - s_\beta[(k - \frac{N}{2})T_s] \end{bmatrix}, \quad (2.22)$$

$$\begin{bmatrix} s_{\alpha TB}(kT_s) \\ s_{\beta TB}(kT_s) \end{bmatrix} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} s_{\alpha TA}(kT_s) - s_{\beta TA}[(k - \frac{N}{4})T_s] \\ s_{\beta TA}(kT_s) + s_{\alpha TA}[(k - \frac{N}{4})T_s] \end{bmatrix}, \quad (2.23)$$

$$\begin{bmatrix} s_{\alpha TC}(kT_s) \\ s_{\beta TC}(kT_s) \end{bmatrix} = \frac{1}{2} \left\{ \begin{bmatrix} s_{\alpha TB}(kT_s) \\ s_{\beta TB}(kT_s) \end{bmatrix} + \frac{\sqrt{2}}{2} \begin{bmatrix} 1 & -1 \\ 1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_{\alpha TB}[(k - \frac{N}{8})T_s] \\ s_{\beta TB}[(k - \frac{N}{8})T_s] \end{bmatrix} \right\}, \quad (2.24)$$

$$\begin{bmatrix} s_{\alpha TD}(kT_s) \\ s_{\beta TD}(kT_s) \end{bmatrix} = \frac{1}{2} \left\{ \begin{bmatrix} s_{\alpha TC}(kT_s) \\ s_{\beta TC}(kT_s) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \cos(22,5^\circ) & -\sin(22,5^\circ) \\ \sin(22,5^\circ) & \cos(22,5^\circ) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_{\alpha TC}[(k - \frac{N}{16})T_s] \\ s_{\beta TC}[(k - \frac{N}{16})T_s] \end{bmatrix} \right\}, \quad (2.25)$$

$$\begin{bmatrix} s_{\alpha TE}(kT_s) \\ s_{\beta TE}(kT_s) \end{bmatrix} = \frac{1}{2} \left\{ \begin{bmatrix} s_{\alpha TD}(kT_s) \\ s_{\beta TD}(kT_s) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \cos(11,25^\circ) & -\sin(11,25^\circ) \\ \sin(11,25^\circ) & \cos(11,25^\circ) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_{\alpha TD}[(k - \frac{N}{32})T_s] \\ s_{\beta TD}[(k - \frac{N}{32})T_s] \end{bmatrix} \right\}. \quad (2.26)$$

Para obter o vetor de sequência positiva na frequência fundamental usando o esquema GDSC com as cinco transformações apresentadas, faz-se necessário armazenar $(N/2 + N/4 + N/8 + N/16 + N/32) = (31N/32)$ vetores $\alpha\beta$, o que corresponde a $348,75^\circ$ do ciclo da fundamental. Contudo, apenas 12 multiplicações reais e 16 somas reais são necessárias para implementar as cinco transformações em cascata a cada T_s . Convém salientar que, caso não se espere que algumas componentes harmônicas estejam presentes nos sinais de entrada, as correspondentes transformações em cascata podem ser evitadas, reduzindo a quantidade de memória para armazenar as amostras, o número de operações matemáticas e também o tempo de resposta do GDSC. Por exemplo, se não há necessidade de eliminar componentes harmônicas pares e componentes harmônicas de alta ordem, apenas as transformações B , C e D podem ser suficientes. Nesta situação, o número total de amostras a serem armazenadas corresponde a $157,5^\circ$, isto é, $(7N/16)$ vetores $\alpha\beta$. Ademais, o esforço computacional é reduzido para 8 multiplicações reais e 10 somas reais.

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

Deve ser notado que o SRF-PLL não influencia as operações $A - E$, pois elas são implementadas em $\alpha\beta$, isto é, $A - E$ não usam a posição angular estimada pelo SRF-PLL. Com o objetivo de projetar os ganhos do controlador PI do SRF-PLL (K_p e K_i), obtém-se a função de transferência da malha de controle. Efetuando uma aproximação linear é possível especificar os ganhos K_p e K_i . Por conseguinte, reproduz-se a função de transferência no domínio da frequência:

$$PI(s) = \frac{2\xi\omega_c s + \omega_c^2}{s^2 + 2\xi\omega_c s + \omega_c^2}, \quad (2.27)$$

em que,

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

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

Entretanto, como a implementação da técnica de detecção GDSC-PLL é inerentemente digital, serve-se da análise no domínio discreto do SRF-PLL. Considerando a discretização do controlador PI pelo método *Euler forward*, então, a função de transferência do PI discretizado é

$$PI(z) = K_p \frac{z - \alpha}{z - 1}, \quad (2.28)$$

em que, os parâmetros K_p (ganho proporcional) e α são determinados pelas especificações de ξ e ω_c (BUENO et al., 2005):

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

$$\alpha = \frac{1 - e^{-2\xi\omega_c T_s}}{2 \left[1 - e^{-\xi\omega_c T_s} \cos(\omega_c T_s \sqrt{1 - \xi^2}) \right]}. \quad (2.29)$$

O ganho integral é igual a

$$K_i = \frac{K_p}{T_s} (1 - \alpha) \quad (2.30)$$

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

Outrossim, a frequência natural escolhida depende da componente harmônica de mais baixa ordem que deve ser filtrada pelo SRF-PLL. Frequência natural menor implica uma menor banda de passagem do SRF-PLL e uma resposta mais lenta. Usando apenas um SRF-PLL, uma frequência natural baixa deve ser escolhida a fim de atenuar os efeitos dos harmônicos de baixa ordem. Como o GDSC elimina completamente os harmônicos de baixa ordem, uma banda de passagem muito mais alta pode ser especificada para o PLL do GDSC-PLL.

Ressalta-se que o SRF-PLL não tem relação direta com a estimação fasorial que se propõe neste trabalho, pois não se está interessado, para fins de aplicação em relé numéricos de proteção, em orientação de referenciais como os requeridos no controle de conversores, mas sim na filtragem, propriamente dita, promovida pelo GDSC. No entanto, como também é

proposto nesse trabalho agregar adaptatividade em frequência à estimação fasorial, faz-se necessário, como será explicado, o emprego de, pelo menos, um SRF-PLL, integrante do GDSC-PLL. Por isso foi aplicada a abordagem do SRF-PLL nesta seção.

2.4 Esquema Adaptativo em Frequência do GDSC-PLL

Se a frequência da rede elétrica varia enquanto o período de amostragem T_s se mantém constante, então o número de amostras por ciclo não é igual a N . Conseqüentemente, os ângulos dos retardos usados nas transformações em cascata $A - E$ não correspondem aos valores necessários para realizar o cancelamento dos harmônicos. Por exemplo, se o algoritmo de detecção toma 60 Hz como a frequência nominal sob a qual a rede elétrica monitorada pelo GDSC-PLL opera, então uma frequência real diferente desta é vista como um inter-harmônico perto da fundamental. Neste caso, as magnitudes e os ângulos de fase das transformações em cascata para os harmônicos na nova frequência são diferentes daqueles para os sinais a 60 Hz e múltiplos.

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

Outra opção para adaptatividade em frequência é usar um GDSC-PLL em que a frequência detectada pelo SRF-PLL deve ser usada como realimentação para corrigir os retardos das transformações $A - E$. Contudo, é difícil garantir matematicamente a estabilidade deste complexo sistema de malha fechada não linear.

Um desvio na frequência causa, em regime permanente, um erro constante na posição angular do vetor detectado (saída da última transformação, neste caso E). Assim, a saída da transformação E e os sinais de entrada possuem a mesma frequência. Desta forma, se os sinais na saída de E são enviados para um SRF-PLL, a frequência fornecida por esse

SRF-PLL é influenciada apenas pelas componentes de frequência $(h_d + 32n)f_1$, em que, h_d é a componente harmônica que está sendo detectada, $n \in \mathbb{Z}$ e sendo f_1 a frequência fundamental. Entretanto, as componentes $(h_d + 32n)f_1$ são fortemente atenuadas pelo SRF-PLL. Daí, se um GDSC-PLL é usado para detectar o vetor espacial de FFPS, então a frequência de saída é uma boa estimativa da frequência fundamental dos sinais de entrada. A frequência detectada pode ser usada para determinar o número de amostras em um ciclo da fundamental e também os números de amostras correspondentes aos retardos nas transformações $A - E$ de um segundo GDSC-PLL.

Para prevenir erros devidos a variações na frequência, um esquema adaptativo em frequência do GDSC-PLL (A-GDSC-PLL), usando dois blocos GDSC-PLL é proposto em (NEVES et al., 2012), como mostrado na Figura 2.6. As transformações $A - E$ no GDSC-PLL-1 usam a frequência nominal da rede, mas, como discutido anteriormente, o mesmo estima corretamente a frequência real do sistema (sem oscilações as quais estariam presentes na frequência estimada por um simples SRF-PLL tomando o vetor original $\alpha\beta$ desbalanceado e distorcido como sinais de entrada). Esta frequência estimada com o GDSC-PLL-1 é usada para adaptar o número de amostras das transformações $A - E$ do GDSC-PLL-2.

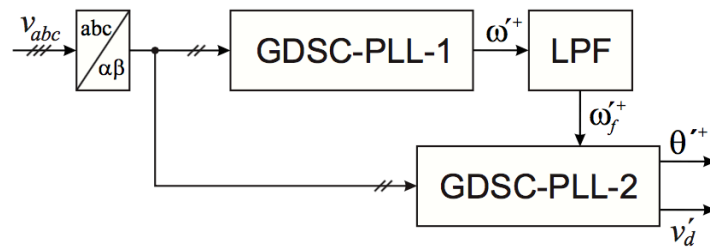


Figura 2.6: Diagrama em blocos da solução proposta (A-GDSC-PLL) de um esquema adaptativo em frequência.

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

GDSC-PLL-2 a fim de detectar os vetores de componentes harmônicas específicas.

O emprego de um filtro passa-baixa (LPF) na frequência ω'^{+} estimada pelo GDSC-PLL-1 é recomendado porque ω'^{+} pode conter ruídos de alta frequência produzidos por instabilidades numéricas, pode ser perturbada por possíveis harmônicos não efetivamente atenuados pelo GDSC-PLL-1 quando a frequência da rede varia e sob condição de distúrbio severo na rede elétrica, pode oscilar muito durante os primeiros milissegundos. Assim, o esquema adaptativo em frequência A-GDSC-PLL conta com um filtro de *Butterworth* de segunda ordem com uma frequência de corte de 2,0 Hz.

Para melhor entender o funcionamento do A-GDSC-PLL, considere primeiro o que acontece se a frequência estimada pelo GDSC-PLL-1 é diferente da frequência fundamental na entrada. Nesta situação, a frequência usada para computar os retardos no GDSC-PLL-2 é incorreta e ocorrem erros, em regime permanente, na magnitude e ângulo de fase no vetor detectado. A frequência da rede varia lentamente. Assim, mesmo considerando que a frequência estimada $\omega_f'^{+}$ tem uma resposta lenta, devido ao LPF, um grande erro na frequência estimada pelo GDSC-PLL-1 não é esperado. Enquanto a frequência detectada pelo GDSC-PLL-1 converge para o valor correto, os erros na magnitude e no ângulo de fase do vetor detectado estão convergindo para zero, dado que (2.17) é um filtro digital FIR e portanto sempre estável.

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

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

$$\vec{s}_{\alpha\beta}^{(h_s)}[(k - k_{d_{int}})T_s] = \vec{s}_{\alpha\beta}^{(h_s)} e^{-j h_s \theta_{d_{int}}}. \quad (2.31)$$

O ganho da transformação adaptativa em frequência torna-se

$$\vec{G}_{adapt}^{(h_s)} = \vec{a}(1 + e^{j\theta_r} e^{-j h_s \theta_{d_{int}}}). \quad (2.32)$$

Considerando uma frequência de amostragem fixa de 16 kHz e usando (2.32), a magnitude e o ângulo de fase das transformações em cascata $A - E$, para uma frequência do vetor de FFPS variável, foram computados e plotados na Figura 2.7. Como pode ser observado, para sinais de entrada cuja frequência varia de 40 até 60 Hz, o máximo erro no ângulo de fase causado por arredondamentos nos retardos é aproximadamente $0,6^\circ$. O erro na magnitude é desprezível.

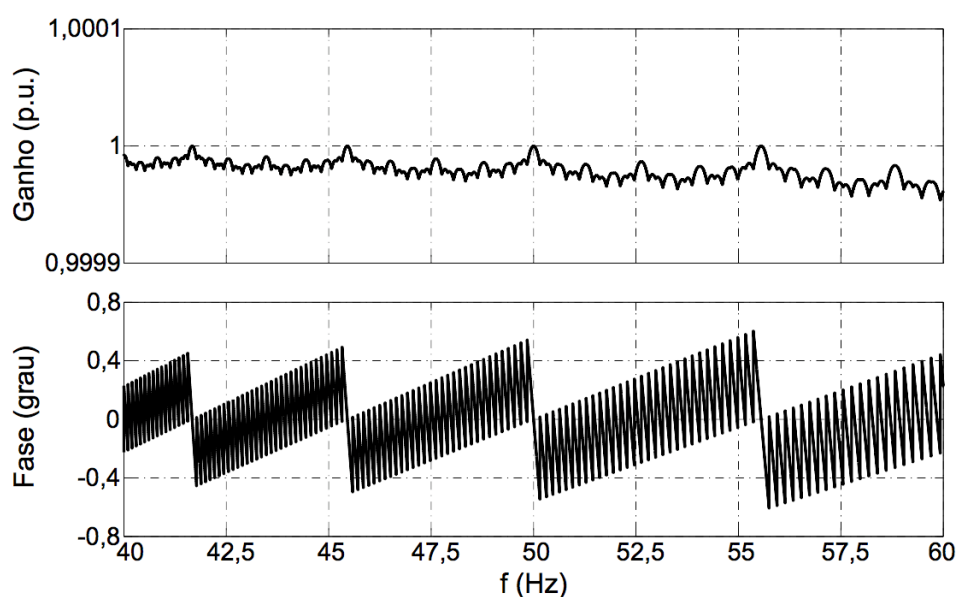


Figura 2.7: Magnitude e ângulo de fase do vetor de FFPS detectado usando transformações em cascata $A - E$ adaptativas em frequência.

2.5 Comportamento do GDSC-PLL

O A-GDSC-PLL apresentado na Figura 2.6 foi parametrizado com os dados da Tabela 2.2 e simulado em MATLABTM considerando a exposição a quatro condições de tensões sintetizadas com conteúdo harmônico conhecido, como forma de explicitar seu desempenho na detecção do vetor espacial tensão de FFPS.

Tabela 2.2: Parametrização do A-GDSC-PLL para detecção do vetor FFPS em sinal trifásico de 50 Hz amostrado com 16 kHz.

Módulo	h_s	q	p	k_d	θ_r	\vec{a}
A	1	1	160	160	180°	$1/2$
B	1	2	80	80	90°	$1/2$
C	1	4	40	40	45°	$1/2$
D	1	8	20	20	$22,5^\circ$	$1/2$
E	1	16	10	10	$11,25^\circ$	$1/2$
SRF-PLL:	$K_p = 2.8 \cdot 10^3$		$K_i = 3.7 \cdot 10^6$			

Nas Figuras 2.8 a 2.11, o primeiro gráfico (a) mostra as tensões de entrada de FFPS (v_{abc}),

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

A Figura 2.8 mostra os resultados de simulação considerando, durante a falta, que as tensões são distorcidas apenas por um harmônico de ordem 11 de sequência negativa ($v^{+1} = 1\angle 0^\circ$ p.u. e $v^{-11} = 0,2\angle 0^\circ$ p.u.). Como este harmônico é excluído pelas operações, a sua influência se dá apenas num pequeno intervalo de tempo decorrente da mudança abrupta nas tensões de entrada. A amplitude do erro ($\varepsilon = \omega t - \theta'$) durante o transitório é irrisória e em regime permanente é nula.

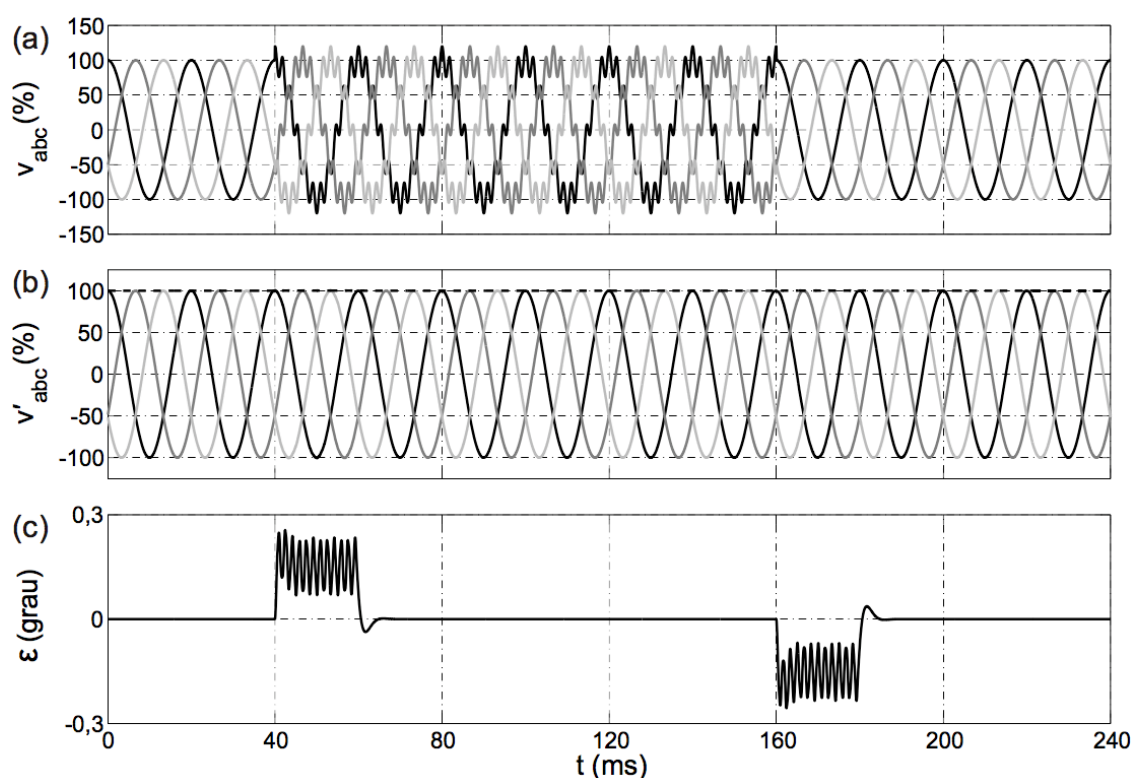


Figura 2.8: Resposta do A-GDSC-PLL sob distorção harmônica de ordem elevada ($v^{+1} = 1\angle 0^\circ$ p.u. e $v^{-11} = 0,2\angle 0^\circ$ p.u.).

Se, durante a falta, as tensões são distorcidas por harmônicos de baixa ordem, por exemplo, ordem 3 de sequência positiva ($v^{+1} = 1\angle 0^\circ$ p.u. e $v^{+3} = 0,2\angle 0^\circ$ p.u.), ainda assim os resultados não são afetados pelos harmônicos, pois as operações são capazes de

eliminá-los (ver Figura 2.9). Semelhantemente ao caso anterior (Figura 2.8), percebe-se que há um transiente na resposta do detector. Isso é devido às mudanças bruscas que ocorrem nos valores dos vetores de armazenamento. Então, até os vetores possuírem por completo os novos valores, a detecção da posição angular apresenta um pequeno erro. O erro ($\varepsilon = \omega t - \theta'$) em regime é nulo. Os resultados da simulação estão mostrados na Figura 2.9.

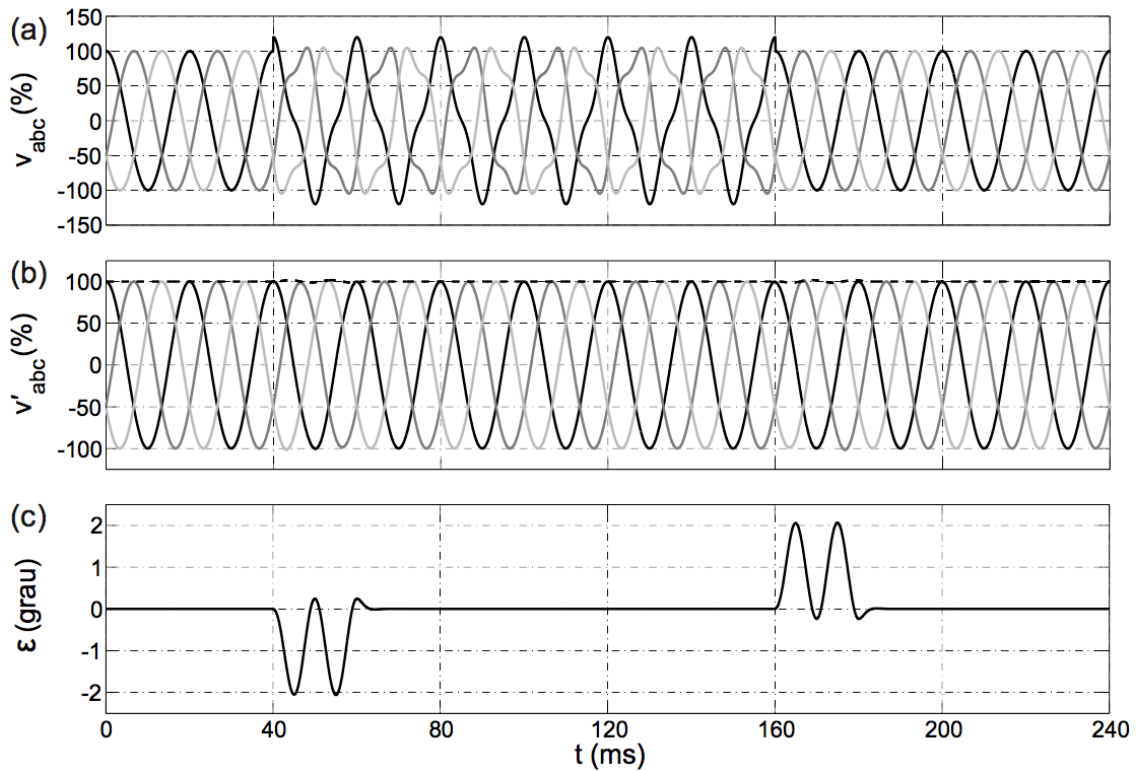


Figura 2.9: Resposta do A-GDSC-PLL sob distorção harmônica de ordem baixa ($v^{+1} = 1\angle 0^\circ$ p.u. e $v^{+3} = 0,2\angle 0^\circ$ p.u.).

Efetiva-se também uma simulação admitindo $v^{+1} = 1\angle 0^\circ$ p.u. mais uma componente de sequência negativa na frequência fundamental $v^{-1} = 0,3\angle 0^\circ$ p.u. Conclui-se, por meio da Figura 2.10, que o A-GDSC-PLL atende a contento: as saídas do sistema em regime permanente não são afetadas pelo desequilíbrio na rede. Ademais, adverte-se que, de maneira semelhante à simulação anterior, há um transiente na resposta do detector.

Com o intuito de ilustrar a funcionalidade do A-GDSC-PLL frente a forte distorção harmônica, foi realizada uma simulação cuja tensão na entrada é constituída, hipoteticamente, pelas seguintes componentes: $v^{+1} = 1\angle 0^\circ$ p.u., $v^{-1} = 0,4\angle 0^\circ$ p.u., $v^{+h} = \frac{0,7\angle 0^\circ}{h}$ p.u. e $v^{-h} = \frac{0,6\angle 0^\circ}{h}$ p.u., $h = 2, 3, \dots, 25$. Observa-se pela Figura 2.11 que,

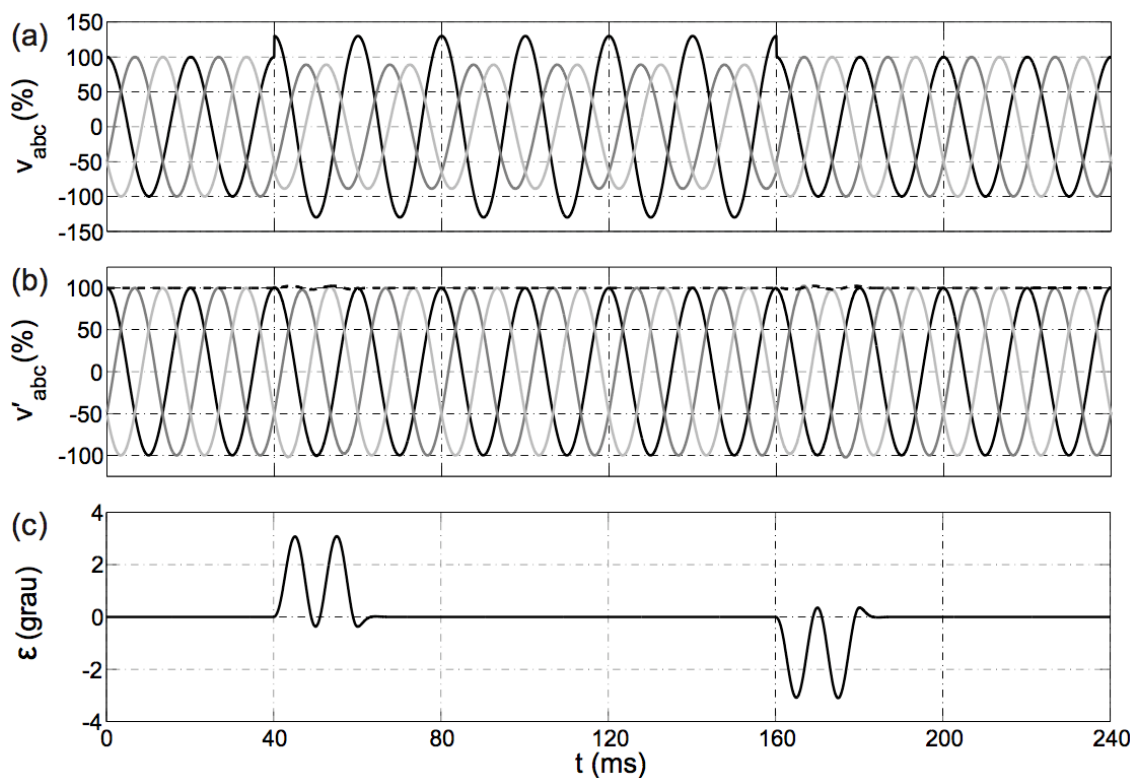


Figura 2.10: Resposta do A-GDSC-PLL sujeito a desequilíbrios ($v^{+1} = 1\angle 0^\circ$ p.u. e $v^{-1} = 0,3\angle 0^\circ$ p.u.).

apesar dos sinais na entrada estarem extremamente distorcidos, a resposta deste método é satisfatória. Mesmo no transiente, que dura aproximadamente um ciclo, o erro na estimação da posição angular não ultrapassa $5,9^\circ$. Ademais, o erro em regime permanente é nulo.

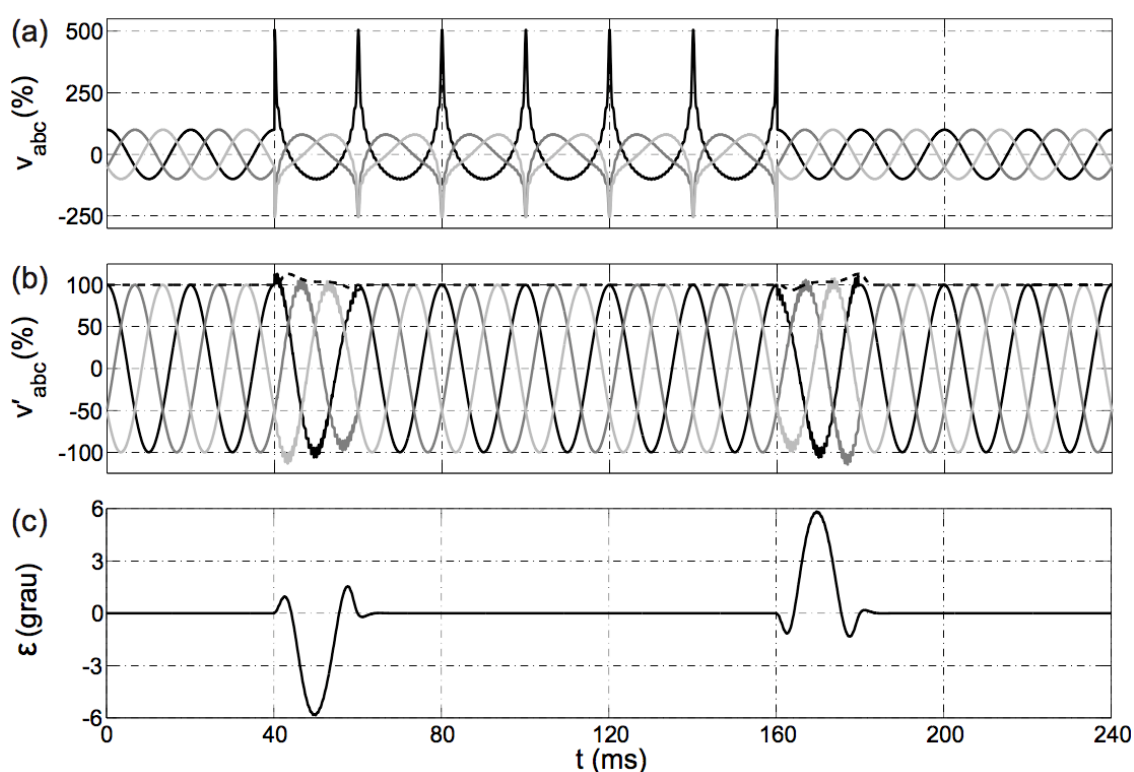


Figura 2.11: Desempenho do A-GDSC-PLL sujeito a sinais desbalanceados e fortemente distorcidos ($v^{+1} = 1\angle 0^\circ$ p.u., $v^{-1} = 0,4\angle 0^\circ$ p.u., $v^{+h} = \frac{0,7\angle 0^\circ}{h}$ p.u. e $v^{-h} = \frac{0,6\angle 0^\circ}{h}$ p.u., $h = 2, 3, \dots, 25$).

Para ficar clara a capacidade do método A-GDSC-PLL em detectar vetores de componentes harmônicas, foi efetuada uma simulação com as mesmas características da Figura 2.11. Porém, no lugar de detectar o vetor de FFPS, foram detectados o 5º harmônico de sequência positiva e o 5º harmônico de sequência negativa os quais aparecem nas Figuras 2.12 e 2.13, respectivamente.

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

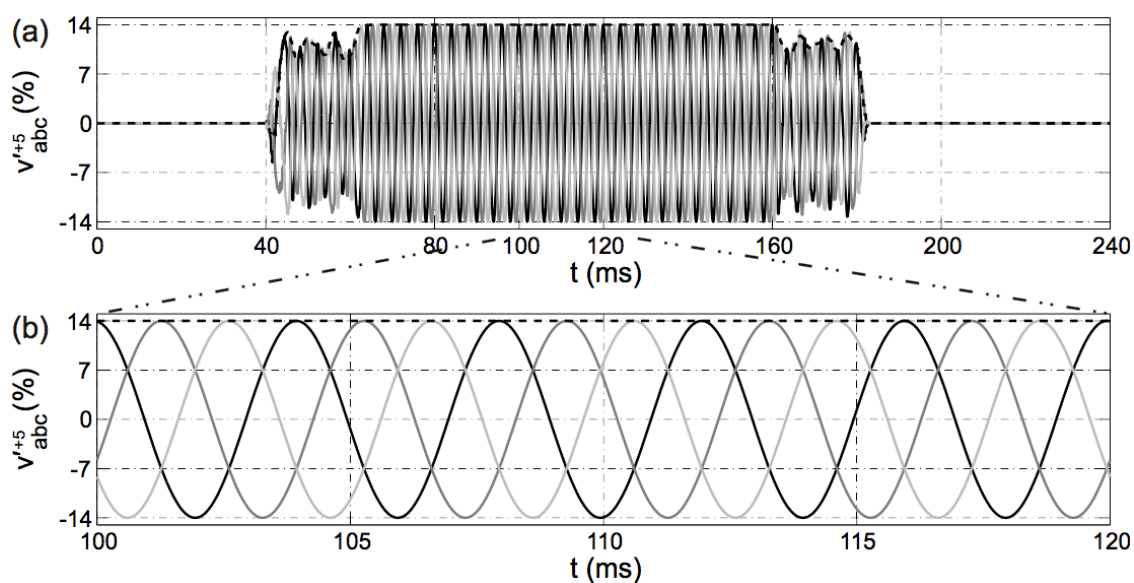


Figura 2.12: Capacidade do A-GDSC-PLL em detectar o 5^o harmônico de sequência positiva $v'_{abc}{}^{+5}$ para o mesmo caso da Figura 2.11.

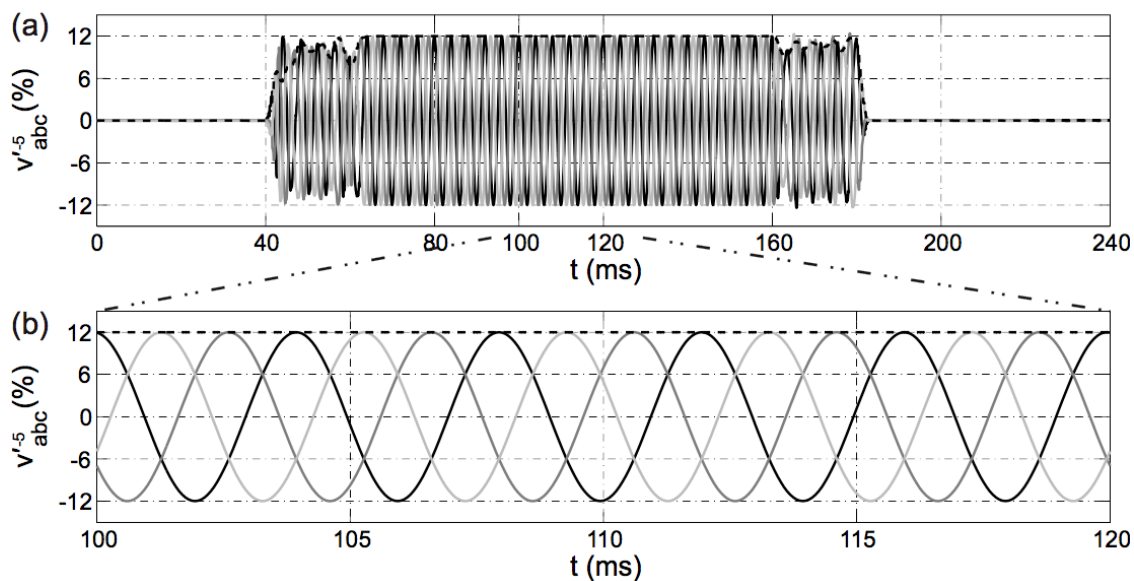


Figura 2.13: Capacidade do A-GDSC-PLL em detectar o 5^o harmônico de sequência negativa $v'_{abc}{}^{-5}$ para o mesmo caso da Figura 2.11.

A comparação do desempenho das mais relevantes técnicas de sincronização, tais como: SRF (KAURA; BLASKO, 1996), DSRF (CORTÉS et al., 2007), DSOGI (CORTÉS et al., 2006), DKF (PÁDUA et al., 2007) e EDSC (SOUZA et al., 2009); com o GDSC-PLL é explorada por Souza (2008) e por Neves et al. (2010). Os referidos trabalhos são conduzidos

através de simulações comparativas para a observação, por exemplo, do THD, tempo de resposta, compensação de *off-set*; e, apesar de sob algumas circunstâncias o GDSC-PLL apresentar-se deficiente referente a um ou outra figura de mérito, seu desempenho global é superior as demais técnicas.

O trabalho de Neves et al. (2012) explora experimentalmente o desempenho da adaptatividade em frequência do A-GDSC-PLL. Nele é comprovado o resultado satisfatório do rastreamento da frequência, uma das características que se deseja herdar quando do emprego do referido método à estimação fasorial de relés numéricos de proteção.

CONCLUSÃO PARCIAL: A revisão bibliográfica conduzida nesse Capítulo 2 explicitou a estreita relação entre os vetores espaciais, grandezas sob as quais o filtro GDSC é formulado, e fasores. Essa relação expande o campo de aplicação do filtro A-GDSC, originalmente proposto como algoritmo de sincronização do controle de conversores com a rede elétrica (A-GDSC-PLL), também à estimação de fasores girantes de sequências para emprego em relés numéricos de proteção. A fundamentação teórica do A-GDSC, com destaque a sua modularidade, adaptatividade em frequência, projeto e implementação computacional foram revisitadas neste capítulo, onde concluiu-se que as vantagens desse filtro trifásico vetorial serão herdadas pelo algoritmo de estimação fasorial baseado em GDSC objeto de desenvolvimento do presente trabalho.

3

RELÉ NUMÉRICO DE DISTÂNCIA SIMPLIFICADO BASEADO EM FILTRAGEM GDSC

A estimação fasorial proposta no presente trabalho baseia-se no método de filtragem vetorial GDSC com adaptatividade em frequência, originalmente proposto em (NEVES et al., 2010; NEVES et al., 2012) para estimação de vetores espaciais de FFPS em algoritmos de sincronização de estratégias de controle vetorial de conversores de potência. Os filtros GDSC, por definição, são formulados em termos de vetores espaciais e quando arranjados em cascata, promovem filtragem seletiva de componentes harmônicas indesejáveis, de qualquer sequência, presentes em sistemas trifásicos genéricos. Dada a adaptatividade em frequência natural do filtro GDSC, espera-se, também, agregar, ao método de estimação proposto, capacidade de rastreamento de frequência, o que garante a precisão da estimação fasorial mesmo sob variação da frequência da rede elétrica protegida.

Os resultados da análise de desempenho do A-GDSC-PLL, apresentados na Seção 2.5, de fato, mostraram que o filtro GDSC é capaz de eliminar componentes indesejadas de um dado sinal trifásico, promovendo a estimação da posição do vetor espacial de FFPS, grandeza importante no desempenho das técnicas de controle orientado de conversores de potência.

Este capítulo inicia-se apresentando aspectos de projeto do A-GDSC-PLL para o emprego do mesmo na estimação fasorial de relés numéricos. Note que, o que se pretende realizar não é tão diferente do que se queria com a proposta original do PLL, ou seja,

deseja-se, a partir de medições de tensões e correntes trifásicas monitoradas por um relé numérico de distância, promover uma filtragem com qualidade tal que garanta estimação fasorial com rapidez e precisão¹ porque relés numéricos também são exigidos a cumprir esses requisitos na salvaguarda dos sistemas elétricos de potência (SEP) da ação de correntes de curto-circuito. Como uma aplicação da estimação fasorial baseada em GDSC-PLL², ao final deste capítulo, será desenvolvida uma modelagem de relé numérico de distância simplificado (SNDR) fazendo uso do método de estimação proposto para auxiliar na estimação da impedância de sequência positiva.

3.1 Projeto de um Estimador Fasorial Baseado em GDSC

3.1.1 Interpretação Vetorial da Transformação GDSC

Um dado vetor espacial pode ser anulado somando-se a ele um segundo vetor espacial de mesmo módulo, oposto em fase e com mesma velocidade. Esta trivial operação de cancelamento de vetores é a essência da filtragem GDSC.

Da teoria de vetores espaciais, sabe-se que uma componente harmônica de sequência positiva, em termos de vetores espaciais, é um vetor girante com velocidade igual em módulo a h vezes a velocidade do vetor espacial de FFPS ($h\omega$) e sentido de giro positivo. Por exemplo, o vetor espacial que representa a componente harmônica de quarta ordem de sequência positiva ($h = 4$), gira quatro vezes mais rápido do que o vetor espacial de FFPS ($h = 1$). Assim, enquanto o vetor espacial de FFPS dá uma volta completa, o vetor espacial de quarta ordem de sequência positiva dá quatro voltas. Ambos finalizam suas revoluções nas posições iniciais.

Suponha que um dado sistema trifásico representado pelo vetor espacial $[\vec{s}_{\alpha\beta}(kT)]$ esteja com sua componente fundamental $[\vec{s}_{\alpha\beta}^1(kT)]$ somada a uma componente harmônica de quarta ordem de sequência negativa, representada pelo vetor espacial $[\vec{s}_{\alpha\beta}^{(-4)}(kT)]$, na amostra

¹Os termos precisão e rapidez serão, oportunamente, no Capítulo 4, quantificados em favor de uma análise objetiva de resultados.

²Os termos GDSC-PLL e GDSC tem sido empregados indistintamente quando referidos à estimação fasorial proposta. Ressalta-se, porém, que GDSC refere-se ao filtro propriamente dito, já GDSC-PLL é o filtro integrado ao um SRF-PLL. Quando da apresentação da versão adaptável em frequência da estimação fasorial, passa a fazer mais sentido o uso indistinto. Ambas as propostas, tanto do filtro (GDSC) quanto do PLL (GDSC-PLL), são contribuições apresentadas em (NEVES et al., 2010; NEVES et al., 2012).

atual, ou seja, kT , conforme apresentado na Figura 3.1(a). Após meio ciclo de fundamental, ou meia janela de amostragem, o vetor espacial da componente harmônica já realizou duas revoluções $\{\vec{s}_{\alpha\beta}^{(-4)}[(k - N/2)T]\}$ e se encontra na mesma posição original, enquanto que o vetor espacial da fundamental $\{\vec{s}_{\alpha\beta}^{(1)}[(k - N/2)T]\}$ encontra-se em oposição de fase, segundo mostrado na Figura 3.1(b).

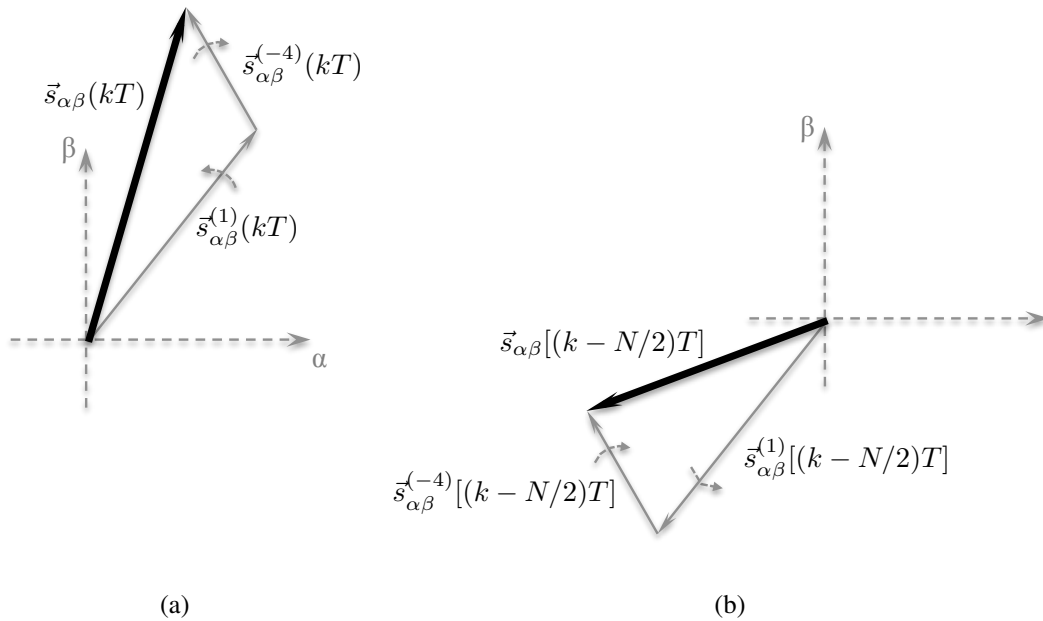


Figura 3.1: Exemplo de rede contaminada por componente $h = -4$ em termos de vetores espaciais.

Com base neste comportamento de deslocamento relativo entre os vetores espaciais representativos de componentes harmônicas e utilizando-se de operações vetoriais triviais, é possível operar convenientemente, em cada amostra, o vetor espacial associado a uma dada componente harmônica indesejável, a fim de eliminá-lo no processo de filtragem. Por exemplo, se às amostras passadas $[(k - N/2)T]$ dos vetores espaciais indesejado e da fundamental (Figura 3.1(b)), for aplicada uma rotação espacial de π e um ganho de $1/2$, os vetores resultantes ao serem somados aos da amostra atual $[kT]$, também multiplicados por $1/2$, anularão a componente indesejada ($h = -4$) e conservarão a fundamental ($h = 1$), conforme apresentado, respectivamente, da Figura 3.2(a) e (b).

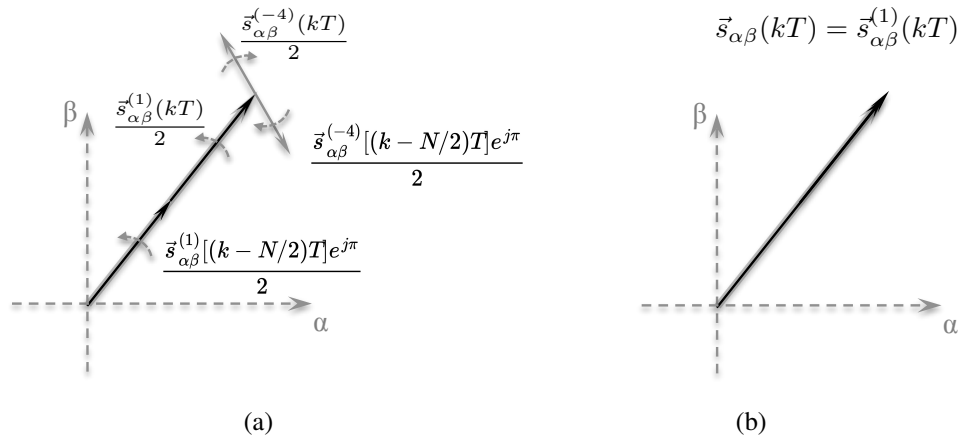


Figura 3.2: Exemplo de cancelamento da componente $h = -4$ por operações vetoriais.

Essa operação apresentada sob um ponto de vista vetorial é exatamente a filtragem (vetorial) realizada pelo GDSC. A operação de eliminação de componentes indesejadas através da eliminação do seu vetor espacial correspondente já foi apresentada neste trabalho como a transformação complexa definida em (2.17). Aqui, ao invés de $\vec{f}_{gdsc}(kT_s)$, utilizou-se $\vec{s}_{\alpha\beta T}(kT_s)$, para enfatizar a transformação sofrida por $\vec{s}_{\alpha\beta}(kT_s)$ por ação do ganho complexo ($\vec{G}^{(h_s)}$). A expressão do ganho complexo da transformação GDSC é rerepresentada na Figura 3.3 com vistas a traçar um paralelo entre os seus termos matemáticos e às operações vetoriais associadas. Então, na Figura 3.3, pode-se ver que o termo A é o vetor espacial transformado, ou seja, o vetor espacial resultante da aplicação da transformada complexa, o termo B é o vetor espacial que sofre a transformação, o termo D é o vetor espacial atrasado no tempo, ou seja, já amostrado e recuperado do *buffer*, e o termo C é responsável por rotacionar o vetor espacial do termo D. Assim, conseqüentemente, o termo E é o vetor espacial tomado k_d amostras atrás e rotacionado de θ_r . Na Figura 3.4, é apresentado um diagrama de blocos simplificado da transformação GDSC, para dar uma idéia gráfica do trâmite dos sinais atrasados e rotacionados.

3.1.2 Considerações Gerais de Projeto do Filtro GDSC para Estimção Fasorial

Conforme exposto no Capítulo 2, o projeto de um filtro GDSC consiste no projeto de um primeiro módulo GDSC (módulo A), ver Figura 3.4, que ofereça ganho complexo o

Diagrama da transformação $\vec{f}_{gdsc} = \vec{s}_{\alpha\beta T}(kT_s)$. A equação é apresentada como:

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

As partes da equação são rotuladas:

- A:** Vetor espacial transformado da componente harmônica de h -ésima ordem calculado na amostra atual.
- B:** Vetor espacial da componente harmônica de h -ésima ordem calculado na amostra atual.
- C:** Rotação espacial de θ_r graus.
- D:** Vetor espacial da componente harmônica de h -ésima ordem calculado k_d amostras atrás da atual.
- E:** Vetor espacial da componente harmônica de h -ésima ordem tomado k_d amostras atrás da atual e rotacionado em θ_r graus.
- Constante complexa:** \vec{a} .

Figura 3.3: Detalhamento da transformação $\vec{f}_{gdsc} = \vec{s}_{\alpha\beta T}(kT_s)$.

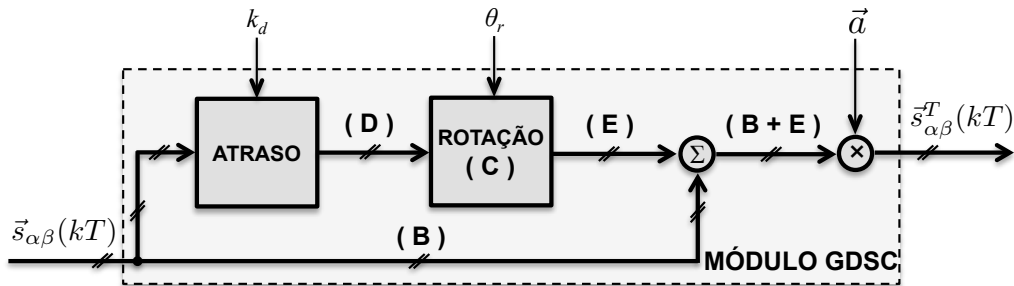


Figura 3.4: Diagrama simplificado de um módulo de filtragem GDSC com destaque dos termos apresentados na Figura 3.3.

qual aplicado ao sinal a ser filtrado conserve uma família de componentes harmônicas que contenha a componente que se deseja detectar e anule ou atenuie as demais componentes não pertencentes a esta família. Um segundo módulo (*B*) pode, então, ser projetado para receber o sinal proveniente do primeiro módulo (*A*) e, semelhantemente, oferecer um ganho complexo de modo a conservar uma nova família de componentes harmônicas que contenha a componente a ser detectada, mas anulando e atenuando as demais. Outros módulos (*C*, *D*, *E*, etc) podem, consecutivamente, ser aplicados seguindo a mesma ideia. Desta forma, projetar um filtro GDSC significa definir o ganho complexo de cada módulo *A*, *B*, *C*, etc; com o objetivo de conservar uma componente harmônica desejada, anulando ou atenuando, ao máximo, as demais.

No GDSC-PLL aplicado na sincronização de controles vetoriais de conversores, bastava a estimação do vetor espacial de FFPS, pois estava-se em busca de conhecer em tempo real

a sua posição angular no plano $\alpha\beta$ para que as transformações de referenciais utilizadas fossem solidárias a este vetor e assim cumprissem o papel proposto de desacoplamento de variáveis, principalmente.

Na aplicação do GDSC para a estimação fasorial proposta deseja-se estimar, além do vetor espacial de FFPS ($h = 1$), o vetor harmônico de ordem -1 (vetor espacial de FFNS) e o escalar componente instantânea de sequência zero. Pode não ser trivial, para o momento, o entendimento do método de estimação da componente de sequência zero, mas basta dizer que a mesma será detectada com o mesmo tipo de filtro empregado para a detecção do vetor de sequência positiva à frequência fundamental, devido ao comportamento matemático observado em (2.11).

Em suma, a tarefa de adaptar o GDSC-PLL a aplicações em estimação fasorial consistirá em:

- I. Projetar um filtro GDSC, para a detecção do fasor de FFPS³;
- II. Projetar um segundo filtro GDSC, para a detecção do fasor da componente harmônica de ordem -1, portanto, fasor de FFNS;
- III. Adaptar o filtro GDSC semelhante ao empregado para a detecção do fasor de FFPS para a detecção do fasor de sequência zero.

Projetar os ganhos complexos dos filtros GDSC adaptáveis em frequência dos itens I, II e III consiste em definir tríades (k_d, θ_r, \vec{a}) para os módulos GDSC constituintes de cada filtro, de modo a garantir, por estes, a detecção dos vetores espaciais de FFPS e FFNS, além da componente instantânea de sequência zero. Isso porque cada um dos termos da tríade viabilizam, matematicamente, as operações vetoriais de deslocar no tempo (buscar amostras passadas), de rotacionar no espaço e de reajustar (ou reescalonar) em fase e/ou em módulo o resultado final.

Ao retomar a análise da Figura 3.3, vê-se que a constante k_d é um número inteiro positivo

³Muita ênfase se tem dado no presente trabalho de proposta de um estimador fasorial baseado em GDSC no interesse por grandezas à frequência fundamental, mas outras componentes harmônicas também são de interesse em relés numéricos, por exemplo, harmônicos de segunda e quarta ordens, indicadoras de correntes de *inrush* em transformadores, por exemplo. Para estes casos, filtros GDSC também podem ser projetados para detectarem estas componentes harmônicas.

representativo de uma determinada quantidade de amostras que define a escolha de um vetor espacial passado, portanto atrasado, daí o termo *delayed* da expressão resumida pela sigla GDSC. A constante θ_r é um número real e representa uma diferença angular em graus ou radianos, conforme indicado no termo C, definindo uma rotação, agora espacial, no vetor espacial atrasado do termo D. A constante \vec{a} é um ganho complexo, utilizado para compensar erro de amplitude e, possivelmente, de fase, no resultado da soma dos termos B e E, erro este decorrente da operação realizada no termo D.

Assim, o projeto se fundamenta na constatação matemática de que o ganho da transformação \vec{f}_{gdsc} , apresentado em (2.20), é nulo para todas as componentes harmônicas que satisfaçam a seguinte condição:

$$\theta_r - h_s \frac{2\pi}{N} k_d = -\pi(1 + 2n), \quad (3.1)$$

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

$$h_s = \left(\frac{N\theta_r}{2\pi k_d} + \frac{N}{2k_d} \right) + \frac{N}{k_d} n. \quad (3.2)$$

Suponha que h_d seja a componente harmônica que deva ser detectada, isto é, $\vec{s}^{(h_s)}$, para $h_s = h_d$, é o vetor de sequência positiva ou negativa que deve ser obtido. De (3.2), vê-se que os parâmetros θ_r e k_d da transformação (2.17) podem ser escolhidos para eliminar uma família de vetores de componentes harmônicas

$$h_s = h_d + (q + pn), \quad (3.3)$$

em que q e p são os parâmetros definidores da família de componentes harmônicas a serem eliminadas. O parâmetro p determina a periodicidade das componentes harmônicas eliminadas, enquanto que q , junto com h_d , determina a primeira componente harmônica, nas vizinhanças de h_s , a ser eliminada. Segundo (3.2), isto é obtido fazendo:

$$\begin{cases} p = \frac{N}{k_d} \Rightarrow k_d = \frac{N}{p} \\ h_d + q = \frac{N\theta_r}{2\pi k_d} + \frac{N}{2k_d} \Rightarrow \theta_r = \frac{2\pi}{p} (h_d + q) - \pi \end{cases}. \quad (3.4)$$

O ganho complexo \vec{a} é escolhido de modo que o ganho da transformação para a

componente desejada $h_s = h_d$ seja unitário:

$$\vec{G}^{(h_d)} = \vec{a}[1 + e^{j(\theta_r - h_d \frac{2\pi}{N} k_d)}] = 1 \Rightarrow \vec{a} = \frac{1}{1 + e^{j\pi(\frac{2q}{p} - 1)}}. \quad (3.5)$$

Desta forma, os parâmetros de cada módulo GDSC são diretamente calculados de (3.4) e (3.5), substituindo h_d (ordem da componente a ser detectada) e os respectivos valores de q e p da família de harmônicas a ser eliminada.

O projeto dos filtros GDSC empregados na estimação dos fasores de sequência positiva e negativa do SNDR-GDSC realizado neste trabalho foi intuitivo, dado que, como os modelos de SNDR-GDSC foram submetidos a cenários sob amostragens de no máximo 3840 Hz nas simulações, a mais alta componente harmônica, cuja observação era necessária, correspondeu, considerando o teorema da amostragem de *Nyquist*, à de 32ª ordem.

Uma vez definida a ordem do vetor espacial de sequência a ser estimado (+1 ou -1), foi realizada uma pesquisa, no espectro harmônico limitado pelo filtro anti-*aliasing*, dos valores de q e p que, para cada módulo GDSC, garantisse a conservação da componente a ser detectada e cancelasse o máximo possível de componentes indesejadas. Ao serem colocados em série cada módulo GDSC com base no exposto, os ganhos complexos resultantes constituíram, agora, estimadores de fasores de sequência positiva e negativa à frequência fundamental baseados em GDSC, sendo simbolizados aqui, por $\vec{G}_+^{(1)}$ e $\vec{G}_-^{(1)}$, respectivamente. Em (3.6) e (3.7), pode ser visto que $\vec{G}_+^{(1)}$ e $\vec{G}_-^{(1)}$ eliminam todas as componentes não-fundamentais e sequências indesejadas presentes no sinal limitado em banda ao qual foram aplicados, fazendo com que os vetores espaciais de FFPS e FFNS, resultantes da filtragem confundam-se com os fasores girantes de FFPS e FFNS, consequência decorrente da relação estreita entre vetores espaciais e fasores de sequência, já estudada no Capítulo 2.

$$\begin{aligned} \vec{s}_{\alpha\beta+}^{(1)}(kT_s) &= \vec{G}_+^{(1)} \vec{s}_{\alpha\beta}(kT_s) \\ &= \vec{G}_+^{(1)} \sum_{h=0}^{N/2-1} \left[\tilde{S}_+^{(h)}(kT_s) e^{jh\omega kT_s} + \left(\tilde{S}_-^{(h)}(kT_s) \right)^* e^{-jh\omega kT_s} \right] \\ &= \tilde{S}_+^{(1)} e^{j\omega kT_s} \end{aligned} \quad (3.6)$$

$$\begin{aligned}
\vec{s}_{\alpha\beta-}^{(1)}(kT_s) &= \vec{G}_-^{(1)} \vec{s}_{\alpha\beta}(kT_s) \\
&= \vec{G}_-^{(1)} \sum_{h=0}^{N/2-1} \left[\tilde{S}_+^{(h)}(kT_s) e^{jh\omega kT_s} + \left(\tilde{S}_-^{(h)}(kT_s) \right)^* e^{-jh\omega kT_s} \right] \\
&= \left(\tilde{S}_-^{(1)} \right)^* e^{-j\omega kT_s}
\end{aligned} \tag{3.7}$$

As Tabelas 3.1 e 3.2 resumem o projeto dos estimadores fasoriais GDSC de sequências positiva e negativa para as frequências de amostragem de 1920 Hz (32 amostras/ciclo), apresentando a pesquisa de famílias de componentes a serem eliminadas e os valores de q e p obtidos das mesmas, além dos parâmetros de projeto, propriamente ditos (k_d , θ_r e \vec{a}). Note que apenas a pesquisa de famílias e a componente a ser detectada diferenciam o ajuste do estimador fasorial de sequência positiva do de sequência negativa.

Tabela 3.1: Tabelas de parametrização do $\vec{G}_+^{(1)}$ sob 1920 Hz (N = 32 amostras/ciclo).

Módulo	$(h_d + q + pn)$	h_d	q	p	k_d	θ_r	\vec{a}
A	$(2 + 2n)$	1	1	2	16	180°	$1/2$
B	$(3 + 4n)$	1	2	4	8	90°	$1/2$
C	$(5 + 8n)$	1	4	8	4	45°	$1/2$
D	$(9 + 16n)$	1	8	16	2	$22,5^\circ$	$1/2$
E	$(17 + 32n)$	1	16	32	1	$11,25^\circ$	$1/2$

Tabela 3.2: Tabelas de parametrização do $\vec{G}_-^{(1)}$ sob 1920 Hz (N = 32 amostras/ciclo).

Módulo	$(h_d + q + pn)$	h_d	q	p	k_d	θ_r	\vec{a}
A	$2n$	-1	1	2	16	-180°	$1/2$
B	$(1 + 4n)$	-1	2	4	8	-90°	$1/2$
C	$(3 + 8n)$	-1	4	8	4	-45°	$1/2$
D	$(7 + 16n)$	-1	8	16	2	$-22,5^\circ$	$1/2$
E	$(15 + 32n)$	-1	16	32	1	$-11,25^\circ$	$1/2$

Referente aos estimadores fasoriais GDSC para 3840 Hz (64 amostras/ciclo) e 960 Hz (16 amostras/ciclo), a Tabela 3.3 apresenta os parâmetros que diferem com relação aos da

amostragem a 1920 Hz, ou seja, apenas aquele que é função do número de amostras por ciclo. É oportuno destacar que o valor de k_d igual a 0,5 do módulo E é indicativo de que, para a frequência de amostragem considerada, 960 Hz as componentes a serem eliminadas estão acima da frequência de *Nyquist*, ou seja, o referido módulo é desnecessário para a frequência de amostragem praticada.

Tabela 3.3: Tabelas de parametrização do $\vec{G}_+^{(1)}$ e $\vec{G}_-^{(1)}$ para amostragem a 3840 Hz (64 amostras/ciclo) e 920 Hz (16 amostras/ciclo).

Módulo	k_d para 3840 Hz	k_d para 960 Hz
<i>A</i>	32	8
<i>B</i>	16	4
<i>C</i>	8	2
<i>D</i>	4	1
<i>E</i>	2	0,5

Os parâmetros contidos na Tabela 3.1 são utilizados para obter os ganhos complexos dos módulos $A - E$ para a FFPS:

$$\vec{G}_A^{(h_s)} = \frac{1}{2}[1 + e^{j\pi(1-h_s)}]; \quad (3.8)$$

$$\vec{G}_B^{(h_s)} = \frac{1}{2}[1 + e^{j\frac{\pi}{2}(1-h_s)}]; \quad (3.9)$$

$$\vec{G}_C^{(h_s)} = \frac{1}{2}[1 + e^{j\frac{\pi}{4}(1-h_s)}]; \quad (3.10)$$

$$\vec{G}_D^{(h_s)} = \frac{1}{2}[1 + e^{j\frac{\pi}{8}(1-h_s)}]; \quad (3.11)$$

$$\vec{G}_E^{(h_s)} = \frac{1}{2}[1 + e^{j\frac{\pi}{16}(1-h_s)}]. \quad (3.12)$$

Operados em cascata, os módulos A , B , C , D e E compõem uma unidade de estimação fasorial de baseada em GDSC, neste caso de sequência positiva (GDSC-FFPS), apresentado

na Figura 3.5. Para as demais componentes de sequência basta o projeto adequado dos módulos GDSC.

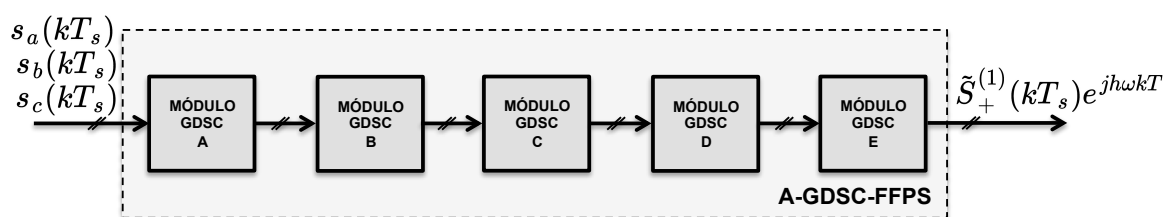


Figura 3.5: Cascadeamento dos módulos GDSC A a E constituindo um estimador fasorial GDSC de FFPS (GDSC-FFPS).

A representação da componente simétrica instantânea de sequência zero em termos de vetores espaciais pode ser visto como um problema de representação de um sinal monofásico por meio de vetores espaciais, abordagem não explorada na literatura até agora, já que o vetor espacial foi apresentado como grandeza associada a sistemas polifásicos. O desenvolvimento matemático apresentado em (2.11) indica que a referida componente é sintetizada pela soma de um fasor girante de sequência direta e seu conjugado girante em sequência inversa. Devido a esse sentido de rotação inverso do fasor conjugado, o mesmo pode, sem introduzir erro na análise, representar um sistema fictício trifásico equilibrado de sequência negativa, com fase e módulo idênticos aos do conjugado do fasor de sequência positiva, semelhante ao compostamento do vetor espacial de *Clarke*, em (2.9). Feita esta consideração, um sinal monofásico pode ser visto como um sistema trifásico particularmente desequilibrado: uma fase não nula e as demais nulas. Com base nesta consideração, amplia-se a aplicação do conceito de vetor espacial a sinais polifásicos e monofásicos.

Então, o problema que se tem é o de adaptar a filtragem GDSC para realizar a filtragem da componente instantânea de sequência zero, ou seja, de um sinal monofásico. Neste sentido, rearranjando (2.11), conforme apresentado em (3.13), pode-se ver que o filtro GDSC apesar de inerentemente polifásico pode ser facilmente utilizado para filtragem de grandezas

monofásicas.

$$\begin{aligned}
 s_0(kT_s) &= \sum_{h=0}^{\infty} \frac{1}{2} \left[\tilde{S}_0^{(h)}(kT_s) e^{jh\omega kT_s} + \left(\tilde{S}_0^{(h)}(kT_s) \right)^* e^{-jh\omega kT_s} \right] \\
 2s_0(kT_s) &= \sum_{h=0}^{\infty} \left[\tilde{S}_0^{(h)}(kT_s) e^{jh\omega kT_s} + \left(\tilde{S}_0^{(h)}(kT_s) \right)^* e^{-jh\omega kT_s} \right]
 \end{aligned} \tag{3.13}$$

Se $2s_0(kT_s)$ for aplicado ao estimador fasorial da Figura 3.5, todas as componentes harmônicas de sequência zero indesejadas serão eliminadas mantendo-se apenas a componente de frequência fundamental, girante à velocidade ω , como indicado em (3.14).

$$\begin{aligned}
 \vec{s}_{\alpha\beta 0}^{(1)}(kT) &= \vec{G}_+^{(1)} [2s_0(kT_s)] \\
 &= \vec{G}_+^{(1)} \sum_{h=0}^{\infty} \left[\tilde{S}_0^{(h)}(kT_s) e^{jh\omega kT_s} + \left(\tilde{S}_0^{(h)}(kT_s) \right)^* e^{-jh\omega kT_s} \right] \\
 &= \tilde{S}_0^{(1)} e^{j\omega kT},
 \end{aligned} \tag{3.14}$$

na qual $\vec{s}_{\alpha\beta 0}^{(1)}(kT)$ é o vetor espacial da componente de sequência zero (ou homopolar) à frequência fundamental obtida do sinal original $2s_0(kT_s) = \frac{2[s_a(kT_s) + s_b(kT_s) + s_c(kT_s)]}{3}$.

Destaca-se que não há necessidade de abordar o projeto do estimador fasorial de sequência zero, dado que o seu projeto, conforme constatado, é idêntico ao do estimador de sequência positiva, cujos parâmetros estão apresentados na Tabela de 3.1 a 3.3.

O SNDR-GDSC proposto no presente trabalho incorpora qualidade de adaptatividade em frequência, pois deriva do A-GDSC-PLL abordado na Seção 2.4. Desta forma, encerrando as questões de projeto, resta tratar do SRF-PLL, parte constituinte do GDSC-PLL que viabiliza o rastreamento da frequência da rede monitorada pelo GDSC. Referente ao projeto deste módulo, cuja função está associada à garantia da adaptatividade em frequência do GDSC-PLL, diferentemente do que acontece na aplicação destes filtros vetoriais em algoritmos de sincronização, foi adotada a consideração simplificadora de dispensar o controlador PI na detecção da posição do vetor espacial desejado. Em substituição ao PI, realizou-se a diferenciação da posição do vetor espacial resultante obtida através do arcotangente entre as componentes β e α da saída do último módulo do GDSC-PLL-1⁴ para estimar a frequência real do sistema trifásico monitorado e, assim, reajustar a janela

⁴Nos projetos que consideraram menos módulos, sempre o vetor espacial resultante da saída do último bloco foi empregado.

de amostragem do filtro GDSC-PLL, o que efetivamente é empregado na estimação fasorial do SNDR-GDSC (revisitar a teoria apresentada na Seção 2.4 para mais detalhes sobre a adaptatividade em frequência). Ressalta-se que a simplificação proposta apenas foi efetivada quando de uma pré-análise do impacto da substituição proposta. Como os desempenhos permaneceram equivalentes, provavelmente devido ao desprezível tempo de resposta do SRF-PLL, decorrente da sua larga banda de passagem, a dinâmica do PI foi substituída pela citada operação trigonométrica.

3.2 Resposta em Frequência do Estimador Fasorial Baseado em GDSC

Os módulos GDSC de A a E podem ser vistos como filtros FIR vetoriais. Sob este ponto de vista, é possível investigar as características de filtragem das transformações inclusive para inter-harmônicos e sub-harmônicos. Assim sendo, uma resposta em frequência (RF) foi realizada para cada módulo, ou seja, para os ganhos complexos (3.8), (3.9), (3.10), (3.11) e (3.12); e no filtro GDSC empregado na estimação fasorial de sequência positiva, através do encadeamento de ganhos e fases calculados em (3.15) e (3.16); para uma faixa de componentes harmônicas levando em conta uma amostragem realizada a 960 Hz⁵. Adicionalmente, o filtro foi reprojetoado para estimar fasores de sequência negativa e uma análise de RF foi realizada no filtro GDSC, recalculando (3.15) e (3.16). Todos os resultados são apresentados nas Figuras 3.6 e 3.7.

$$GANHO_{pu} = |\vec{G}_A^{(h_s)} \vec{G}_B^{(h_s)} \vec{G}_C^{(h_s)} \vec{G}_D^{(h_s)} \vec{G}_E^{(h_s)}|, \quad (3.15)$$

$$FASE = arg\{\vec{G}_A^{(h_s)} \vec{G}_B^{(h_s)} \vec{G}_C^{(h_s)} \vec{G}_D^{(h_s)} \vec{G}_E^{(h_s)}\}. \quad (3.16)$$

Pela análise da RF apresentada pode-se fazer as seguintes observações gerais:

- I. A RF realizada indica um comportamento em frequência que sugere uma satisfatória capacidade de filtragem do GDSC empregado na estimação fasorial. Conforme projetado, cada módulo apresenta ganho unitário e fase nula para as componentes que

⁵Devido à clareza das figuras geradas, decorrente do espectro estreito, limitado às harmônicas de ordem -8 a 8 pelo filtro anti-aliasing, apenas os resultados referentes à RF considerando amostragem a 960 Hz foram aqui apresentados, mas na pesquisa a RF também foi realizada considerando 1920 Hz e 3840 Hz.

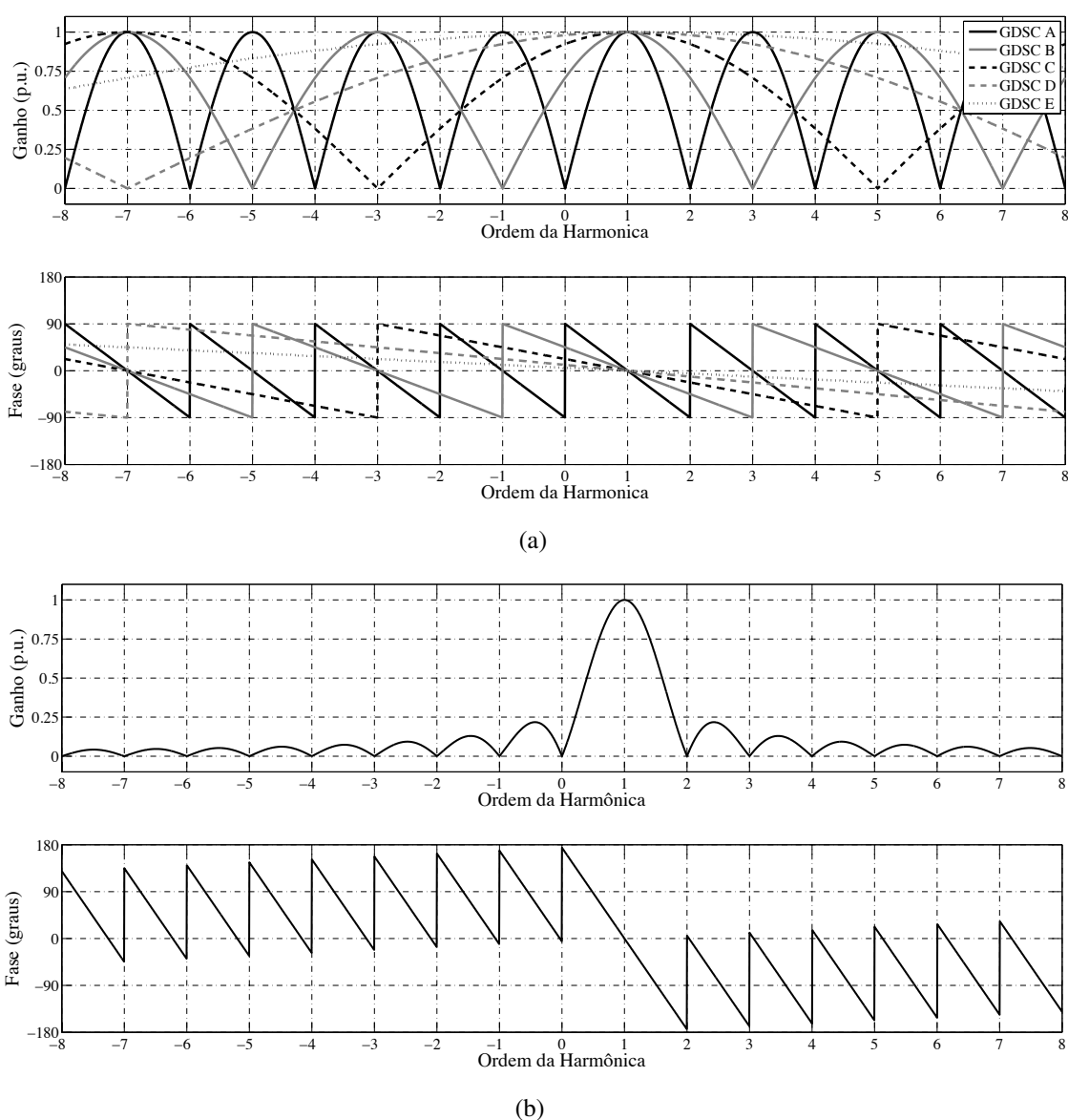


Figura 3.6: Resposta em frequência (a) simultânea de todos os módulos GDSC e (b) do cascadeamento GDSC ABCDE, todos empregados na estimação do fasor de sequência positiva sob amostragem de 960 Hz.

se deseja obter e, referente às componentes indesejadas, ganhos nulos. As Figuras 3.6 e 3.7 são esclarecedoras quando evidenciam que todas as curvas de ganho e fase assumem valores 1 e 0° , nas componentes harmônicas de ordem 1 e -1 . Pelos mesmos gráficos, vê-se que as curvas de ganho sempre são nulas para qualquer outra componente harmônica.

II. Inter-harmônicos e sub-harmônicos sofrem apenas atenuação na magnitude detectada, não sendo anulados, mas como o método de estimação proposto é baseado no A-GDSC e, portanto, é adaptável em frequência, o “rastreamento” da frequência

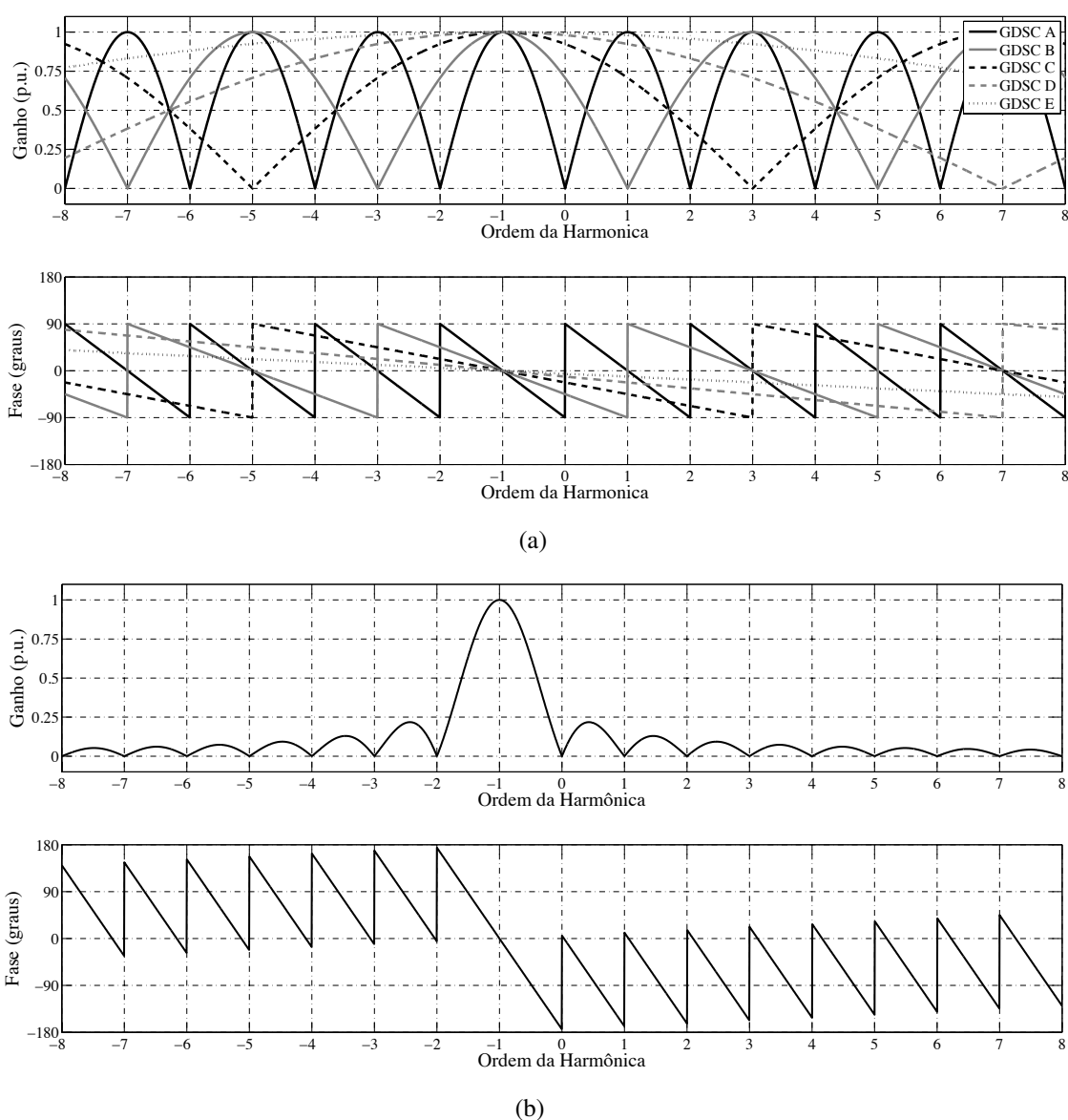


Figura 3.7: Resposta em frequência (a) simultânea de todos os módulos GDSC e (b) do cascadeamento GDSC ABCDE, todos empregados na estimação do fasor de sequência negativa sob amostragem de 960 Hz.

garantirá que a janela de amostras seja reajustada com a possível variação de frequência experimentada, inibindo a produção de inter e sub-harmônicos;

III. De modo geral, é observado que os primeiros módulos removem grande parte das componentes harmônicas indesejadas e os últimos tem mais efeito de eliminar uns poucos harmônicos de alta ordem no sinal de saída, enquanto que os últimos módulos são menos significativos em termos de tempo de resposta do filtro e, consequentemente, ao tempo de estimação fasorial.

Sobre a observação geral III, cabe um esclarecimento específico que permite tirar

proveito da modularidade do estimador fasorial GDSC em favor da diminuição do tempo de resposta da detecção que o mesmo promove:

1. Referente ao emprego do encadeamento completo de ganhos complexos (ABCDE) dedicado à estimação do fasor FFPS de um sinal amostrado a 960 Hz, o módulo E, cuja RF é apresentada na Figura 3.6, poderia ser desprezado sem comprometimento da precisão da estimação, dado que o encadeamento ABCD, à montante, já garantiu a estimação do fasor desejado;
2. Considerando pouco provável a ocorrência de componentes harmônicas de sequência negativa de 7^a ordem em SEP, referente à estimação do fasor de FFPS do mesmo sinal do item I, o ganho D poderia também ser desprezado sem comprometimento da precisão da estimação, dado que o encadeamento ABC, à montante, já garantiu a estimação do fasor desejado. Ver a Figura 3.6;
3. A mesma análise feita nos itens 1 e 2 pode ser estendida para o caso da estimação do fasor de FFNS, dado que o ganho E continua sem efeito e, portanto, pode ser suprimido do encadeamento. Referente ao ganho D, considerando que a ocorrência de componentes harmônicas de sequência positiva de 7^a ordem apesar de teoricamente possível, se dá com forte atenuação especialmente em SEP com níveis de tensão $\geq 69kV$ (ver a Figura 3.7).

Então, retomando o que já foi abordado na sub-seção 2.3, o tempo de resposta do filtro GDSC depende apenas da quantidade de vetores $\alpha\beta$ que o mesmo precisa armazenar ($k_{dA} + k_{dB} + k_{dC} + k_{dD} + k_{dE} + \dots$), ou seja, dependendo do seu encadeamento de projeto, uma operação sub-cíclica pode ser obtida aceitando uma imprecisão mínima na estimação fasorial. As Figuras 3.8 e 3.9 apresentam a RF para os estimadores fasoriais de FFPS e FFNS, respectivamente, com uma amostragem a 960 Hz e considerando um encadeamento ABC de ganhos complexos, cujo projeto consta resumido nas Tabelas 3.1 E 3.2. Cada estimador fasorial (FFPS e FFNS) projetado nestas condições requererá apenas 14 vetores espaciais anteriores para a sua tarefa de filtragem, o que representa 12,5% de operação sub-cíclica. Esta prática de otimizar o encadeamento do estimador fasorial GDSC de acordo com a

amostragem a ser realizada no sinal monitorado é requisito do SNDR-GDSC proposto neste trabalho.

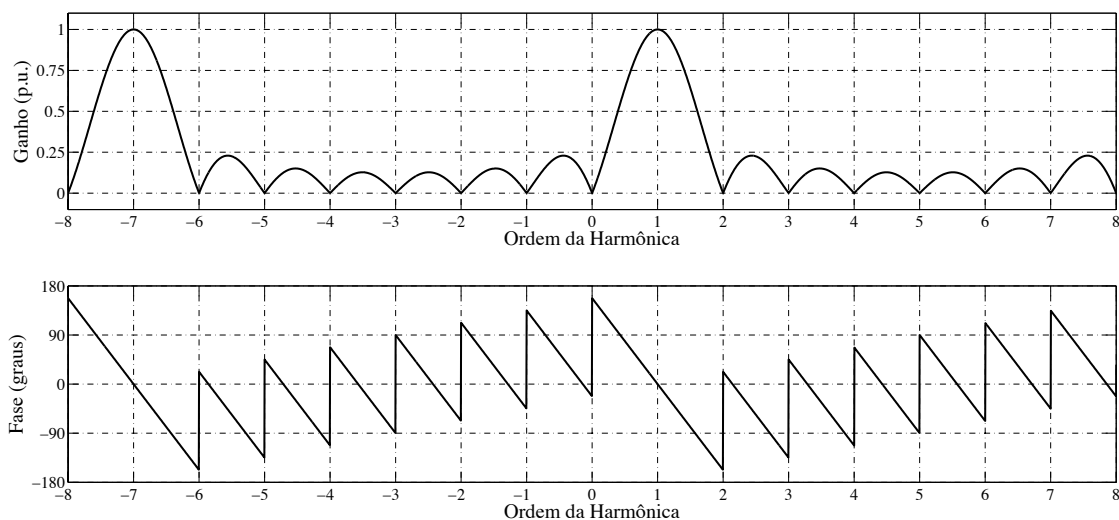


Figura 3.8: Resposta em frequência do estimador fasorial GDSC empregado para a estimação do fasor de FFPS projetado considerando amostragem de 960 Hz e encadeamento de ganhos ABC.

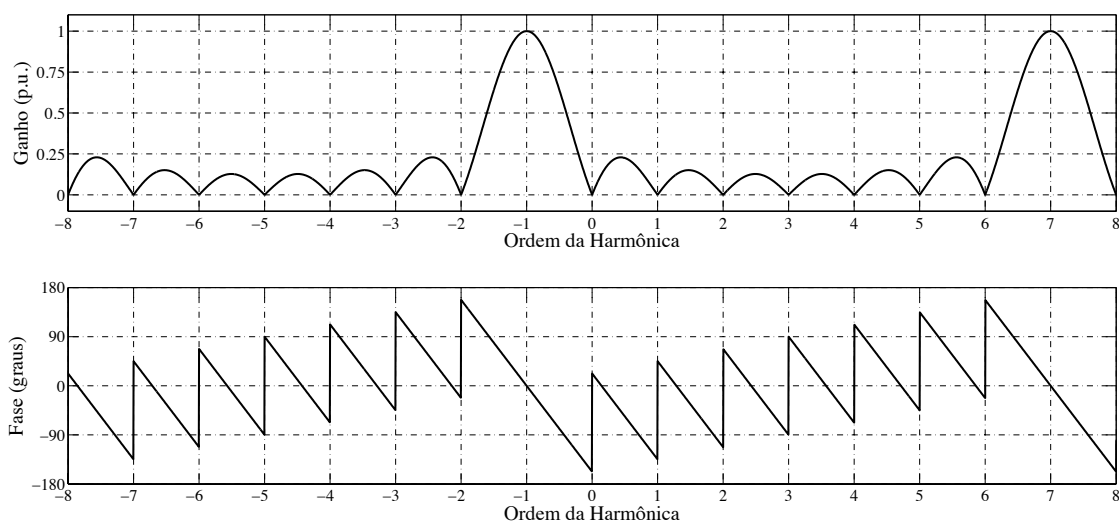


Figura 3.9: Resposta em frequência do estimador fasorial GDSC empregado para a estimação do fasor de FFNS projetado considerando amostragem de 960 Hz e encadeamento de ganhos ABC.

3.3 Proposta de Algoritmo de Estimação de Impedância para Relé de Distância Baseado em PE-A-GDSC

Com a possibilidade de empregar um estimador fasorial de sequência positiva baseado em GDSC para a estimação do fasor de sequência zero, é possível propor o PE-A-GDSC, um módulo estimador fasorial adaptável em frequência baseado no método GDSC, conforme apresentado na Figura 3.10.

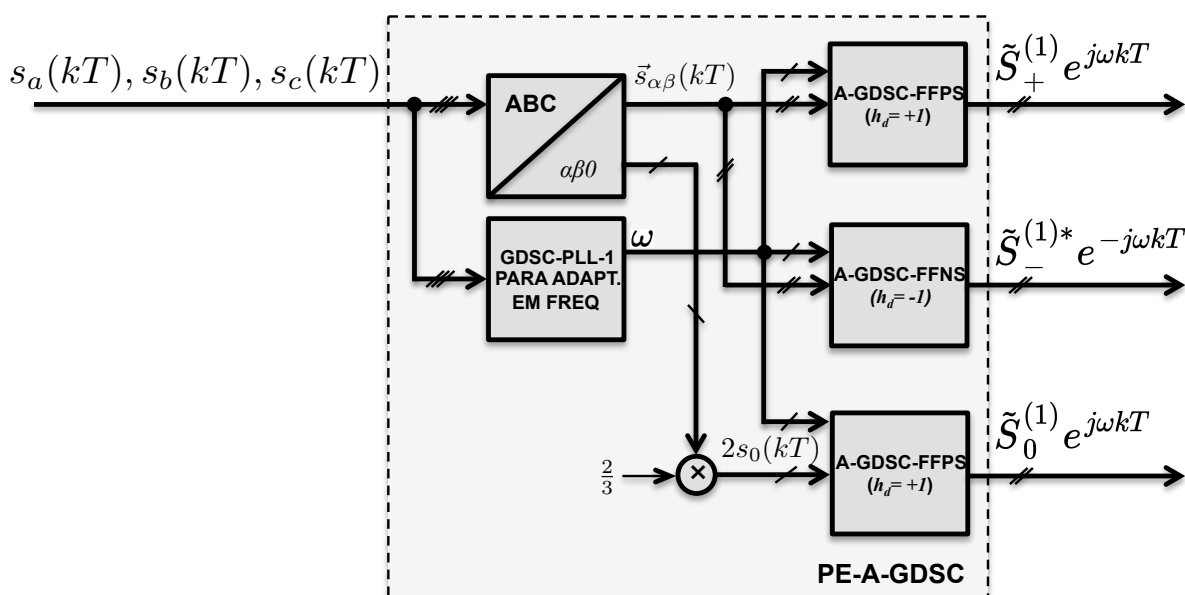


Figura 3.10: Diagrama simplificado do PE-A-GDSC.

Considerando a resposta em frequência apresentada, a capacidade de adaptação a variações de frequência e mesmo a facilidade de projeto, há indícios de que o PE-A-GDSC seja uma alternativa viável para a estimação de fasores em relés numéricos de proteção. Assim, como aplicação do algoritmo PE-A-GDSC recém proposto, será desenvolvida neste capítulo a modelagem de um relé numérico de distância simplificado com estimação fasorial pelo PE-A-GDSC, o SNDR-GDSC. Pelo fato de o PE-A-GDSC disponibilizar naturalmente os fasores de sequência em vez de fasores de fase, uma primeira providência foi revisar a bibliografia em busca de um algoritmo de distância que se baseasse na medição direta das componentes de sequência, com o objetivo inicial de dispensar a aplicação de transformação inversa de Fortescue e, assim, otimizar ao máximo o número de linhas de código do modelo. Através de pesquisa bibliográfica foi encontrada a proposta do SCDR (*Symmetrical*

Component Distance Relay) em (PHADKE; IBRAHIM; HLIBKA, 1977), que se trata de um algoritmo de distância baseado em componentes simétricas e que dispensa os *loops* de faltas dos algoritmos tradicionais de distância em troca de uma equação única para medição da impedância aparente. Constatou-se, ainda nas primeiras simulações, que o emprego do SCDR permitia extrair grandes vantagens do método PE-A-GDSC. Por exemplo, a trajetória da impedância aparente rapidamente atingia as vizinhanças do ponto de falta e com certa precisão, comparativamente à tradicional estimação por DFT. Logo, a ideia de integrar de alguma forma o algoritmo de distância do SCDR ao PE-A-GDSC tomou mais importância do que a questão do baixo custo computacional do PE-A-GDSC, dado que a capacidade de processamento e armazenamento dos microcontroladores atuais já não é tão restritiva como nos primórdios dos relés digitais.

As pesquisas de Phadke et al. sobre o SCDR não foram apenas teóricas, pois, foi desenvolvida pelos autores, uma implementação do SCDR em um microcontrolador, validando o protótipo através de testes de campo em linha de transmissão de 765 kV, como apresentados nos artigos (PHADKE et al., 1979; PHADKE et al., 1981), o que consolidou a aplicação do SCDR.

Sem dúvida, a principal característica do SCDR de Phadke et al. é a utilização de uma única equação, denominada equação de desempenho (*performance equation*), para o cálculo do *loop* de impedância até o ponto de defeito, independentemente do tipo de falta. Essa única equação elimina a necessidade de implementação das seis equações de *loop* de faltas, necessárias aos relés de distância modelados em referencial de fase, para calcular a distância à falta para os dez tipos de defeito possíveis: três bifásicos (A-B, B-C e C-A), três bifásicos à terra (A-B-T, B-C-T e C-A-T), três monofásicos (A-T, B-T e C-T) e um trifásico (A-B-C ou A-B-C-T).

Para a apresentação da modelagem matemática do SCDR, será empregado um *benchmark* de duas barras apresentado originalmente em (LEWIS; TIPPETT, 1947) e reproduzido na Figura 3.11.

Dada a Figura 3.11, considerando o SNDR-GDSC instalado no terminal da LT1

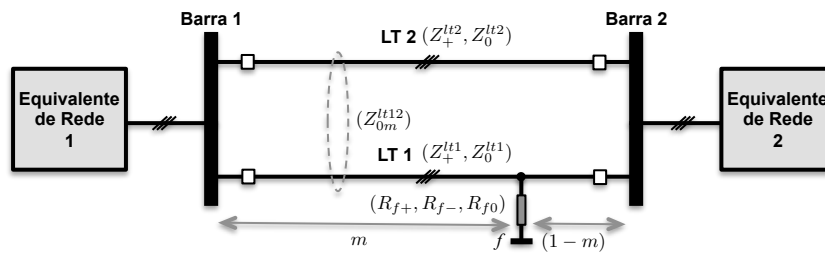


Figura 3.11: *Benchmark* empregado em (PHADKE; IBRAHIM; HLIBKA, 1977) para o desenvolvimento do SCDR e modelagem do SCDR-GDSC proposto.

conectado à barra 1, quando da ocorrência de um defeito através de impedância na LT1, as tensões de sequência monitoradas são dadas por

$$\tilde{E}_0 = m\tilde{I}_0 Z_0^{lt1} + m\tilde{I}'_0 Z_{0m}^{lt12} + R_{f0}\tilde{I}_{f0} + \tilde{E}_{f0}, \quad (3.17)$$

$$\tilde{E}_+ = m\tilde{I}_+ Z_+^{lt1} + R_{f+}\tilde{I}_{f+} + \tilde{E}_{f+}, \quad (3.18)$$

$$\tilde{E}_- = m\tilde{I}_- Z_-^{lt1} + R_{f-}\tilde{I}_{f-} + \tilde{E}_{f-}, \quad (3.19)$$

nas quais os subscritos 0, + e - indicam, respectivamente, componente de sequência zero, positiva e negativa; m a impedância aparente normalizada pela impedância de sequência positiva da LT1 ou a distância ao ponto de falta, normalizada pelo comprimento total; Z_+^{lt1} , Z_0^{lt1} e Z_{0m}^{lt12} os parâmetros de sequência da LT1⁶, incluindo a impedância mútua de sequência zero entre LT1 e LT2; R_{f+} , R_{f-} e R_{f0} as resistências de falta; \tilde{E}_f e \tilde{E} , respectivamente, os fasores tensão no ponto de falta e no ponto de monitoração do relé; \tilde{I}_f , \tilde{I} e \tilde{I}' , respectivamente, fasores corrente de falta, corrente monitorada pelo relé e corrente em uma suposta linha paralela (LT2).

As variações nas correntes de sequência, devidas às variações das correntes pré-falta, para as correntes de defeito, são calculadas por

$$\Delta\tilde{I}_0 = \tilde{I}_0 - \bar{I}_0 \approx \tilde{I}_0, \quad (3.20)$$

$$\Delta\tilde{I}_+ = \tilde{I}_+ - \bar{I}_+, \quad (3.21)$$

$$\Delta\tilde{I}_- = \tilde{I}_- - \bar{I}_- \approx \tilde{I}_-, \quad (3.22)$$

em que \bar{I} representa o fasor corrente pré-falta na LT1.

As aproximações consideradas em (3.20) e (3.22) são apropriadas quando considerado

⁶Por tratar-se de LT, considerou-se $Z_-^{lt1} = Z_+^{lt1}$.

que o sistema operava de forma simétrica e equilibrada na pré-falta, isto é, correntes de sequência negativa e zero nulas.

Substituindo (3.20), (3.21) e (3.22) em (3.17), (3.18) e (3.19), respectivamente, e resolvendo para as tensões de sequência no ponto de defeito chega-se a

$$\tilde{E}_{f0} = \tilde{E}_0 - m\Delta\tilde{I}_0 Z_0^{lt1} - m\Delta\tilde{I}'_0 Z_{m0}^{lt12} - R_{f0}\tilde{I}_{f0}, \quad (3.23)$$

$$\tilde{E}_{f+} = \tilde{E}_+ - m\Delta\tilde{I}_+ Z_+^{lt1} - m\bar{I}_+ Z_+^{lt1} - R_{f+}\tilde{I}_{f+}, \quad (3.24)$$

$$\tilde{E}_{f-} = \tilde{E}_- - m\Delta\tilde{I}_- Z_+^{lt1} - R_{f-}\tilde{I}_{f-}. \quad (3.25)$$

Se forem definidas as expressões

$$\Delta\tilde{E}_0 = \Delta\tilde{I}_0 Z_0^{lt1} + \Delta\tilde{I}'_0 Z_{m0}^{lt12}, \quad (3.26)$$

$$\Delta\tilde{E}_+ = \Delta\tilde{I}_+ Z_+^{lt1}, \quad (3.27)$$

$$\Delta\tilde{E}_- = \Delta\tilde{I}_- Z_+^{lt1}, \quad (3.28)$$

e adotadas razões auxiliares

$$K_0 = \frac{\tilde{E}_0}{\Delta\tilde{E}_0}, \quad (3.29)$$

$$K_+ = \frac{\tilde{E}_+}{\Delta\tilde{E}_+}, \quad (3.30)$$

$$K_- = \frac{\tilde{E}_-}{\Delta\tilde{E}_-}, \quad (3.31)$$

$$K_l = \frac{\bar{I}_+ Z_+^{lt1}}{\Delta\tilde{E}_+}, \quad (3.32)$$

então é possível expressar (3.23), (3.24) e (3.25) como

$$\tilde{E}_{f0} = \Delta\tilde{E}_0(K_0 - m) - R_{f0}\tilde{I}_{f0}, \quad (3.33)$$

$$\tilde{E}_{f+} = \Delta\tilde{E}_+[K_+ - m(1 + K_l)] - R_{f+}\tilde{I}_{f+}, \quad (3.34)$$

$$\tilde{E}_{f-} = \Delta\tilde{E}_-(K_- - m) - R_{f-}\tilde{I}_{f-}. \quad (3.35)$$

É importante notar que as razões auxiliares (3.29), (3.30), (3.31) e (3.32) relacionam apenas grandezas de mesma sequência. Logo, as tensões de falta em (3.33), (3.34) e (3.35) apenas sofrem alteração se a respectiva componente de sequência for alterada, já que as razões auxiliares independem das fases envolvidas no defeito, mas apenas das grandezas de

sequência. Vale ressaltar que o fasor corrente pré-falta de sequência positiva (\bar{I}_+) em K_l , visto em (3.32), é grandeza complexa de amplitude constante e girante na mesma velocidade angular da componente de sequência positiva e frequência fundamental (obtida pelo PE-A-GDSC) e, portanto, não compromete o desacoplamento de (3.34).

Submetendo (3.33), (3.34) e (3.35) às condições de contorno convenientes para cada um dos possíveis defeitos *shunt* não-simultâneos (monofásicos, bifásicos, bifásicos à terra e trifásicos), é possível encontrar o valor em *pu* da impedância de sequência da LT1 (m) por meio de uma única expressão, proposta pelos idealizadores do SCDR.

Na ocorrência de um curto-circuito trifásico interno à LT1, tem-se como equação de contorno $\tilde{E}_{f+} = 0$, $\Delta\tilde{E}_0 = 0$ e $\Delta\tilde{E}_- = 0$, ou seja, (3.34) se torna

$$0 = \Delta\tilde{E}_+[K_+ - m(1 + K_l)] - R_{f+}\tilde{I}_{f+}. \quad (3.36)$$

Resolvendo (3.36) para m , chega-se a

$$m = \frac{K_+}{1 + K_l} - \frac{R_{f+}\tilde{I}_{f+}}{\Delta\tilde{E}_+(1 + K_l)} = \frac{K_+}{1 + K_l} + \epsilon^{(r)}, \quad (3.37)$$

no qual $\epsilon^{(r)}$ representa o termo dependente da resistência de defeito e da corrente pré-falta.

Quando um defeito bifásico B-C interno à LT1 ocorre, tem-se, como equações de contorno, $\tilde{E}_{f+} = \tilde{E}_{f-}$ e $\Delta\tilde{E}_+ = -\Delta\tilde{E}_-$ e $\Delta\tilde{E}_0 = 0$. Considerando as referidas condições de contorno e manipulando convenientemente (3.34) e (3.35), então,

$$m = \frac{K_+ + K_-}{2 + K_l} + \frac{R_{f+}\tilde{I}_{f+} - R_{f-}\tilde{I}_{f-}}{\Delta\tilde{E}_+(2 + K_l)} = \frac{K_+ + K_-}{2 + K_l} + \epsilon^{(r)}. \quad (3.38)$$

Para os defeitos bifásicos A-B e C-A, o termo \tilde{I}_{f-} , em $\epsilon^{(r)}$ de (3.38), fica multiplicado pelo operador γ e γ^2 , respectivamente.

Em caso de defeito monofásico A-T interno à LT1, tem-se, como equações de contorno, $\tilde{E}_{f0} + \tilde{E}_{f+} + \tilde{E}_{f-} = 0$ e $\Delta\tilde{E}_+ = \Delta\tilde{E}_-$. Considerando as referidas condições de contorno em (3.33), (3.34) e (3.35) e considerando $K'_0 = \left| \frac{\Delta\tilde{E}_0}{\Delta\tilde{E}_+} \right|$, conforme apresentado em (PHADKE et

al., 1979), chega-se a

$$m = \frac{K_+ + K_- + K_0 K'_0}{2 + K_l + K'_0} + \frac{R_{f+} \tilde{I}_{f+} + R_{f-} \tilde{I}_{f-} + R_{f0} \tilde{I}_{f0}}{\Delta \tilde{E}_+ (2 + K_l + K'_0)} = \frac{K_+ + K_- + K_0 K'_0}{2 + K_l + K'_0} + \epsilon^{(r)}. \quad (3.39)$$

Para os defeitos B-T, \tilde{I}_{f-} e \tilde{I}_{f0} , em $\epsilon^{(r)}$ de (3.39), devem ser multiplicados, respectivamente, pelos operadores γ e γ^2 , enquanto para os defeitos C-T, por γ^2 e γ .

Em se tratando de defeito bifásico à terra B-C-T interno à LT1, tem-se como equações de contorno $\tilde{E}_{f0} = \tilde{E}_{f+} = \tilde{E}_{f-}$. Considerando as referidas condições de contorno (3.33), (3.34) e (3.35) e considerando $K'_0 \approx -\frac{\Delta \tilde{E}_0}{\Delta \tilde{E}_+}$, conforme simplificação apresentada em (PHADKE et al., 1979), então

$$m = \frac{K_+ + K_0 K'_0}{1 + K_l + K'_0} + \frac{R_{f0} \tilde{I}_{f0} - R_{f+} \tilde{I}_{f+}}{\Delta \tilde{E}_+ (1 + K_l + K'_0)} = \frac{K_+ + K_0 K'_0}{1 + K_l + K'_0} + \epsilon^{(r)}. \quad (3.40)$$

Para os defeitos A-B-T e C-A-T, \tilde{I}_{f0} , em $\epsilon^{(r)}$ de (3.40), deve ser multiplicado, respectivamente, pelos operadores γ e γ^2 .

Considerando uma nova razão auxiliar K'_- , definida como

$$K'_- = \begin{cases} 1, & \text{se } |\Delta \tilde{E}_+| \approx |\Delta \tilde{E}_-| \\ 0, & \text{se } |\Delta \tilde{E}_+| \neq |\Delta \tilde{E}_-| \end{cases}$$

as expressões (3.37), (3.38), (3.39) e (3.40) podem ser unificadas, originando

$$m = \frac{K_+ + K_- K'_- + K_0 K'_0}{1 + K'_0 + K'_- + K_l} + \epsilon^{(r)}. \quad (3.41)$$

A expressão (3.41) é a equação de operação do SCDR. Por meio da mesma, é possível calcular o *loop* de impedância ao defeito, monitorado pelo relé de distância, independentemente do tipo de defeito, apenas a partir da estimação dos fasores de sequência de tensão e de corrente no ponto de instalação do relé e dos parâmetros da LT protegida.

Essa proposta inovadora de Phadke et al. é naturalmente adequada ao método PE-A-GDSC proposto, na medida em que fica dispensada a transformação inversa de *Fortescue* para obter as componentes de sequência e, principalmente, pelo fato de apenas uma única equação ser empregada na identificação do defeito e no cálculo da impedância à falta. Além disso, as quedas de tensão de sequência ($\Delta \tilde{E}_0$, $\Delta \tilde{E}_+$ e $\Delta \tilde{E}_-$), que compõem as razões

auxiliares (K_0 , K_+ , K_- e K'_0), funcionam tal como os tradicionais circuitos mímicos, conferindo ao SCDR uma capacidade intrínseca de extração de componentes CC.

A integração do SCDR ao método PE-A-GDSC passa pela redefinição das razões auxiliares K_0 , K_+ e K_- em termos dos vetores espaciais de tensão e corrente filtrados pelos filtros GDSC.

Retomando as expressões de (3.26) a (3.32), é possível, desprezando o acoplamento mútuo (Z_{m0}^{lt12}) e as correntes pré-falta (\bar{I}_0 , \bar{I}_+ e \bar{I}_-), apresentar as razões auxiliares de *Phadke* como

$$K_0 = \frac{1}{Z_0^{lt1}} \left(\frac{\tilde{E}_0}{\tilde{I}_0} \right) = \frac{\tilde{E}_0^{(1)}}{Z_0^{lt1} \tilde{I}_0^{(1)}} = \frac{Z_0^{(1)}}{Z_0^{lt1}} = z_0^{(1)} \quad (3.42)$$

$$K_+ = \frac{1}{Z_+^{lt1}} \left(\frac{\tilde{E}_+}{\tilde{I}_+} \right) = \frac{\tilde{E}_+^{(1)}}{Z_+^{lt1} \tilde{I}_+^{(1)}} = \frac{Z_+^{(1)}}{Z_+^{lt1}} = z_+^{(1)} \quad (3.43)$$

$$K_- = \frac{1}{Z_+^{lt1}} \left(\frac{\tilde{E}_-}{\tilde{I}_-} \right) = \frac{\tilde{E}_-^{(1)}}{Z_+^{lt1} \tilde{I}_-^{(1)}} = \frac{Z_-^{(1)}}{Z_+^{lt1}} = z_-^{(1)} \quad (3.44)$$

Os quocientes $\left(\frac{\tilde{E}_0}{\tilde{I}_0} \right)$, $\left(\frac{\tilde{E}_+}{\tilde{I}_+} \right)$ e $\left(\frac{\tilde{E}_-}{\tilde{I}_-} \right)$ expressam as impedâncias de sequência à frequência fundamental vistas pelo SCDR ($Z_0^{(1)}$, $Z_+^{(1)}$ e $Z_-^{(1)}$). A divisão destes termos pelos parâmetros da LT1 (Z_+^{lt1} e Z_0^{lt1}) indicam que as razões auxiliares propostas por *Phadke et al.* são as impedâncias de sequência à frequência fundamental vistas pelo relé normalizadas pelos parâmetros da LT protegida ($z_0^{(1)}$, $z_+^{(1)}$ e $z_-^{(1)}$).

Vale ressaltar que essas impedâncias de sequência ($Z_0^{(1)}$, $Z_+^{(1)}$ e $Z_-^{(1)}$) são calculadas por operação direta das saídas dos PE-A-GDSC, quando a estes são aplicados os sinais trifásicos de corrente e tensão medidos pelos TP e TC que alimentam os SNDR-GDSC, conforme a seguir

$$Z_0^{(1)} = \left(\frac{\tilde{E}_0}{\tilde{I}_0} \right) = \frac{\tilde{E}_0 e^{j\omega k T_s}}{\tilde{I}_0 e^{j\omega k T_s}} = \frac{\bar{v}_{\alpha\beta 0}^{(1)}(k T_s)}{\bar{i}_{\alpha\beta 0}^{(1)}(k T_s)}, \quad (3.45)$$

$$Z_+^{(1)} = \left(\frac{\tilde{E}_+}{\tilde{I}_+} \right) = \frac{\tilde{E}_+ e^{j\omega k T_s}}{\tilde{I}_+ e^{j\omega k T_s}} = \frac{\bar{v}_{\alpha\beta +}^{(1)}(k T_s)}{\bar{i}_{\alpha\beta +}^{(1)}(k T_s)}, \quad (3.46)$$

$$Z_-^{(1)} = \left(\frac{\tilde{E}_-}{\tilde{I}_-} \right) = \frac{\tilde{E}_- e^{j\omega k T_s}}{\tilde{I}_- e^{j\omega k T_s}} = \frac{\bar{v}_{\alpha\beta -}^{(1)*}(k T_s)}{\bar{i}_{\alpha\beta -}^{(1)*}(k T_s)}, \quad (3.47)$$

ou seja, as saídas dos filtros GDSC (Figura 3.10) de tensão e corrente podem ser divididas, anulando o efeito girante dos fasores e originando os fasores FFPS, FFNS e FFZS.

Assim, para a integração do método de estimação fasorial proposto ao algoritmo de estimação de impedância, o SCDR de *Phadke* foi reformulado como

$$m = \frac{z_+^{(1)} + z_-^{(1)} K_-^{GDSC} + z_0^{(1)} K_0^{GDSC}}{1 + K_0^{GDSC} + K_-^{GDSC}}, \quad (3.48)$$

em que foi considerado que:

- I. As razões auxiliares de (3.48), considerando (3.42), (3.43), (3.44), (3.45), (3.46) e (3.47), são dadas por

$$z_+^{(1)} = \frac{\vec{v}_{\alpha\beta+}^{(1)}(kT_s)}{\vec{i}_{\alpha\beta+}^{(1)}(kT_s)} \cdot \frac{1}{Z_+^{lt1}}, \quad (3.49)$$

$$z_-^{(1)} = \frac{\vec{v}_{\alpha\beta-}^{(1)*}(kT_s)}{\vec{i}_{\alpha\beta-}^{(1)*}(kT_s)} \cdot \frac{1}{Z_+^{lt1}}, \quad (3.50)$$

$$z_0^{(1)} = \frac{\vec{v}_{\alpha\beta 0}^{(1)}(kT_s)}{\vec{i}_{\alpha\beta 0}^{(1)}(kT_s)} \cdot \frac{1}{Z_0^{lt1}}, \quad (3.51)$$

ou seja, por operações realizadas entre as grandezas tensão e corrente nas saídas dos módulos GDSC e normalizadas pelos parâmetros das LT protegida;

- II. O termo $\epsilon^{(r)}$ é desprezível, o que é plausível caso a estimação da impedância aconteça dentro do primeiro ciclo ou ciclo e meio pós-falta, pois, em intervalo tão curto, as resistências de sequência representativas do arco elétrico (R_{f0} , R_{f+} e R_{f-}) são desprezíveis (ZIEGLER, 2006). Em caso de defeitos de alta impedância, típicos de sistemas elétricos de média tensão, compensações podem ser realizadas nas zonas de proteção na etapa de graduação da proteção, a fim de contemplar a perda de sensibilidade introduzida no algoritmo;
- III. A corrente de carga (\bar{I}) comumente pode ser desprezada, frente à elevada amplitude da corrente de defeito. Por esse motivo, o termo K_l foi desprezado. A influência da corrente pré-falta pode ser compensada através da graduação de características de distância que guardem uma proximidade segura com a resistência representativa da carga;

- IV. Não há acoplamento mútuo significativo com eventuais LTs vizinhas ou a influência do acoplamento será negligenciada e compensada via graduação baseada em impedância aparente;
- V. Com relação às razões auxiliares K'_0 e K'_- , considerando o item III, se for definido que as quedas de tensão nas impedâncias de sequência positiva e zero são agora dadas por $\Delta\tilde{E}_0 = Z_0^{lt1}\tilde{I}_0$ e $\Delta\tilde{E}_+ = Z_+^{lt1}\tilde{I}_+$, chega-se a

$$K_0^{GDSC} = \left| \frac{\vec{i}_{\alpha\beta 0}^{(1)}(kT_s)}{\vec{i}_{\alpha\beta +}^{(1)}(kT_s)} \cdot \frac{Z_0^{lt1}}{Z_+^{lt1}} \right|$$

e

$$K_-^{GDSC} = \begin{cases} 1 & , \text{ se } |\vec{i}_{\alpha\beta +}^{(1)}(kT_s)| \approx |\vec{i}_{\alpha\beta -}^{(1)}(kT_s)| \\ 0 & , \text{ se } |\vec{i}_{\alpha\beta +}^{(1)}(kT_s)| \neq |\vec{i}_{\alpha\beta -}^{(1)}(kT_s)| \end{cases}$$

Note que a não-linearidade do termo K_-^{GDSC} é a única responsável pelo possível desempenho não-linear de (3.48). Quando da apresentação dos resultados de simulação, poderá ser visto, no perfil da trajetória da impedância aparente estimada pelo SNDR-GDSC, também uma certa não linearidade, como se a trajetória tomasse “atalhos” no plano RX para encurtar seu caminho em direção ao ponto de defeito, isso porque ela é função de m .

As condições simplificadoras apresentadas nos itens de II a IV, assim como nos trabalhos originais de Phadke, Thorp e Adamiak (1977), também são adotadas ao longo do presente trabalho, o que não impede que, a qualquer momento, as mesmas sejam dispensadas, não comprometendo a validade da modelagem proposta, mas apenas exigindo um incremento no custo computacional da modelagem em simulação e na implementação em *hardware*. Vale salientar que as referidas hipóteses simplificadoras já são assumidas por relés que empregam modelagem em referencial de fases. A Figura 3.12 apresenta um diagrama esquemático do estimador de impedância baseado em PE-A-GDSC, aqui referido por SCDR-GDSC.

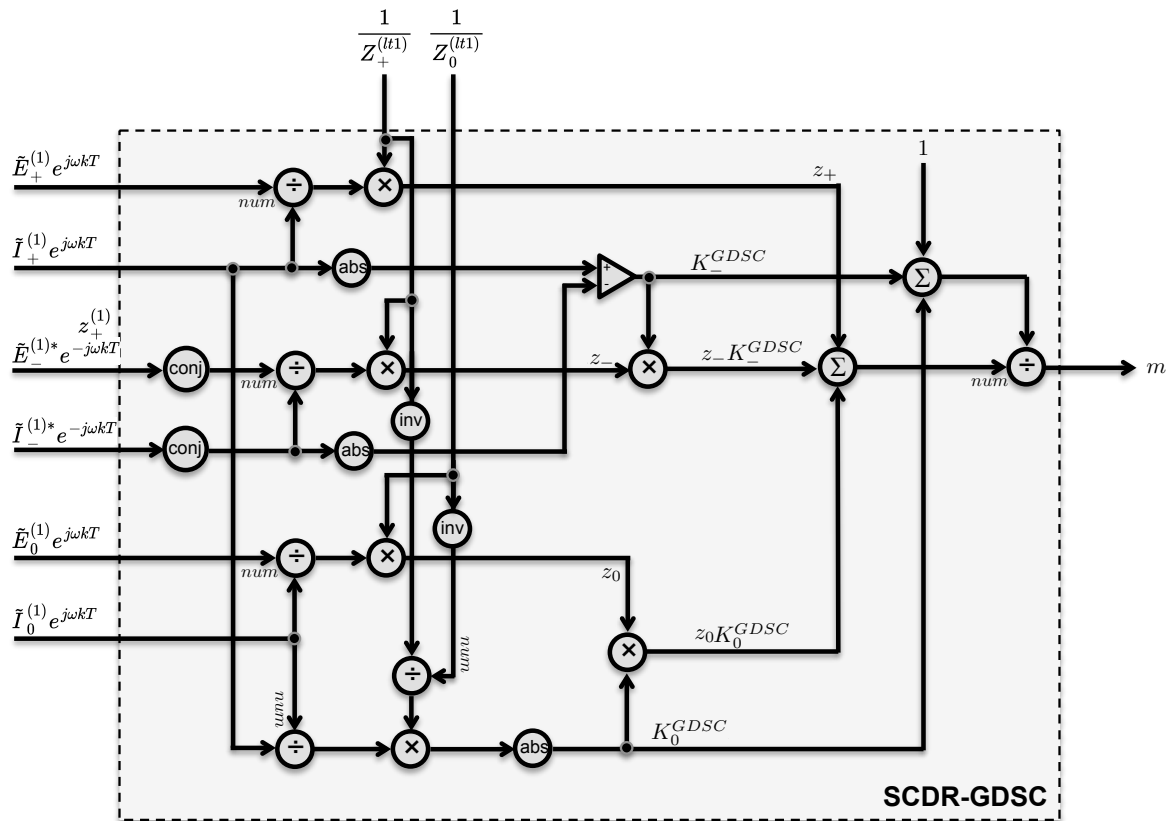


Figura 3.12: Diagrama esquemático da estimação do SCDR-GDSC.

Pode ser visto que a equação de operação (3.48) e as constantes auxiliares K_0^{GDSC} e K_-^{GDSC} podem ser completamente definidas de posse dos fasores das componentes de sequência de tensão e de corrente, calculados no ponto de monitoração do relé, além dos parâmetros da LT protegida (Z_+^{lt1} e Z_0^{lt1}). Estes últimos são dados da linha de transmissão protegida, disponibilizados para a parametrização do relé, enquanto que os fasores de sequência são as saídas do PE-A-GDSC.

CONCLUSÃO PARCIAL: O presente capítulo explorou a modularidade do A-GDSC para o projeto de um estimador fasorial GDSC adaptável em frequência (PE-A-GDSC) com ação sub-cíclica. Um algoritmo de estimação de impedância inspirado no SCDR de Phadke et al., o SCDR-GDSC, foi incorporado ao PE-A-GDSC a fim de agregar capacidade de extração de componente de decaimento exponencial, dispensando o emprego de filtragem mímica. A incorporação desses dois algoritmos originou o SNDR-GDSC, um relé numérico de distância simplificado baseado em A-GDSC que é a contribuição do presente trabalho.

4

RESULTADOS DAS SIMULAÇÕES E DA IMPLEMENTAÇÃO EM HARDWARE

A necessidade de confirmar que o método GDSC na sua função de estimador fasorial de fato herdou as qualidades dos já consolidados filtros GDSC, assim como a necessidade de confirmar que tais qualidades resultariam em desempenho do método proposto, pelo menos, compatível com o tradicional método de filtragem por DFT de um ciclo, justificaram a elaboração de simulações computacionais nesta pesquisa.

A evolução para uma implementação em *hardware* surgiu naturalmente. Motivada, principalmente, pelos resultados satisfatórios das simulações computacionais, o SNDR-GDSC foi embarcada em um micro-controlador e exposta a sinais reais adquiridos do *buffer* de relés numéricos de proteção.

Este capítulo dedica-se a descrever as simulações e experimentos realizados, bem como analisar e discutir o resultados destas práticas.

4.1 Simulações

4.1.1 Descrição e Metodologia das Simulações

Com o objetivo de comparar o desempenho da proposta de estimação fasorial baseada em GDSC com o método DFT de um ciclo, o mais relevante para realização de estimação

fasorial entre os relés numéricos comerciais, algumas simulações computacionais foram realizadas em MATLABTM.

A escolha do MATLABTM em vez de outras ferramentas como a MODELS ou TACS do ATP/EMTP foi decorrente do fato de essa ferramenta ter comportado a maioria das simulações do filtro GDSC quando foi originalmente proposto para aplicações em controle sincronizado com a rede, o que permitiu o reuso de alguns códigos que já haviam sido validados em pesquisas anteriores. O MATLABTM já é bastante utilizado em pesquisa científica para simulação computacional, de modo que, neste trabalho, dispensou-se a descrição e apresentação de características desta ferramenta.

Preliminarmente à simulação propriamente dita, os métodos de estimação fasorial a serem comparados foram modelados em MATLABTM e, a esses, foram integrados um módulo estimador de impedância e um módulo comparador baseado em superposição de zonas quadrilaterais (ZIEGLER, 2006) constituindo o modelo computacional do que foi referido no trabalho por relé numérico de distância simplificado (SNDR), dado que módulos acessórios presentes em relés comerciais não foram representados.

A modelagem computacional do SNDR baseado em estimação GDSC (SNDR-GDSC) consistiu na integração dos módulos apresentados nas Figuras 3.10 e 3.12, enquanto que a modelagem do SNDR baseado em estimação DFT de ciclo completo (SNDR-DFT) consistiu na implementação computacional de um estimador fasorial DFT de ciclo completo, além das equações de *loops* de defeitos. Os módulos comparadores de ambos os métodos são idênticos e foram modelados computacionalmente como aninhamento de estruturas IF, de modo a promover comparação das componentes ortogonais (R e X) da impedância aparente estimada com os ajustes de distância definidos pelas características quadrilaterais adotadas.

Nas simulações comparativas, o SNDR-GDSC e o SNDR-DFT protegem uma LT longa de 230 kV. Os parâmetros atribuídos à mesma (ver Figura 4.1) e empregados na modelagem e construção das zonas de proteção foram extraídos da base de dados de curto-circuito do ANAFASTM de uma LT real em operação no sub-sistema sudoeste da Companhia Hidro Elétrica do São Francisco (CHESF), que interliga a SE Bom Jesus da Lapa (BJL), terminal

onde os relés estão hipoteticamente instalados, à SE Brotas de Macaúbas (BMC).

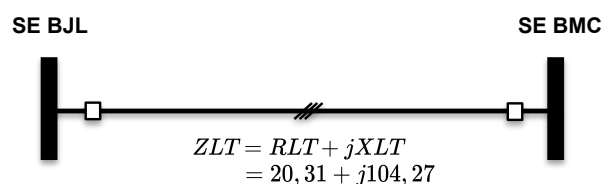


Figura 4.1: Parâmetros de sequência positiva da LT 230 kV Bom Jesus da Lapa (BJL) - Brotas de Macaúbas (BMC) pertencente ao sub-sistema sudoeste da CHESF.

Para a geração de sinais de tensão e corrente com coerência física de valores, aos quais os modelos computacionais dos relés serão expostos, a referida LT protegida foi modelada em ATPDrawTM, junto com sua vizinhança elétrica, ou seja, LTs adjacentes, outros componentes reais (bancos de capacitores e reatores, transformadores, cargas elétricas, etc) e alguns equivalentes de rede estrategicamente alocados. Com a rede ajustada no ATPDrawTM, uma série de simulações foi realizada visando à geração de sinais com conteúdos típicos que os relés de proteção necessitam processar na rotina diária dos sistemas elétricos de potência (SEP) para realização da estimação fasorial.

Para tanto, foram simulados defeitos fase-terra e fase-fase, sob ângulos de incidência mínimo e máximo no terminal remoto da LT e em frações da LT a partir do terminal local (BJL): um quarto e metade. Todos os sinais de corrente e tensão resultantes destes cenários de simulação foram gravados em arquivos de saída do ATPDraw (.PL4) e, posteriormente, convertidos em arquivo .MAT para serem processados pelo modelos SNDR-GDSC e SNDR-DFT. A Figura 4.2 apresenta alguns exemplos dos sinais de corrente e tensão aplicados nas simulações. Convém ressaltar que algumas possibilidades de configurações referentes aos modelos também foram investigadas, como a presença ou não do filtro mímico na estimação DFT e o emprego de estimação sob frequências de amostragem de 3840 Hz, 1920 Hz e 960 Hz, o que originou simulações adicionais. A apresentação, discussão e análise dos resultados das simulações mais significativas são apresentados na subseção seguinte.

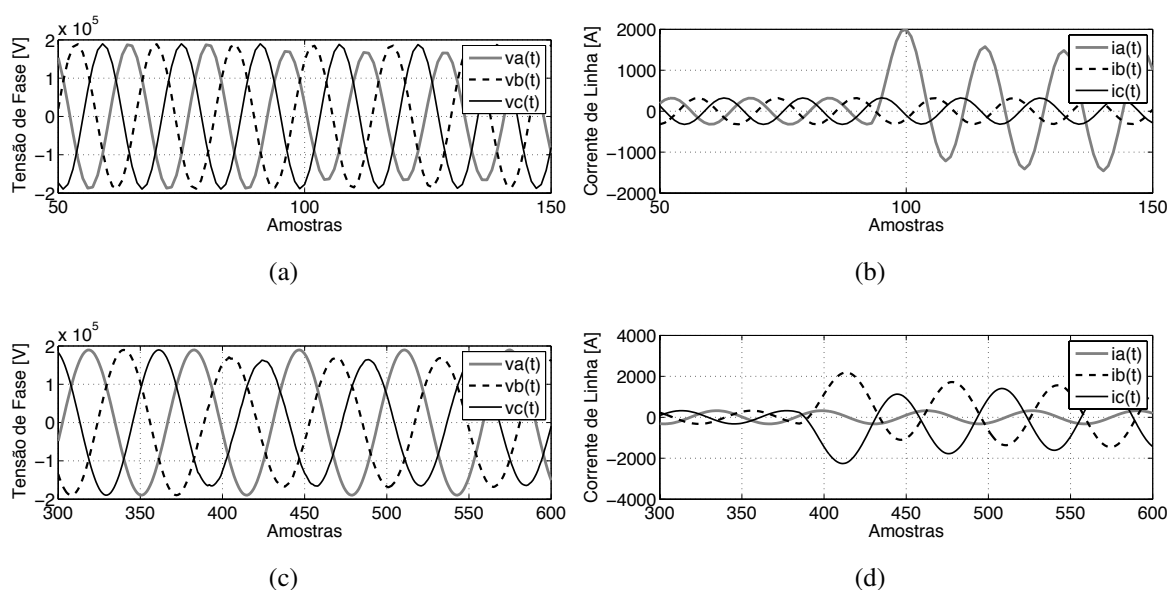


Figura 4.2: Sinais de corrente e tensão aplicados nas simulações. (a) e (b) decorrentes de defeito fase-terra na fase A; e (c) e (d) de defeito entre as fases BC.

4.1.2 Apresentação, Discussão e Análise dos Resultados de Simulação

Das simulações comparativas, considerando o desdobramento de cenários, resultaram dezenas de curvas de grandezas internas dos modelos de SNDR (variáveis do algoritmo) e externas (tensões, correntes e impedância aparente). Neste primeiro momento, são apresentados, discutidos e analisados os resultados da grandeza mais relevante em um relé de distância: a impedância aparente estimada, representada pela evolução, no tempo, de suas componentes resistiva e reativa, além da sua trajetória no plano RX. Em um segundo momento, após uma triagem inicial em busca dos melhores e piores resultados, outras curvas são apresentadas como forma de confirmar e mesmo respaldar a análise de desempenho realizada. Essa estratégia foi adotada para que o excesso de figuras com resultados intermediários de pouca relevância não tornasse a análise cansativa.

Ainda no sentido de facilitar a análise, a disposição física adotada para as sub-figuras foi sistemática: sub-figuras pertencentes a uma mesma linha sempre estão relacionadas a um mesmo cenário de local de defeito e sub-figuras e a uma mesma coluna referem-se a um segundo cenário entre os seguintes: presença ou não de filtro mímico no SNDR-DFT e ângulo de incidência mínimo ou máximo. Por fim, para referir-se às simulações e seus

cenários, a partir deste ponto do trabalho será empregada a seguinte legenda: FF (defeito fase-fase), FT (defeito fase-terra), MI (mínimo ângulo de incidência de defeito - 0°), MA (máximo ângulo de incidência de defeito - 90°), UQ (incidência de defeito a um quarto da LT), UM (incidência de defeito a um meio da LT), RE (incidência de defeito no terminal remoto da LT), SF (ausência de filtro mímico em SNDR-DFT), CF (presença de filtro mímico em SNDR-DFT), 64 e 16 (amostragem sob 64 e 16 amostras/ciclo)¹.

Referente às frequências de amostragens 3840 Hz e 960 Hz dos cenários de simulação, os modelos de SNDR-GDSC empregados nas simulações seguiram as práticas de projeto, apresentadas no Capítulo 3, que viabilizaram a operação sub-cíclica.

A fim de realizar uma análise numérica comparativa dos resultados, foram tabelados os registros de entrada nas zonas de proteção², referente à entrada da reatância e resistência aparentes estimadas pelos SNDR nos limites das zonas de proteção, assim como uma avaliação da precisão da estimação referente à ultrapassagem dos limites de regiões hipotéticas circunvizinhas a um dado ponto de incidência de defeito por esta mesmas componentes da impedância aparente. Ressalta-se que alguns valores numéricos apresentados nas tabelas possuem elevada ordem de grandeza, pois refletem, na prática, intervalos de amostras ou de tempo infinitos.

Sobre as referidas zonas de proteção, foram definidas quatro delas com as quais a impedância estimada pelos SNDR cruza desde o instante pré-falta até o ponto de defeito:

- Zona de Sobrealcance ou Segunda Zona ($Z2$): zona de proteção do plano RX definida pelos limites $X2$ e $R2$, calculados em (4.1) e (4.2).

$$X2 = 1,2 \cdot XLT = 1,2 \cdot 104,27 \approx 125\Omega \quad (4.1)$$

$$R2 = \pm 2 \cdot RLT = \pm 2 \cdot 20,31 \approx \pm 42\Omega \quad (4.2)$$

- Zona da Linha de Transmissão (ZLT): zona imaginária do plano RX definida pelos limites próprios da LT: XLT (104, 27 Ω) e $R2$ ($\pm 20, 31\Omega$).

¹Embora, durante a pesquisa, os cenários de simulação que consideraram os defeitos aplicados na metade da LT e amostragem sob 1920 Hz tenham sido levados em conta, optou-se por não apresentá-los aqui devido ao número já elevado de figuras associadas aos demais cenários mais significativos para a avaliação do desempenho dos SNDR.

²Por registro de entrada na zona entenda-se, no contexto do presente trabalho, o registro da primeira amostra de ingresso em uma determinada zona de proteção ou região hipotética circunvizinha a um ponto de incidência de defeito.

- Zona de Subcance ou Primeira Zona ($Z1$): zona de proteção do plano RX definida pelos limites $X1$ e $R1$, calculados em (4.3) e (4.4).

$$X1 = 0,8 \cdot XLT = 0,8 \cdot 104,27 \approx 84\Omega \quad (4.3)$$

$$R1 = \pm 2 \cdot RLT = \pm 2 \cdot 20,31 \approx \pm 42\Omega \quad (4.4)$$

- Zona de Defeito (ZCC): zona imaginária do plano RX originada da consideração da margem de $\pm 20\%$ referente a cada ponto de defeito (25%, 50% e 100% da LT) empregado nos cenários de simulação, ou seja, trata-se de uma vizinhança em volta do ponto de defeito com o propósito de permitir mensurar a precisão da estimação da impedância pelos SNDR.

SIMULAÇÕES COMPARATIVAS DE DESEMPENHO:

- I. **Simulações Comparativas FTSF64:** Aplicação de defeito fase-terra sem presença de filtro mímico na estimação do SNDR-DFT e com amostragens a 3840 Hz para ambos os SNDR comparados. Os cenários de simulação considerados levaram em conta ângulo de incidência de defeito em 0° e 90° , além de diferentes pontos de aplicação de defeitos ao longo da LT. Os resultados destes cenários de simulação estão apresentados nas Figuras de 4.3 a 4.6, entre as quais apresenta-se uma tabela-resumo dos registros de sensibilização das zonas pelas impedâncias estimadas através de cada SNDR.

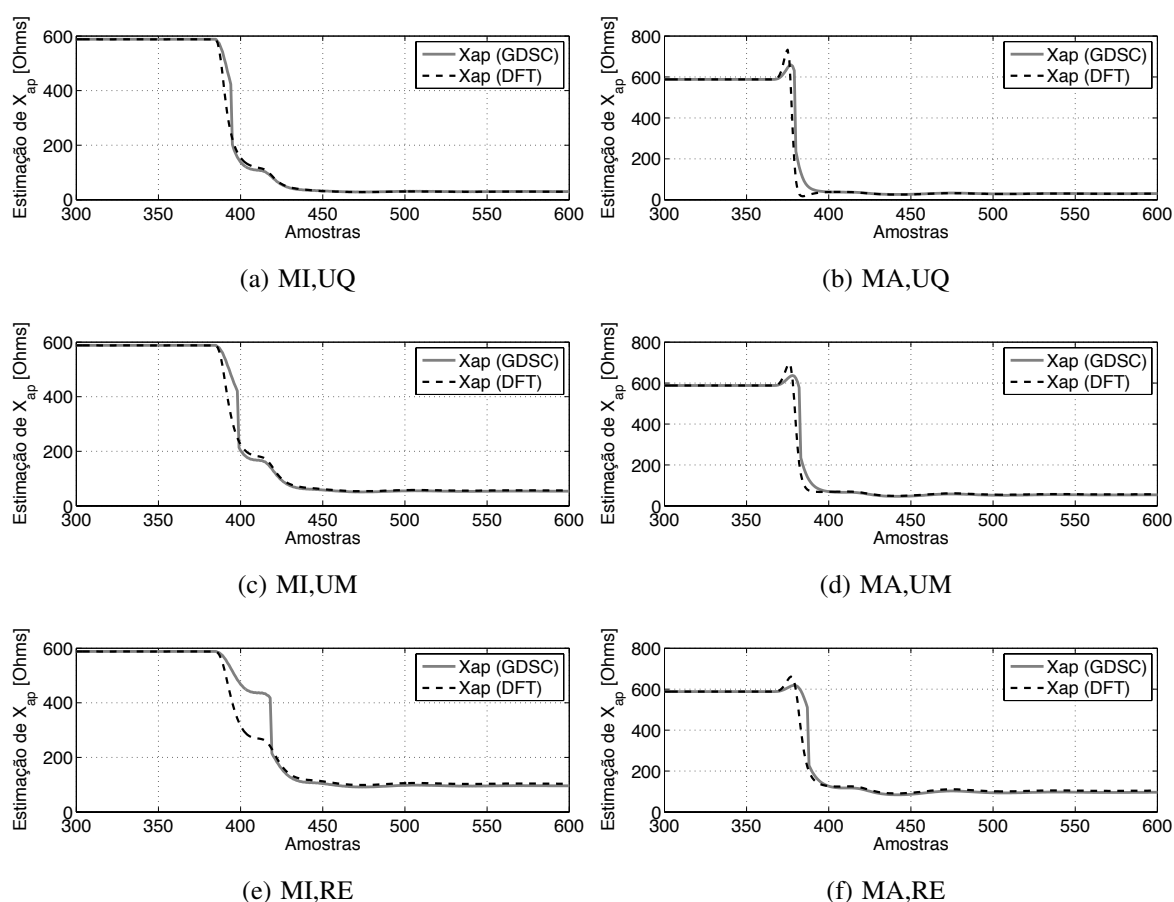


Figura 4.3: Reatância aparente estimada pelos SNDR-GDSC e SNDR-DFT decorrente de FTFSF64.

A análise gráfica dos resultados dos cenários de simulação FTFSF64 indica que, nos casos representados nas sub-figuras 4.3(a), 4.3(c) e 4.3(e), a partir do instante de defeito, a componente reativa da impedância estimada por ambos os SNDR converge estritamente para o ponto de defeito³. Referente às sub-figuras 4.3(b), 4.3(d) e 4.3(f), devido ao ângulo máximo de incidência praticado, o efeito da componente de decaimento exponencial, através da divergência estabelecida nas primeiras amostras pós-defeito, levou a reatância aparente estimada pelos SNDR a se distanciar dos alcances reativos das zonas de proteção de distância ($X1$ e $X2$) do ponto de defeito. Convém notar porém, que o SNDR-GDSC diverge menos, comparativamente ao SNDR-DFT, dado o sobre-valor (valores máximos) de menor amplitude experimentado pela grandeza.

³Convergir estritamente para o ponto de defeito, no contexto deste trabalho, refere-se ao sinal não possuir máximos locais desde o instante de defeito até a entrada na zona mais interna considerada na análise, no caso *ZCC*.

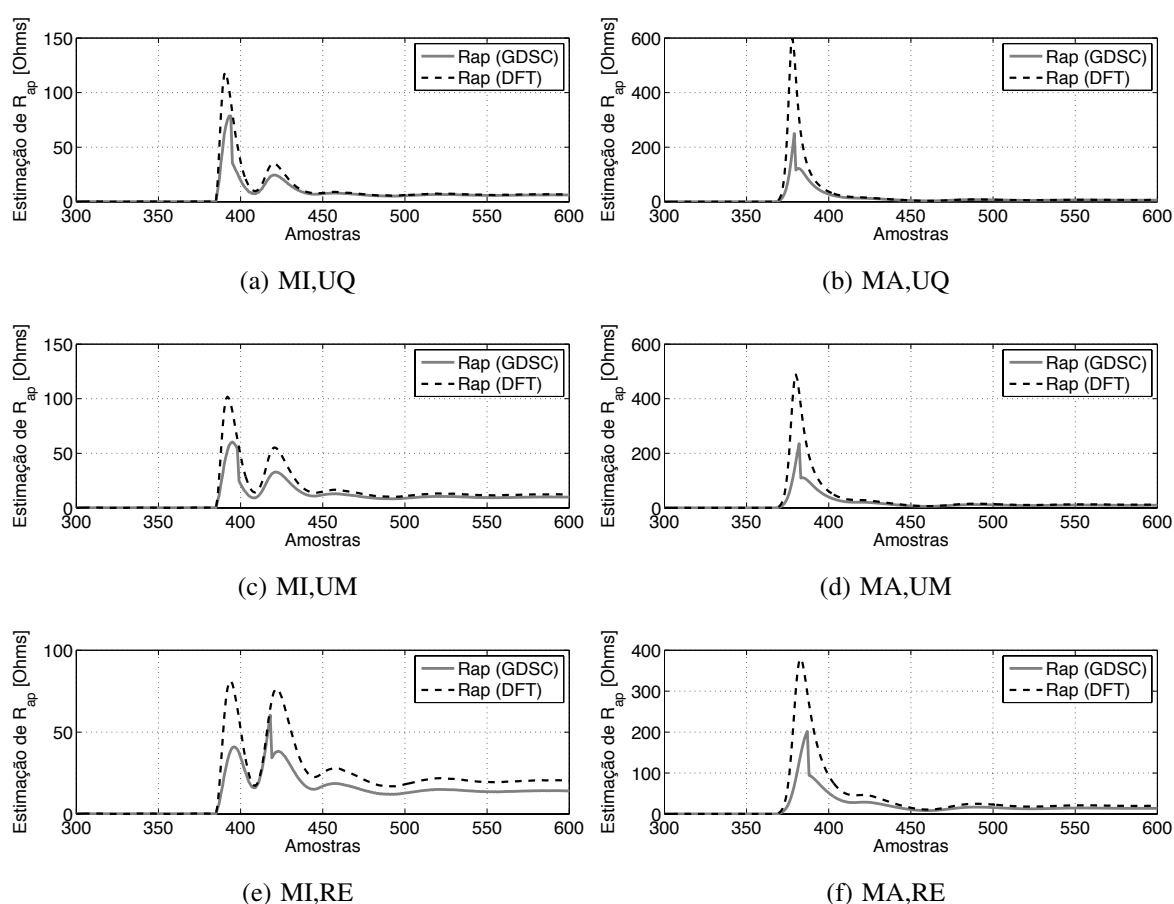


Figura 4.4: Resistência aparente estimada pelos SNDR-GDSC e SNDR-DFT decorrente de FTFS64.

Referente à resistência aparente estimada nos cenários de simulação FTFS64, a mesma comparação entre os SNDR analisados aponta que, diferentemente do fenômeno observado com a reatância aparente, o SNDR-GDSC sempre apresentou as menores amplitudes de variação, ou seja, no excursionamento desde o ponto de operação pré-defeito até a convergência ao valor final (ver sub-figuras de 4.4(a) a 4.4(f)), distanciou-se menos das bandas resistivas ($R1$ e $R2$) das zonas de proteção, sugerindo ser mais efetiva a aproximação das zonas. É possível destacar, também, uma certa imprecisão no valor final da resistência estimada pelo SNDR-GDSC para defeito terminal sob ângulo de incidência mínimo, conforme pode ser visto na sub-figura 4.4(e).

SIMULAÇÃO	CENÁRIO	SUB-TABELA 1 / REGISTRO DE ENTRADA NAS ZONAS (AMOSTRA DE ENTRADA)							
		Z2		ZLT		Z1		ZCC	
		RNDS-GDSC	RNDS-DFT	RNDS-GDSC	RNDS-DFT	RNDS-GDSC	RNDS-DFT	RNDS-GDSC	RNDS-DFT
FTSF64	MIUQ	403	407	427	430	420	420	590	1000000
	MIUM	421	428	432	437	428	429	461	534
	MIRE	431	435	450	602	1000000	1000000	1000000	466
	MAUQ	395	399	405	411	395	399	567	1000000
	MAUM	400	406	424	434	400	406	471	563
	MARE	404	428	437	632	1000000	1000000	1000000	471
SIMULAÇÃO	CENÁRIO	SUB-TABELA 2 / CÁLCULO DO GANHO DE ENTRADA DO RNDS-GDSC REF. AO RNDS-DFT (DELTAS)							
		Z2		ZLT		Z1		ZCC	
		AMOSTRAS	TEMPO [ms]	AMOSTRAS	TEMPO [ms]	AMOSTRAS	TEMPO [ms]	AMOSTRAS	TEMPO [ms]
FTSF64	MIUQ	4	1,04	3	0,78	0	0,00	999410	260263,02
	MIUM	7	1,82	5	1,30	1	0,26	73	19,01
	MIRE	4	1,04	152	39,58	0	0,00	-999534	-260295,31
	MAUQ	4	1,04	6	1,56	4	1,04	999433	260269,01
	MAUM	6	1,56	10	2,60	6	1,56	92	23,96
	MARE	24	6,25	195	50,78	0	0,00	-999529	-260294,01

NOTA: A ocorrência de valores 1E6 na sub-tabela 1 está associada ao emprego de artifício de discriminação de trajetórias de impedâncias que não entraram estritamente em zonas. Como consequência, na sub-tabela 2 houve ocorrências de valores de mesma ordem de grandeza indicando elevados intervalos de amostras ou de tempo, o que é coerente como fato de um dos RNDS não ter entrado em determinada zona enquanto o outro entrou.

Figura 4.5: Tabela-resumo de sensibilização de zonas decorrente de FTSF64

A tabela apresentada na Figura 4.5 resume os registros de entrada nas zonas de proteção para os cenários considerados nas simulações comparativas FTSF64. Destaca-se o desempenho dos SNDR comparados quanto a precisão, ou seja, quanto a entrada em *ZCC*. Pode ser visto que os desempenhos foram bem equivalentes, com o SNDR-GDSC não entrando em *ZCC* nos cenários que consideraram defeito no terminal remoto (RE) e enquanto o SNDR-DFT quando ocorreu defeitos a 25% (UQ) (ver a região delimitada pelos intervalos de I-J e 4-9 da referida tabela).

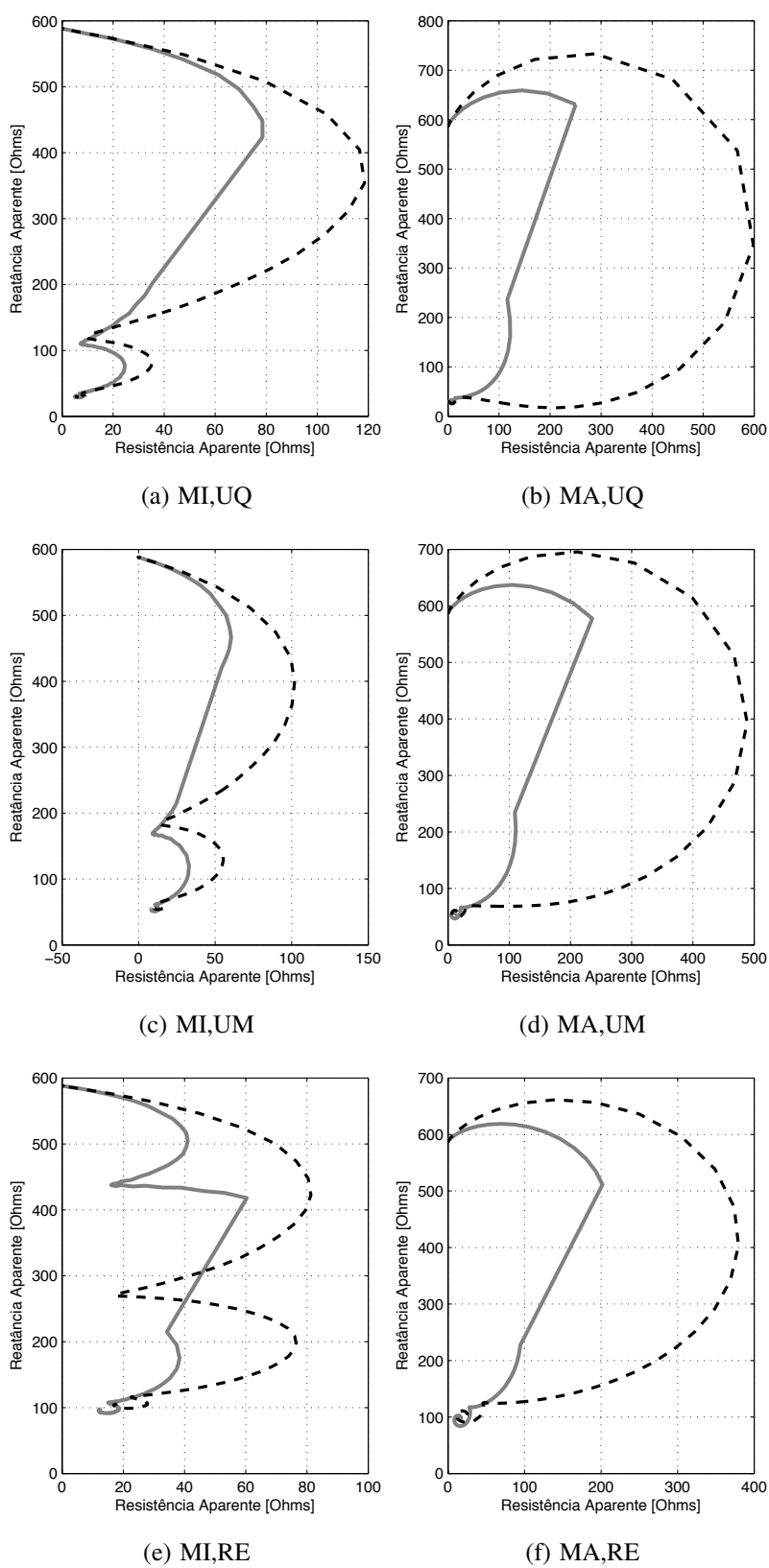


Figura 4.6: Trajetória no plano RX da impedância aparente estimada pelos SNDR-GDSC (sólida) e SNDR-DFT (tracejada) decorrente de FTSF64.

As sub-figuras de 4.6(a) a 4.6(f) apresentam as trajetórias das impedâncias estimadas pelos SNDR comparados no plano RX. Conforme esperado, as mesmas sintetizam o desempenho das componentes reativa e resistiva das impedâncias aparentes estimadas pelos SNDR (ver Figuras 4.3 e 4.4). A inspeção gráfica das trajetórias estimadas pelo SNDR-GDSC, em todas as sub-figuras, aponta que a mesma comporta-se com uma certa não-linearidade como se tomasse “atalhos” no plano RX, além de a derivada de partida ser sempre menor ou igual da estimada pelo SNDR-DFT, sugerindo uma aproximação mais efetiva das zonas de proteção.

II. Simulações Comparativas FTMA64: Aplicação de defeito fase-terra sob ângulo de incidência de falta de 90° (máximo) e com amostragens a 3840 Hz para ambos os SNDR comparados. Os cenários de simulação considerados levaram em conta presença ou não de filtro mímico na estimação realizada pelo SNDR-DFT e diferentes pontos de aplicação de defeitos ao longo da LT. Os resultados destes cenários de simulação estão apresentados nas Figuras de 4.7 a 4.10, entre as quais apresenta-se um tabela-resumo dos registros de sensibilização das zonas pelas impedâncias estimadas através de cada SNDR.

Atente-se para o fato de que os resultados apresentados nas sub-figuras 4.7(a), 4.7(c) e 4.7(e) são idênticas 4.3(a), 4.3(c) e 4.3(e), pois os cenários das simulações FTSF64-MAUQ/MAUM/MARE são equivalentes a FTMA64-SFUQ/SFUM/SFRE. Essa equivalência de resultados estende-se para as componentes resistivas da impedância aparente estimada, assim como para a trajetória da impedância no plano RX, apresentadas nas Figuras 4.8 e 4.10.

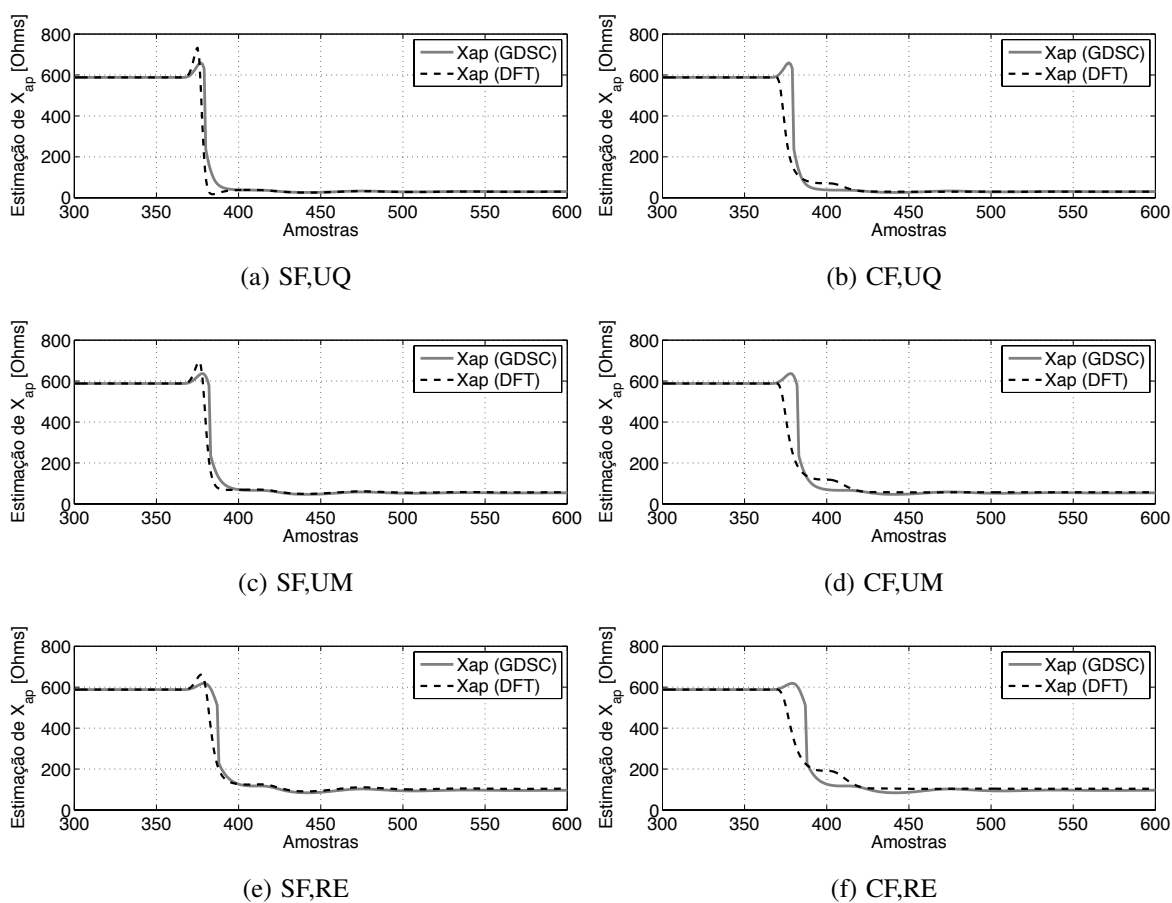


Figura 4.7: Reatância aparente estimada pelos SNDR-GDSC e SNDR-DFT decorrente de FTMA64.

Analisando o desempenho da reatância aparente estimada nos cenários de simulação FTMA64, através da comparação das sub-figuras 4.7(a), 4.7(c) e 4.7(e) às 4.7(b), 4.7(d) e 4.7(f), observa-se um desempenho superior do SNDR-DFT sugerindo convergência estrita ao ponto de defeito, provavelmente decorrente do emprego de um filtro mímico na sua estimação fasorial. O desempenho do SNDR-GDSC, portanto, é penalizado na sua estimação pela ausência de um filtro mímico dedicado, mas ainda assim as simulações realizadas sugerem que a trajetória estimada pelo SNDR-GDSC atinge as zonas em amostras anteriores ao SNDR-DFT, dado ao efeito da estimação de impedância baseada no SCDR.

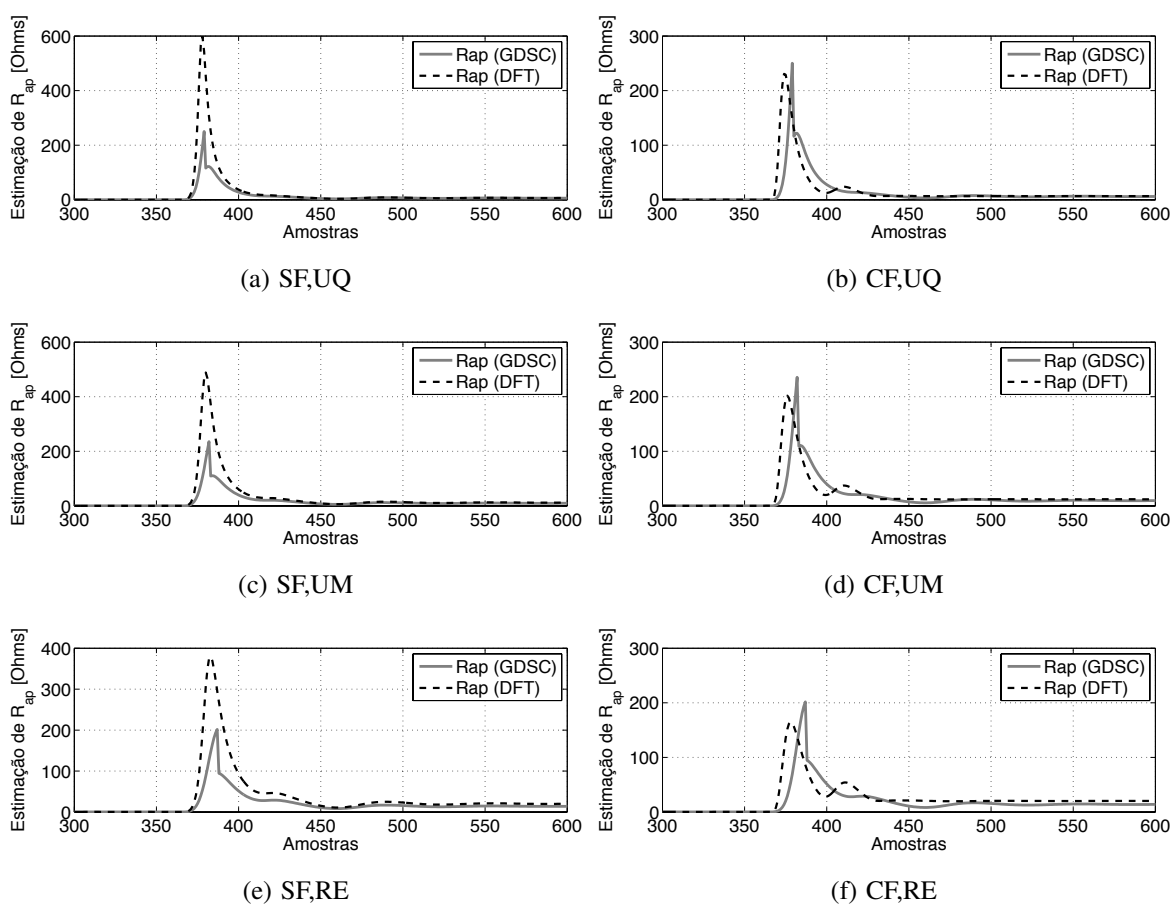


Figura 4.8: Resistência aparente estimada pelos SNDR-GDSC e SNDR-DFT decorrente de FTMA64.

No que se refere à resistência aparente estimada nos cenários de simulação FTMA64, a mesma comparação entre os SNDR analisados revela que o desempenho da estimação desta componente também se apresenta otimizada no SNDR-DFT, ainda pelo emprego da filtragem mímica, como pode ser visto quando comparadas as sub-figuras 4.8(a), 4.8(c) e 4.8(e) às 4.8(b), 4.8(d) e 4.8(f). Vale ressaltar que o SNDR-GDSC apesar de não fazer uso de filtragem mímica externa apresenta um desempenho com amplitudes não tão distintas do SNDR-DFT, mesmo sem contar com a referida filtragem.

SIMULAÇÃO	CENÁRIO	SUB-TABELA 1 / REGISTRO DE ENTRADA NAS ZONAS (AMOSTRA DE ENTRADA)							
		Z2		ZLT		Z1		ZCC	
		RNDS-GDSC	RNDS-DFT	RNDS-GDSC	RNDS-DFT	RNDS-GDSC	RNDS-DFT	RNDS-GDSC	RNDS-DFT
FTMA64	SFUQ	395	399	405	411	395	399	567	1000000
	SFUM	400	406	424	434	400	406	471	563
	SFRE	404	428	437	632	1000000	1000000	1000000	471
	CFUQ	395	389	405	416	395	389	567	1000000
	CFUM	400	392	424	423	400	413	471	450
	CFRE	404	419	437	521	1000000	1000000	1000000	426
SIMULAÇÃO	CENÁRIO	SUB-TABELA 2 / CÁLCULO DO GANHO DE ENTRADA DO RNDS-GDSC REF. AO RNDS-DFT (DELTAS)							
		Z2		ZLT		Z1		ZCC	
		AMOSTRAS	TEMPO [ms]	AMOSTRAS	TEMPO [ms]	AMOSTRAS	TEMPO [ms]	AMOSTRAS	TEMPO [ms]
FTMA64	SFUQ	4	1,04	6	1,56	4	1,04	999433	260269,01
	SFUM	6	1,56	10	2,60	6	1,56	92	23,96
	SFRE	24	6,25	195	50,78	0	0,00	-999529	-260294,01
	CFUQ	-6	-1,56	11	2,86	-6	-1,56	999433	260269,01
	CFUM	-8	-2,08	-1	-0,26	13	3,39	-21	-5,47
	CFRE	15	3,91	84	21,88	0	0,00	-999574	-260305,73

NOTA: A ocorrência de valores 1E6 na sub-tabela 1 está associada ao emprego de artifício de discriminação de trajetórias de impedâncias que não entraram estritamente em zonas. Como consequência, na sub-tabela 2 houve ocorrências de valores de mesma ordem de grandeza indicando elevados intervalos de amostras ou de tempo, o que é coerente como fato de um dos RNDS não ter entrado em determinada zona enquanto o outro entrou.

Figura 4.9: Tabela-resumo de sensibilização de zonas decorrente de FTMA64.

O resumo dos registros de entrada nas zonas de proteção para os cenários considerados nas simulações comparativas FTMA64 está apresentado na tabela da Figura 4.9. Sua análise sugere que o desempenho do SNDR-DFT com o emprego do filtro mímico, apresentou-se superior ao SNDR-GDSC, de modo geral, para defeitos incidentes até a metade da LT protegida (ver os valores negativos, indicativos de que o SNDR-DFT abordou primeiro a zona do que o SNDR-GDSC).

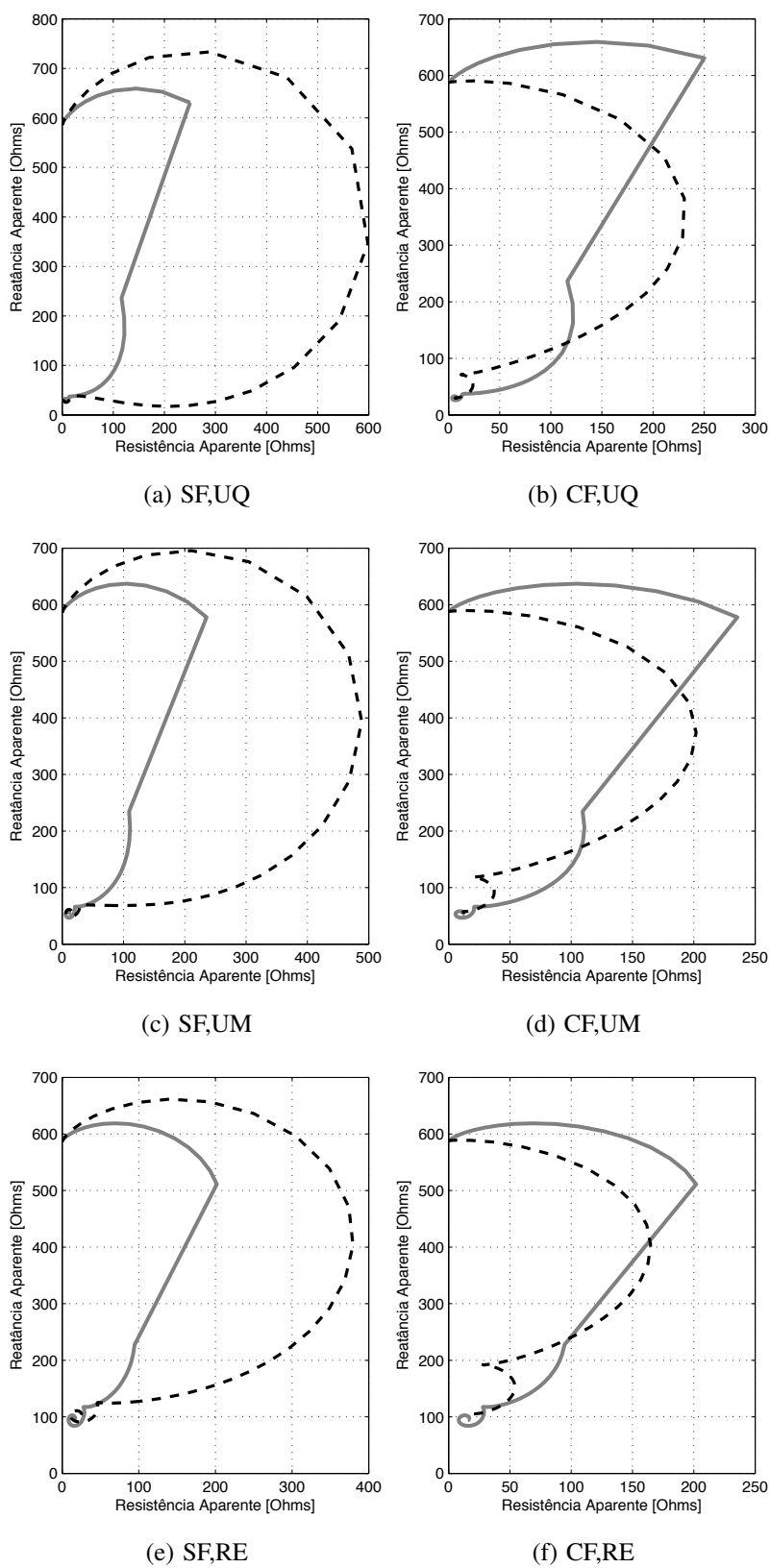


Figura 4.10: Trajetória no plano RX da impedância aparente estimada pelos SDR-GDSC (sólida) e SDR-DFT (tracejada) decorrente de FTMA64.

A inspeção gráfica das trajetórias estimadas pelos SNDR-GDSC, decorrentes dos cenários de simulação FTMA64, enfatiza o observado no desempenho das suas componentes, ou seja, que o uso do algoritmo de rejeição de componente de decaimento exponencial pelo SNDR-DFT (CF) tornou mais eficaz a aproximação da impedância estimada por esse relé às zonas de proteção, especificamente referente à *ZCC*, como pode ser visto ao serem comparadas as sub-figuras 4.10(a), 4.10(c) e 4.10(e) às 4.10(b), 4.10(d) e 4.10(f).

III. Simulações Comparativas FF64: Aplicação de defeito fase-fase com amostragens a 3840 Hz para ambos os SNDR comparados. Para os casos de defeitos entre fases, apesar da aplicação de defeito com ângulo máximo de incidência ter sido adotada, pode-se apenas garantir ângulo máximo em uma das fases. Os cenários de simulação considerados levaram em conta a presença ou não de filtro mímico na estimação realizada pelo SNDR-DFT e diferentes pontos de aplicação de defeitos ao longo da LT. Os resultados destes cenários de simulação estão apresentados nas Figuras de 4.11 a 4.14, entre as quais apresenta-se uma tabela-resumo dos registros de sensibilização das zonas pelas impedâncias estimadas através de cada SNDR.

De modo geral, as simulações comparativas FF64, cujos resultados estão apresentados nas Figuras de 4.11 a 4.14, guardam uma grande semelhança, referente ao desempenho dos SNDR, com as FTMA64.

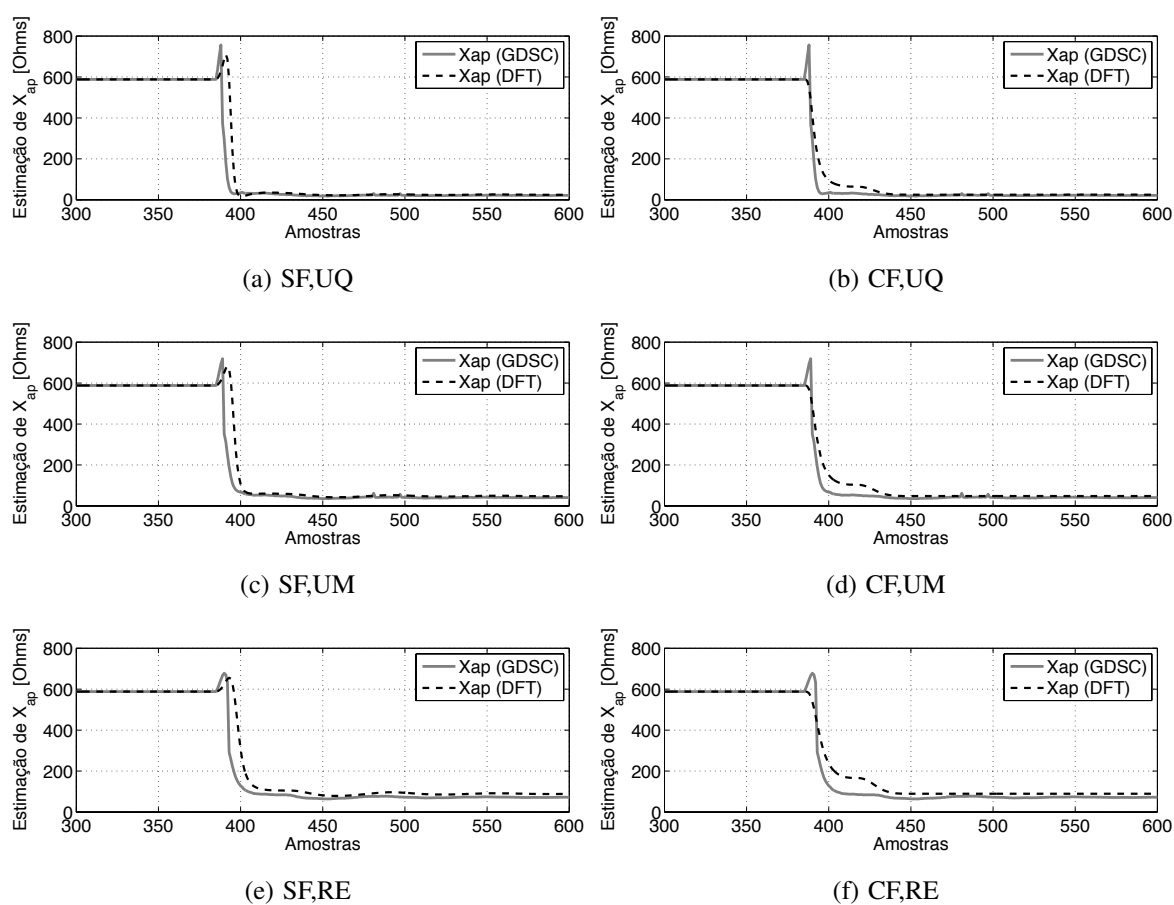


Figura 4.11: Reatância aparente estimada pelos SNDR-GDSC e SNDR-DFT decorrente de FF64.

Semelhantemente ao FTMA64, foi observado, nos cenários de simulação FF64, a mitigação dos sobre-valores, consequência do emprego do filtro mímico pelo SNDR-DFT. Isso é confirmado comparando-se as sub-figuras 4.11(a), 4.11(c) e 4.11(e) às 4.11(b), 4.11(d) e 4.11(f). O desempenho SNDR-GDSC, portanto, é penalizado na sua estimação pela ausência de um filtro mímico dedicado, mas ainda assim atinge as zonas em amostras anteriores ao SNDR-DFT, como é evidenciado, principalmente, nas sub-figuras 4.11(b), 4.11(d) e 4.11(f). É possível destacar, também, uma discreta imprecisão no valor final da reatância estimada pelo SNDR-GDSC para defeitos remotos, conforme apresentado nas sub-figuras 4.11(e) e 4.11(f).

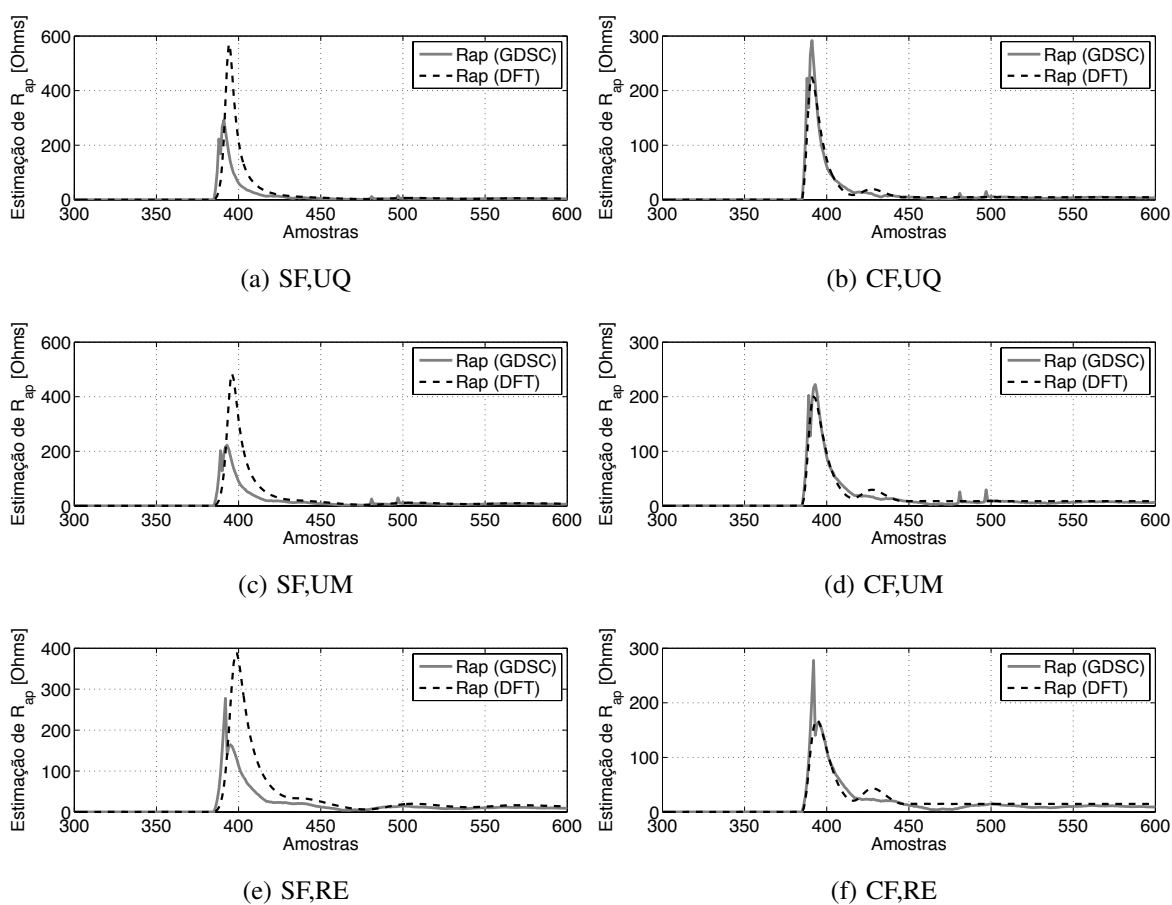


Figura 4.12: Resistência aparente estimada pelos SNDR-GDSC e SNDR-DFT decorrente de FF64.

No que se refere à resistência aparente estimada nos cenários de simulação FF64, a comparação entre os SNDR analisados revela que o desempenho da estimação desta componente também é otimizada no SNDR-DFT quando esse faz uso de filtragem mímica, como pode ser visto na comparação das sub-figuras 4.12(a), 4.12(c) e 4.12(e) às 4.12(b), 4.12(d) e 4.12(f). No entanto, a diferença significativa no desempenho da estimação do SNDR-GDSC, que não faz uso de filtragem mímica externa, se dá apenas quando da incidência de defeito terminal com o SNDR-DFT se utilizando de filtragem mímica (ver sub-figura 4.12(f)).

SIMULAÇÃO	CENÁRIO	SUB-TABELA 1 / REGISTRO DE ENTRADA NAS ZONAS (AMOSTRA DE ENTRADA)							
		Z2		ZLT		Z1		ZCC	
		RNDS-GDSC	RNDS-DFT	RNDS-GDSC	RNDS-DFT	RNDS-GDSC	RNDS-DFT	RNDS-GDSC	RNDS-DFT
FF64	SFUQ	404	414	413	424	404	414	1072	548
	SFUM	409	420	498	437	409	420	433	551
	SFRE	413	426	441	456	428	1000000	1000000	1000000
	CFUQ	404	404	413	409	404	404	1072	442
	CFUM	409	407	498	436	409	427	1000000	441
	CFRE	413	431	441	441	428	1000000	1000000	1000000
SIMULAÇÃO	CENÁRIO	SUB-TABELA 2 / CÁLCULO DO GANHO DE ENTRADA DO RNDS-GDSC REF. AO RNDS-DFT (DELTAS)							
		Z2		ZLT		Z1		ZCC	
		AMOSTRAS	TEMPO [ms]	AMOSTRAS	TEMPO [ms]	AMOSTRAS	TEMPO [ms]	AMOSTRAS	TEMPO [ms]
FF64	SFUQ	10	2,60	11	2,86	10	2,60	-524	-136,46
	SFUM	11	2,86	-61	-15,89	11	2,86	118	30,73
	SFRE	13	3,39	15	3,91	999572	260305,21	0	0,00
	CFUQ	0	0,00	-4	-1,04	0	0,00	-630	-164,06
	CFUM	-2	-0,52	-62	-16,15	18	4,69	-999559	-260301,82
	CFRE	18	4,69	0	0,00	999572	260305,21	0	0,00

NOTA: A ocorrência de valores 1E6 na sub-tabela 1 está associada ao emprego de artifício de discriminação de trajetórias de impedâncias que não entraram estritamente em zonas. Como consequência, na sub-tabela 2 houve ocorrências de valores de mesma ordem de grandeza indicando elevados intervalos de amostras ou de tempo, o que é coerente como fato de um dos RNDS não ter entrado em determinada zona enquanto o outro entrou.

Figura 4.13: Tabela-resumo de sensibilização de zonas decorrente de FF64.

O resumo dos registros de entrada nas zonas de proteção para os cenários considerados nas simulações comparativas FF64 está apresentado na tabela da Figura 4.13. Mais uma vez, os resultados apresentados, em alguns cenários, indicam que o desempenho do SNDR-DFT, que se utiliza de filtro mímico, apresentou desempenho ligeiramente superior ao SNDR-GDSC para defeitos incidentes até a metade da LT protegida, conforme pode ser visto pelos valores negativos existentes, indicativos de que o SNDR-DFT abordou primeiro a zona do que o SNDR-GDSC.

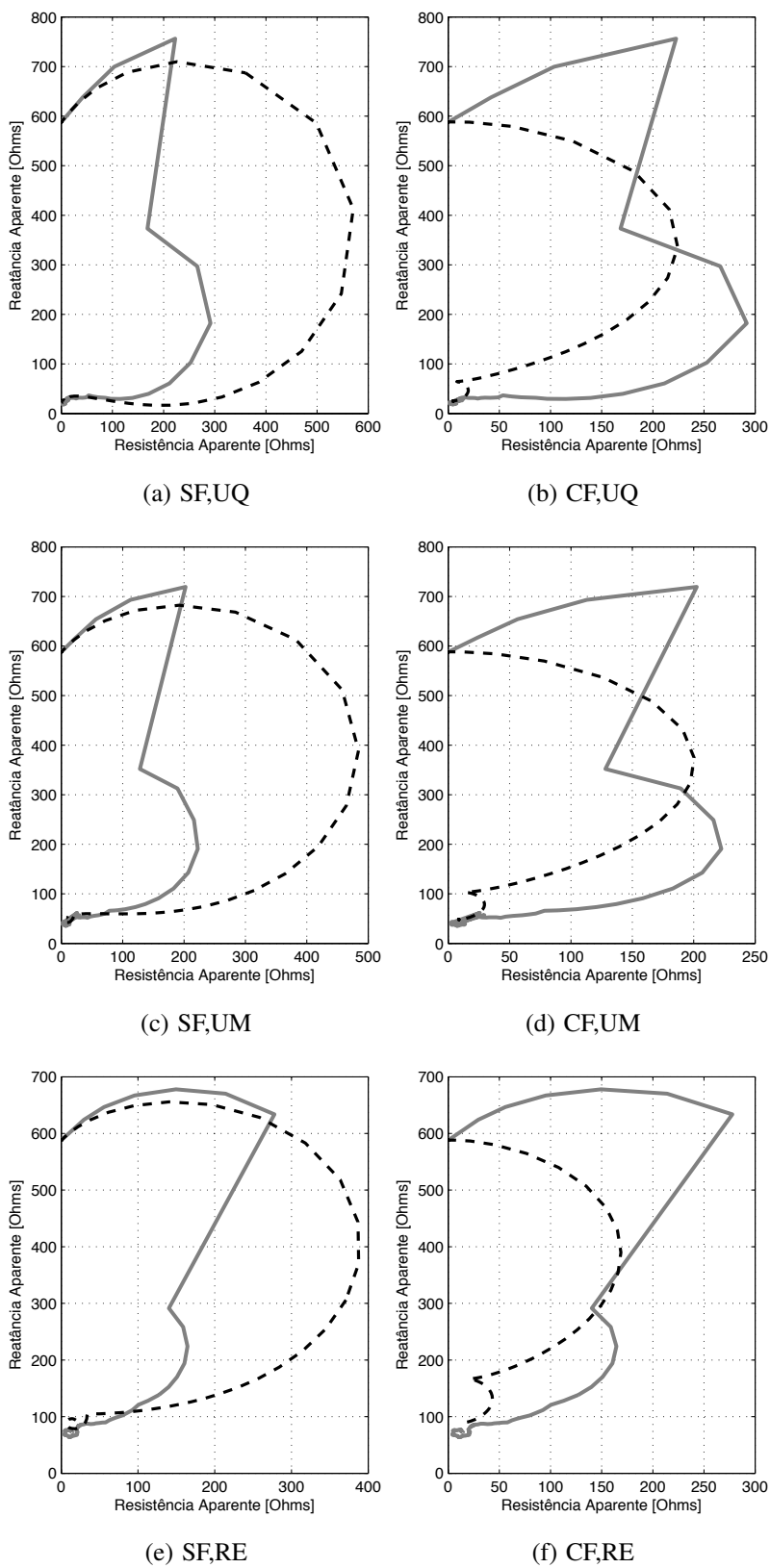


Figura 4.14: Trajetória no plano RX da impedância aparente estimada pelos SNDR-GDSC (sólida) e SNDR-DFT (tracejada) decorrente de FF64.

O desempenho das trajetórias estimadas pelos SNDR-GDSC confirmam o observado no desempenho das suas componentes, ou seja, que o uso do algoritmo de rejeição de componente de decaimento exponencial pelo SNDR-DFT (CF) tornou mais eficaz a aproximação da impedância estimada por esse relé às zonas de proteção, especificamente referente à Z_{CC} , como pode ser visto ao serem comparadas as sub-figuras 4.14(a), 4.14(c) e 4.14(e) às 4.14(b), 4.14(d) e 4.14(f).

IV. Simulações Comparativas FTFS16: *Idem* ao FTFS64, porém com amostragens a 960 Hz para ambos os SNDR comparados e resultados apresentados nas Figuras de 4.15 a 4.18, incluindo a tabela-resumo dos registros de sensibilização de zonas.

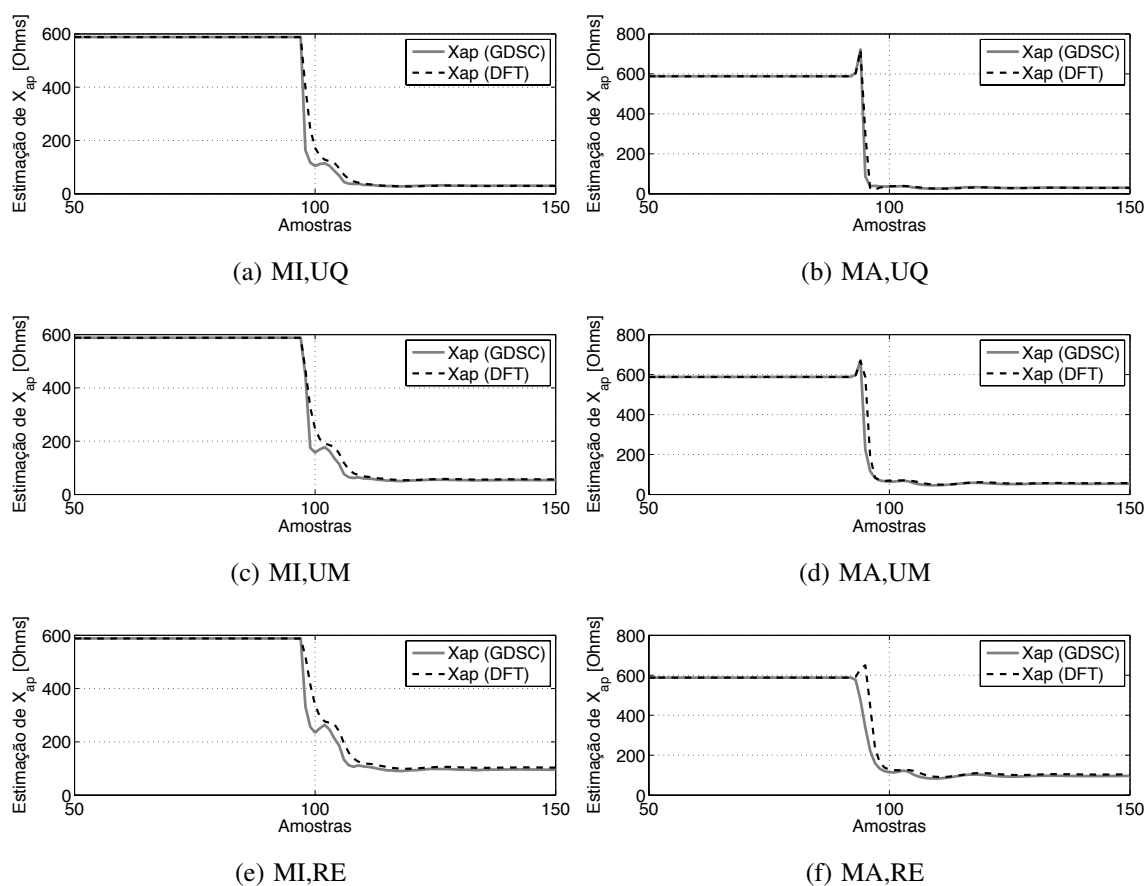


Figura 4.15: Reatância aparente estimada pelos SNDR-GDSC e SNDR-DFT decorrente de FTFS16.

Conforme pode ser visto por inspeção nas sub-figuras de 4.15(a) a 4.15(f), a estimação da componente reativa da impedância aparente pelos SNDR comparados, para os diversos cenários de simulações FTFS16, apresentou desempenhos

equivalentes. Ressalta-se, apenas, para o SNDR-GDSC, uma eficácia maior na aproximação às zonas, como pode ser visto nas sub-figuras de 4.15(a) a 4.15(f).

Destaque também pode ser dado ao resultado apresentados na sub-figura 4.15(f), cujo desempenho do SNDR-GDSC apresenta-se imune a componente de decaimento exponencial, indicando uma certa capacidade intrínseca do relé simplificado baseado em GDSC de rejeitar essa componente CC. Comparando com os resultados de FTSF64, percebe-se ganhos no desempenho do SNDR-GDSC sobre o SNDR-DFT quando considerada amostragem de 960 Hz. Note que esta capacidade de rejeição de exponencial de decaimento cresce com o comprimento entre o ponto de defeito e o local de instalação do SNDR-GDSC, sugerindo que esse relé tem uma “certa” capacidade intrínseca de rejeição, o que será oportunamente investigado ainda neste trabalho.

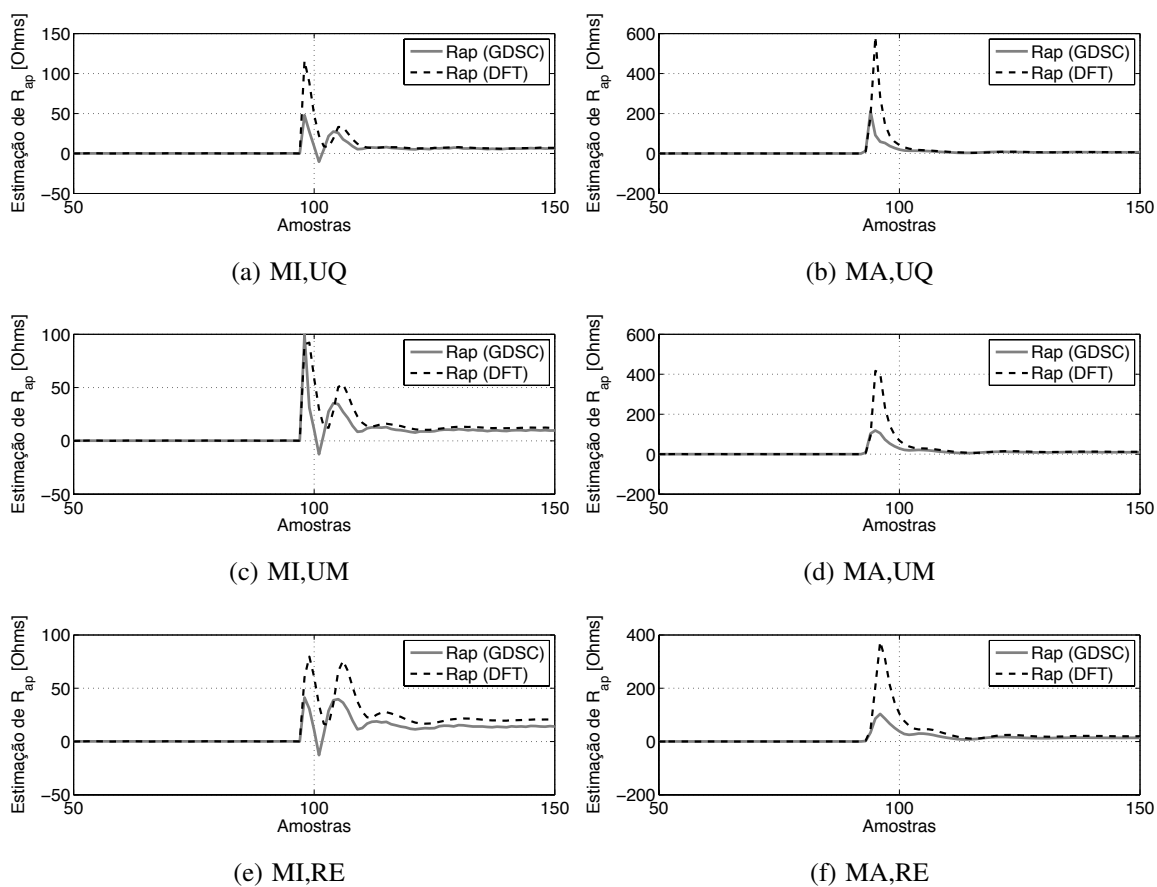


Figura 4.16: Resistência aparente estimada pelos SNDR-GDSC e SNDR-DFT decorrente de FTSF16.

Referente à resistência aparente estimada nos cenários de simulação FTSF16,

os resultados apresentados nas sub-figuras de 4.16(a) a 4.16(f) sugerem uma superioridade no desempenho do SNDR-GDSC contra o SNDR-DFT, pois a resistência estimada via GDSC apresenta amplitudes menores do que via DFT, inclusive sob ângulo máximo de incidência de defeito. Comparativamente às simulações FTSF64 (ver Figura 4.4), o excursionamento da resistência estimada antes de atingir as vizinhanças do valor final foi significativamente menor, quando considerado frequência de amostragem menor, 960 Hz. É possível destacar, também, uma certa imprecisão no valor final da resistência estimada pelo SNDR-GDSC para defeito terminal sob ângulo de incidência mínimo, conforme pode ser visto na sub-figura 4.15(e).

SIMULAÇÃO	CENÁRIO	SUB-TABELA 1 / REGISTRO DE ENTRADA NAS ZONAS (AMOSTRA DE ENTRADA)							
		Z2		ZLT		Z1		ZCC	
		RNDS-GDSC	RNDS-DFT	RNDS-GDSC	RNDS-DFT	RNDS-GDSC	RNDS-DFT	RNDS-GDSC	RNDS-DFT
FTSF16	MIUQ	99	103	106	108	105	106	176	1000000
	MIUM	105	108	108	110	106	108	116	135
	MIRE	107	110	112	152	1000000	1000000	1000000	117
	MAUQ	98	100	100	103	98	100	155	1000000
	MAUM	99	102	106	109	99	102	117	141
	MARE	100	108	109	159	1000000	1000000	1000000	119
SIMULAÇÃO	CENÁRIO	SUB-TABELA 2 / CÁLCULO DO GANHO DE ENTRADA DO RNDS-GDSC REF. AO RNDS-DFT (DELTAS)							
		Z2		ZLT		Z1		ZCC	
		AMOSTRAS	TEMPO [ms]	AMOSTRAS	TEMPO [ms]	AMOSTRAS	TEMPO [ms]	AMOSTRAS	TEMPO [ms]
FTSF16	MIUQ	4	4,17	2	2,08	1	1,04	999824	1041483,33
	MIUM	3	3,13	2	2,08	2	2,08	19	19,79
	MIRE	3	3,13	40	41,67	0	0,00	-999883	-1041544,79
	MAUQ	2	2,08	3	3,13	2	2,08	999845	1041505,21
	MAUM	3	3,13	3	3,13	3	3,13	24	25,00
	MARE	8	8,33	50	52,08	0	0,00	-999881	-1041542,71

NOTA: A ocorrência de valores 1E6 na sub-tabela 1 está associada ao emprego de artifício de discriminação de trajetórias de impedâncias que não entraram estritamente em zonas. Como consequência, na sub-tabela 2 houve ocorrências de valores de mesma ordem de grandeza indicando elevados intervalos de amostras ou de tempo, o que é coerente como fato de um dos RNDS não ter entrado em determinada zona enquanto o outro entrou.

Figura 4.17: Tabela-resumo de sensibilização de zonas decorrente de FTSF16

Referente à análise da tabela apresentada na Figura 4.17, nota-se uma maior efetividade do SNDR-GDSC ao entrar nas zonas *Z2*, *ZLT* e *Z1*, revelada pelos deltas de tempo maiores do que os registrados na tabela da Figura 4.5 (comparar valores das colunas de C a H das tabelas citadas). Referente à entrada na zona *ZCC* ainda percebe-se uma precisão maior na estimação da impedância apresentada pelo SNDR-DFT (comparar colunas I a J de ambas as tabelas).

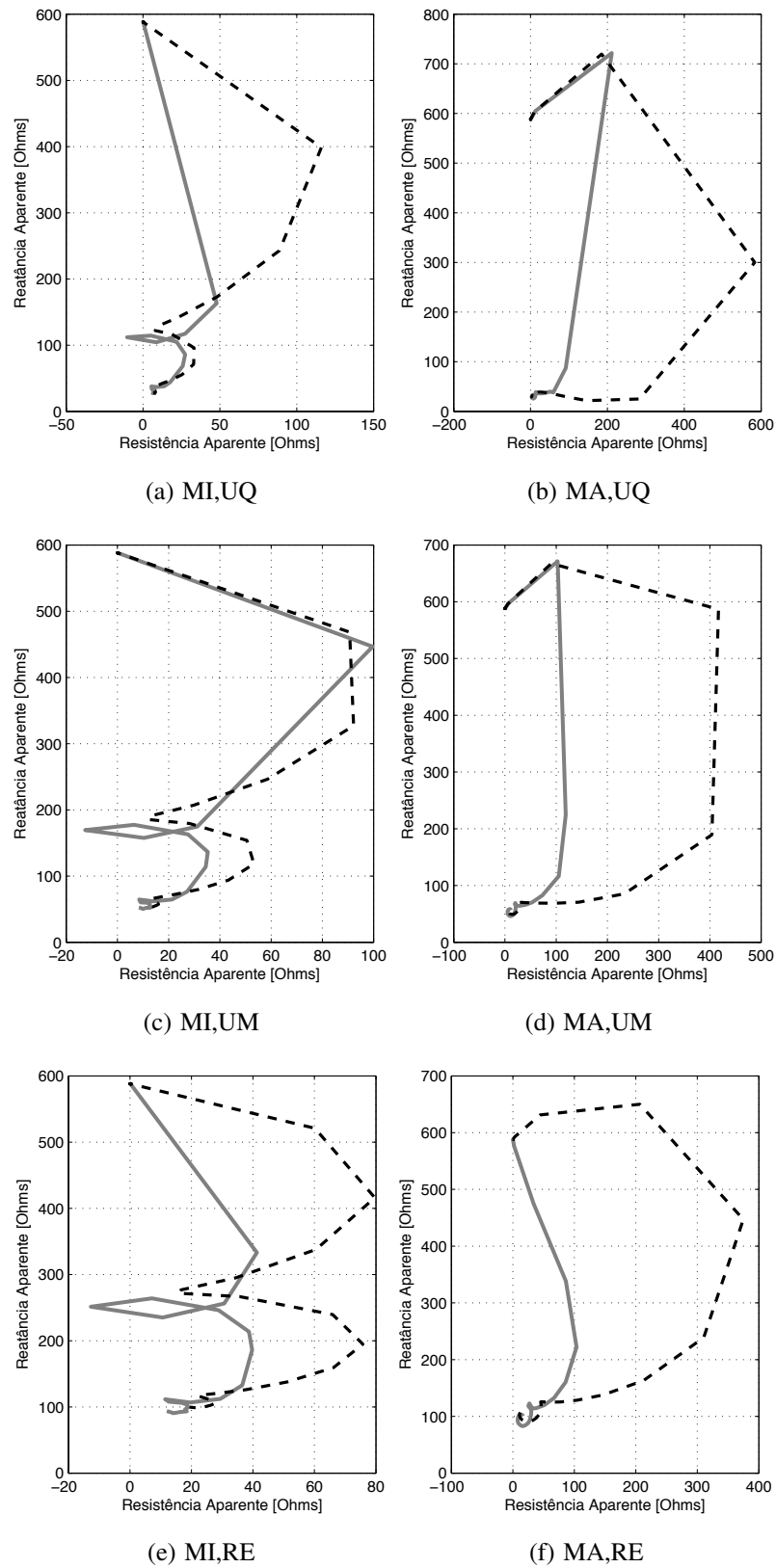


Figura 4.18: Trajetória no plano RX da impedância aparente estimada pelos SNDR-GDSC (sólida) e SNDR-DFT (tracejada) decorrente de FTSF16.

Comparativamente aos já simulados cenários FTSF64, o desempenho das trajetórias estimadas pelo SNDR-GDSC, quando considerada amostragem a 960 Hz (FTSF16) e cujos resultados são apresentados nas sub-figuras de 4.18(a) a 4.18(f), mostrou-se bastante eficaz quanto à aproximação das zonas. Desta análise, destaca-se o desempenho das trajetórias estimadas para o ângulo máximo de incidência de defeito (MA), sub-figuras 4.18(b), 4.18(d) e 4.18(f), onde a trajetória estimada pelo SNDR-GDSC toma “atalhos” que encurtam seu trajeto rumo ao ponto de defeito, sugerindo uma entrada antecipada nas zonas, quando comparado ao SNDR-DFT. A entrada antecipada também pode ser qualitativamente avaliada pelo número de descontinuidades⁴ apresentadas por cada trajetória desde o instante do defeito até os limites de zonas. Observa-se um número de descontinuidades apresentadas pela trajetória estimada pelo SNDR-GDSC menor do que pelo SNDR-DFT desde o instante do defeito até os limites de zonas, confirmando esta antecipação do relé proposto baseado em GDSC.

- V. **Simulações Comparativas FTMA16:** Aplicação de defeito fase-terra sob ângulo de incidência de falta de 90° (máximo) e com amostragens a 960 Hz para ambos os SNDR comparados. Os cenários de simulação considerados levaram em conta presença ou não de filtro mímico na estimação realizada pelo SNDR-DFT e diferentes pontos de aplicação de defeitos ao longo da LT. Os resultados destes cenários de simulação estão apresentados nas Figuras de 4.19 a 4.22, entre as quais apresenta-se uma tabela-resumo dos registros de sensibilização das zonas pelas impedâncias estimadas através de cada SNDR.

⁴Com um número reduzido de amostras, nesse caso 16 amostras por ciclo, são explicitadas as descontinuidades (arestas ou angulações) apresentadas pela trajetória, que estão associadas, a cada amostra, a um par (R_{ap}, X_{ap}) estimado pelos SNDR.

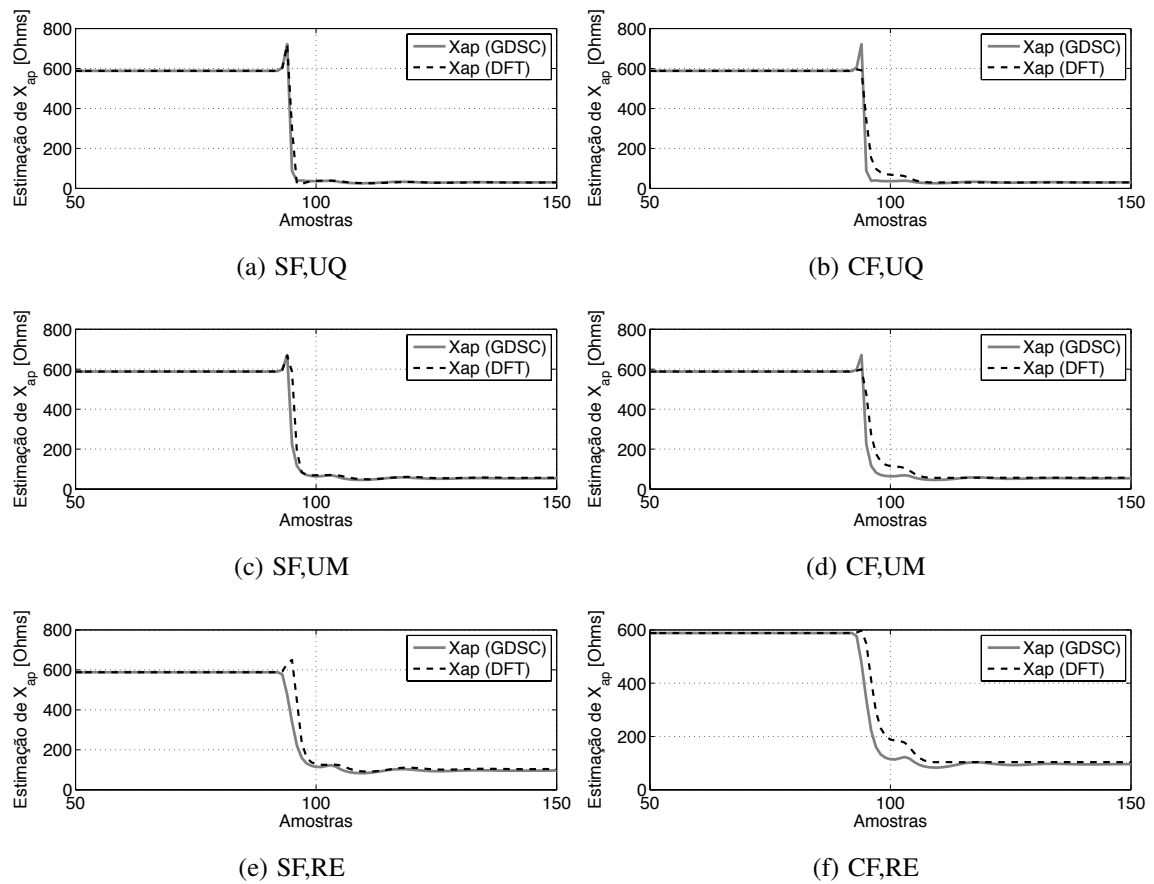


Figura 4.19: Reatância aparente estimada pelos SNDR-GDSC e SNDR-DFT decorrente de FTMA16.

A inspeção gráfica dos resultados dos cenários de simulação FTMA16 (sub-figuras de 4.19(a) a 4.19(f)) sugere uma manutenção do desempenho superior do SNDR-GDSC sobre o SNDR-DFT, mesmo o último com o auxílio da filtragem mímica.

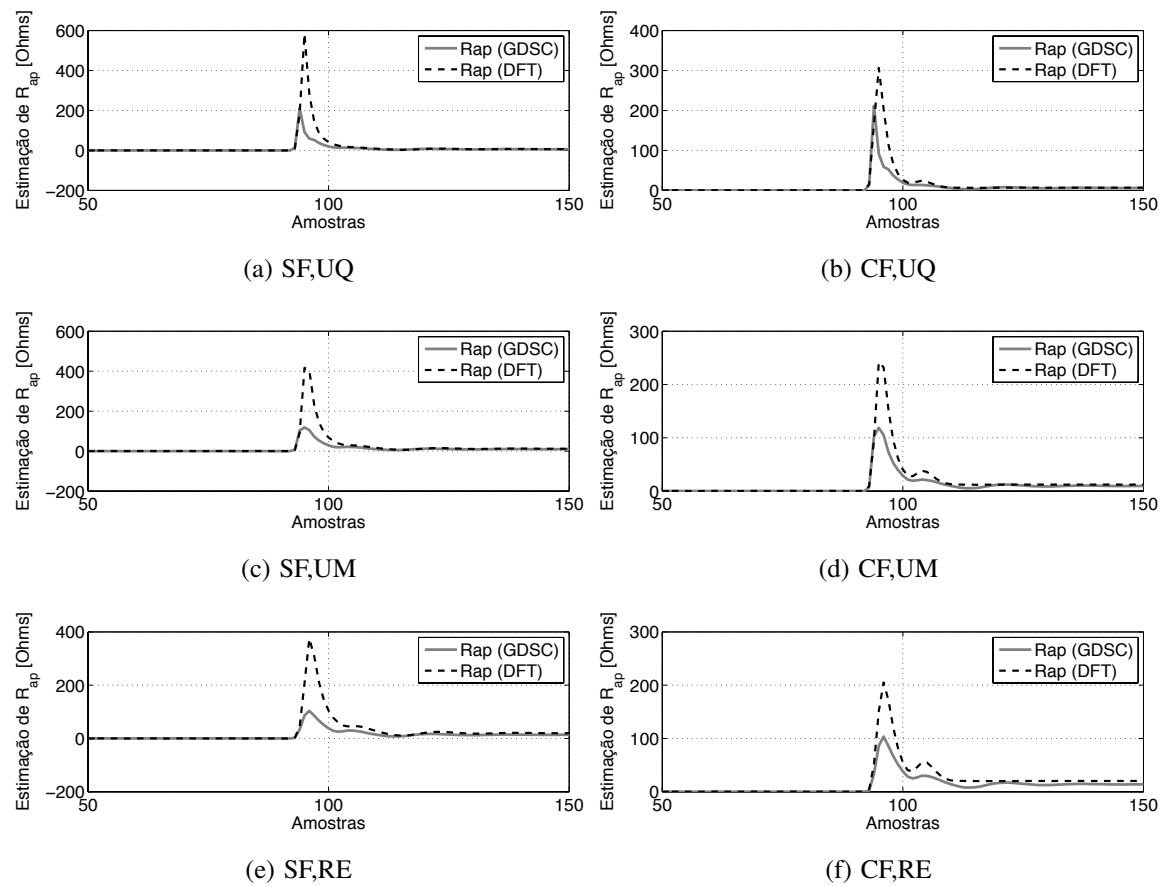


Figura 4.20: Resistência aparente estimada pelos SNDR-GDSC e SNDR-DFT decorrente de FTMA16.

Semelhantemente à análise da componente reativa da impedância aparente estimada pelos SNDR, a inspeção gráfica dos resultados dos cenários de simulação FTMA16, referente à componente resistiva (sub-figuras de 4.20(a) a 4.20(f)) também sugere desempenho superior do SNDR-GDSC sobre o SNDR-DFT. Note que o excursionamento da componente resistiva é bem menor do que quando comparado ao da impedância estimada pelo SNDR-DFT.

SIMULAÇÃO	CENÁRIO	SUB-TABELA 1 / REGISTRO DE ENTRADA NAS ZONAS (AMOSTRA DE ENTRADA)							
		Z2		ZLT		Z1		ZCC	
		RNDS-GDSC	RNDS-DFT	RNDS-GDSC	RNDS-DFT	RNDS-GDSC	RNDS-DFT	RNDS-GDSC	RNDS-DFT
FTMA16	SFUQ	98	100	100	103	98	100	155	1000000
	SFUM	99	102	106	109	99	102	117	141
	SFRE	100	108	109	159	1000000	1000000	1000000	119
	CFUQ	98	99	100	106	98	99	155	1000000
	CFUM	99	100	106	108	99	105	117	111
	CFRE	100	107	109	114	1000000	1000000	1000000	109
SIMULAÇÃO	CENÁRIO	SUB-TABELA 2 / CÁLCULO DO GANHO DE ENTRADA DO RNDS-GDSC REF. AO RNDS-DFT (DELTAS)							
		Z2		ZLT		Z1		ZCC	
		AMOSTRAS	TEMPO [ms]	AMOSTRAS	TEMPO [ms]	AMOSTRAS	TEMPO [ms]	AMOSTRAS	TEMPO [ms]
FTMA16	SFUQ	2	2,08	3	3,13	2	2,08	999845	1041505,21
	SFUM	3	3,13	3	3,13	3	3,13	24	25,00
	SFRE	8	8,33	50	52,08	0	0,00	-999881	-1041542,71
	CFUQ	1	1,04	6	6,25	1	1,04	999845	1041505,21
	CFUM	1	1,04	2	2,08	6	6,25	-6	-6,25
	CFRE	7	7,29	5	5,21	0	0,00	-999891	-1041553,13

NOTA: A ocorrência de valores 1E6 na sub-tabela 1 está associada ao emprego de artifício de discriminação de trajetórias de impedâncias que não entraram estritamente em zonas. Como consequência, na sub-tabela 2 houve ocorrências de valores de mesma ordem de grandeza indicando elevados intervalos de amostras ou de tempo, o que é coerente como fato de um dos RNDS não ter entrado em determinada zona enquanto o outro entrou.

Figura 4.21: Tabela-resumo de sensibilização de zonas decorrente de FTMA16.

Referente à análise da tabela apresentada na Figura 4.21, preserva-se uma maior efetividade do SNDR-GDSC ao entrar nas zonas $Z2$, ZLT e $Z1$, revelada pelos deltas de tempo maiores, por exemplo, do que os registrados na tabela da Figura 4.9, conforme já apontado em análises anteriores (comparar valores das colunas de C a H das tabelas citadas). Referente à entrada na zona ZCC percebe-se uma equivalência de desempenhos entre os SNDR comparados (comparar colunas I a J de ambas as tabelas).

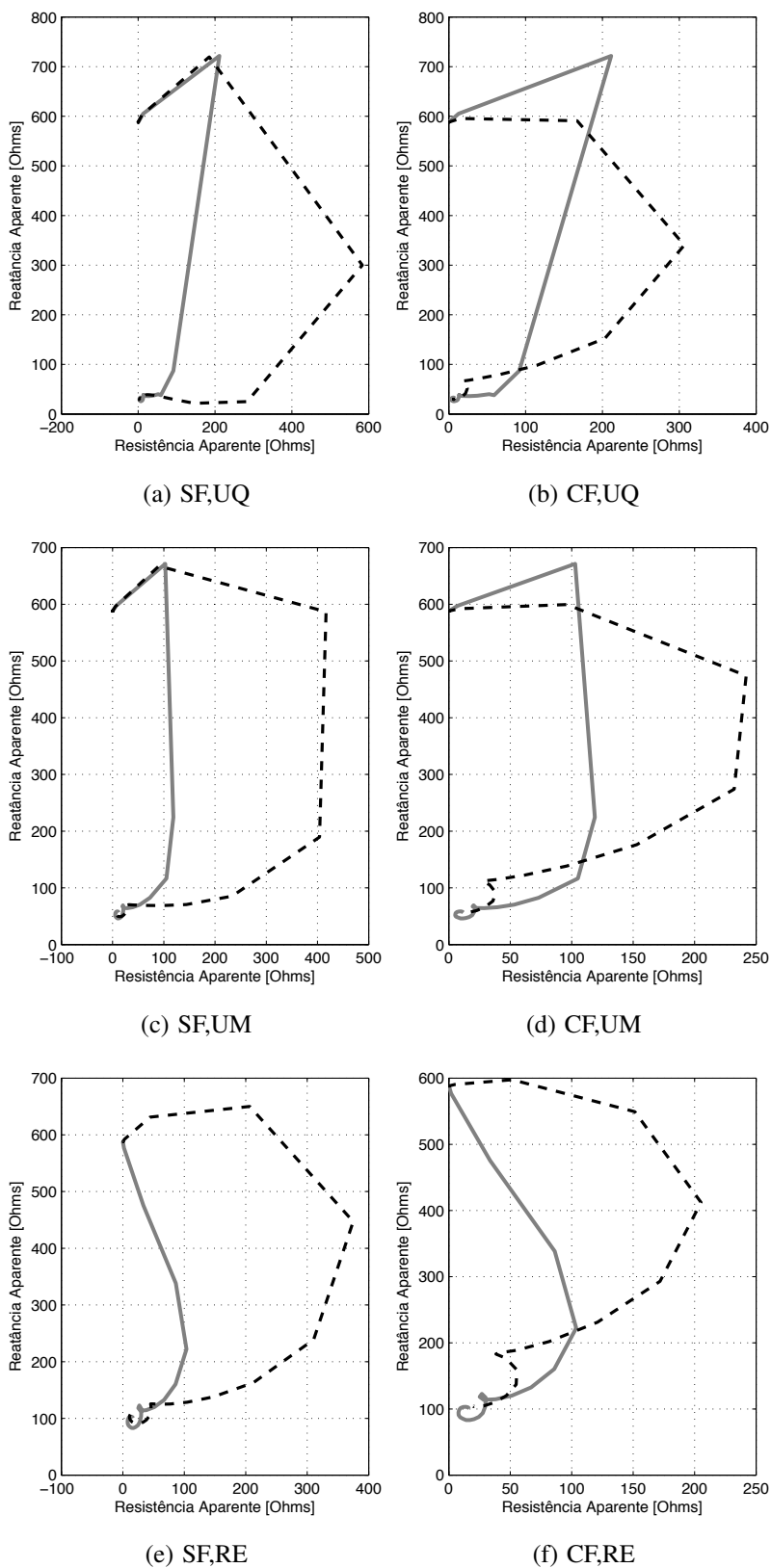


Figura 4.22: Trajetória no plano RX da impedância aparente estimada pelos SNDR-GDSC (sólida) e SNDR-DFT (tracejada) decorrente de FTMA16.

Comparativamente aos já simulados cenários FTMA64, o desempenho das trajetórias estimadas pelo SNDR-GDSC, quando considerada amostragem a 960 Hz e cujos resultados são apresentados nas sub-figuras de 4.22(a) a 4.22(f), mostrou-se bastante eficaz quanto à aproximação das zonas. Desta análise, destaca-se o desempenho das trajetórias estimadas para o ângulo máximo de incidência de defeito (MA), sub-figuras 4.22(b), 4.22(d) e 4.22(f), onde a trajetória estimada pelo SNDR-GDSC toma “atalhos” que encurtam seu trajeto rumo ao ponto de defeito, sugerindo uma entrada antecipada nas zonas, quando comparado ao SNDR-DFT, mesmo esse último contando com um algoritmo dedicado a rejeição da componente de decaimento exponencial, reforçando a observação já feita de que o SNDR-GDSC dispõe de capacidade intrínseca de filtragem mímica. Observa-se, também, um número de descontinuidades apresentadas pela trajetória estimada pelo SNDR-GDSC menor do que pelo SNDR-DFT desde o instante do defeito até os limites de zonas, confirmando esta antecipação do relé proposto baseado em GDSC.

VI. Simulações Comparativas FF16: Aplicação de defeito fase-fase com amostragens a 960 Hz para ambos os SNDR comparados. Para os casos de defeitos entre fases, apesar da aplicação de defeito com ângulo máximo de incidência ter sido adotada, pode-se apenas garantir ângulo máximo em uma das fases. Os cenários de simulação considerados levaram em conta a presença ou não de filtro mímico na estimação realizada pelo SNDR-DFT e diferentes pontos de aplicação de defeitos ao longo da LT. Os resultados destes cenários de simulação estão apresentados nas Figuras de 4.23 a 4.26, entre as quais apresenta-se uma tabela-resumo dos registros de sensibilização das zonas pelas impedâncias estimadas através de cada SNDR.

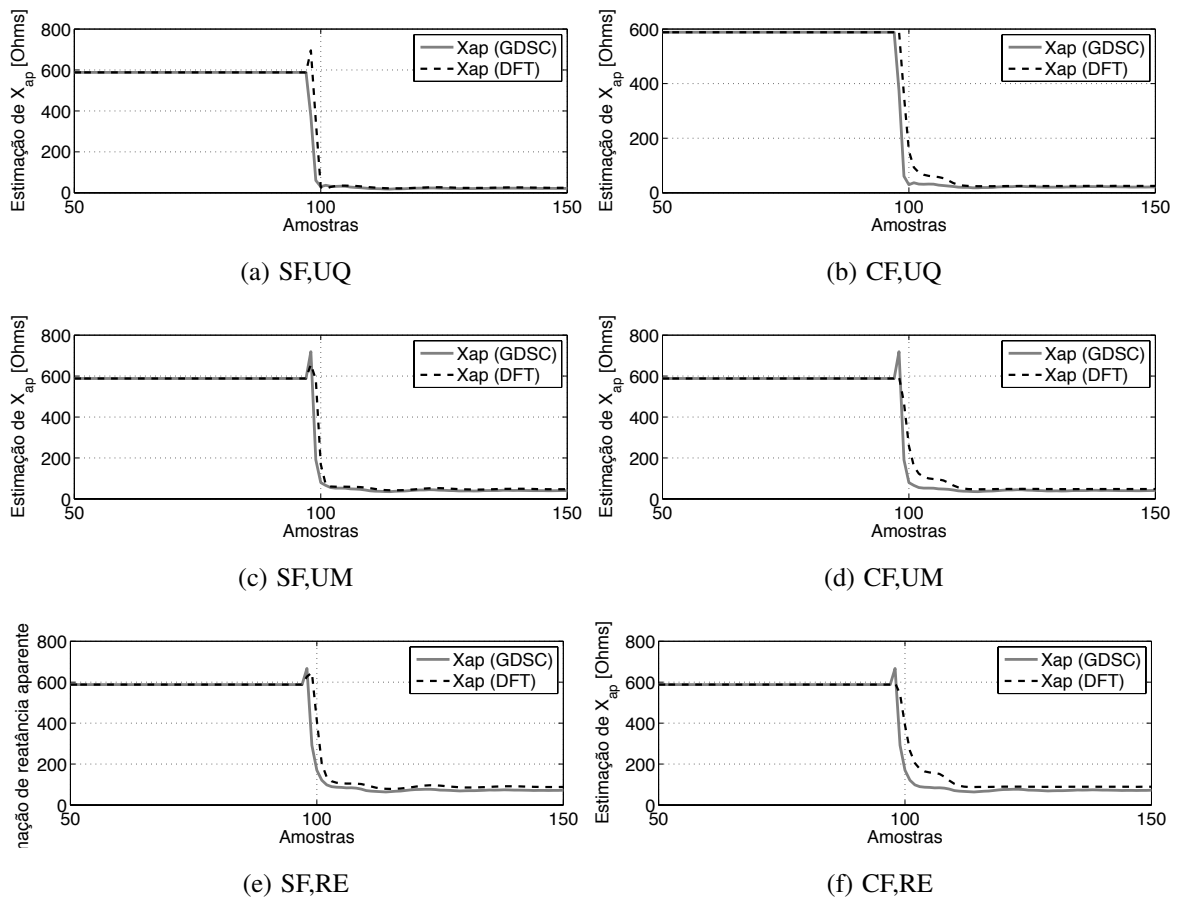


Figura 4.23: Reatância aparente estimada pelos SNDR-GDSC e SNDR-DFT decorrente de FF16.

A inspeção gráfica dos resultados dos cenários de simulação FF16 (sub-figuras de 4.23(a) a 4.23(f)) sugere, acompanhando a análise de FTMA16, o desempenho superior do SNDR-GDSC sobre o SNDR-DFT, mesmo que contando com o auxílio da filtragem mímica.

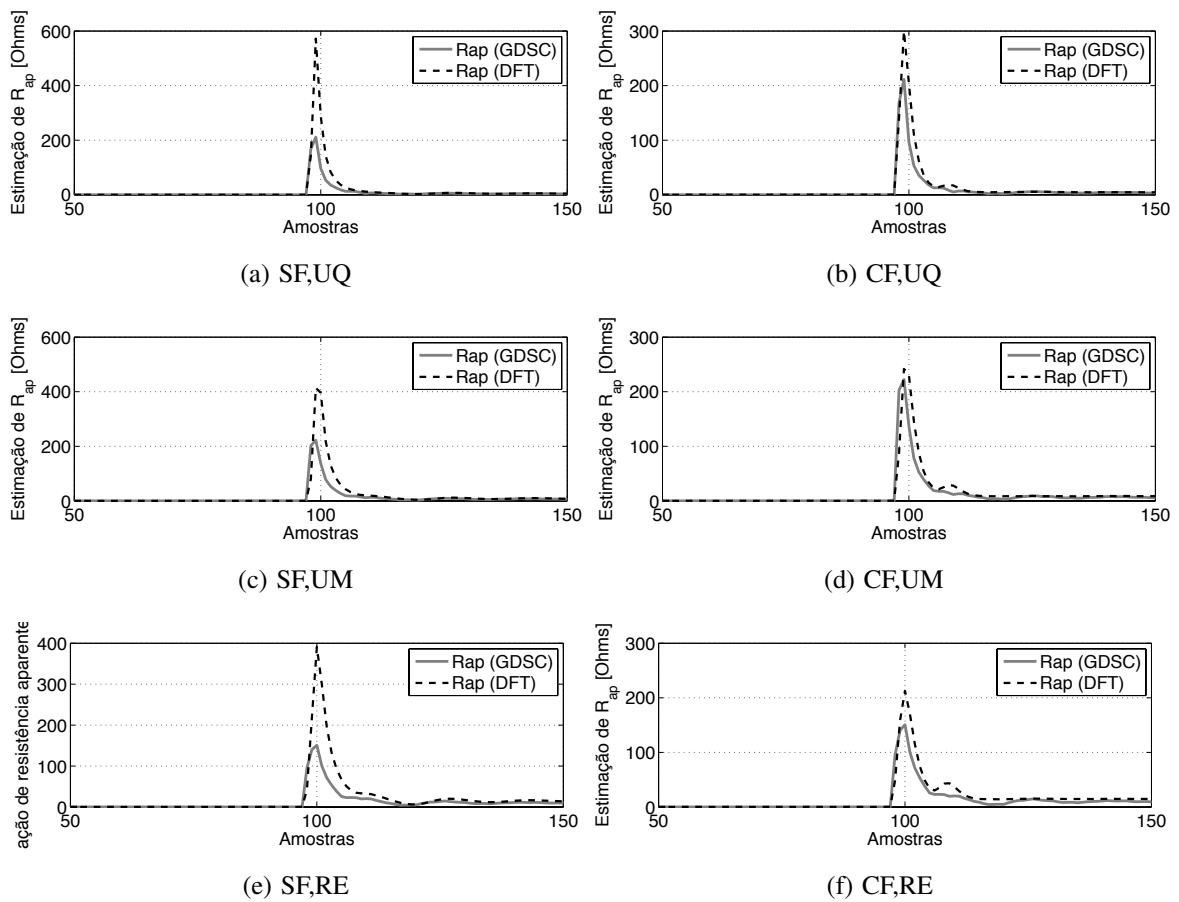


Figura 4.24: Resistência aparente estimada pelos SNDR-GDSC e SNDR-DFT decorrente de FF16.

Referente à inspeção gráfica dos resultados dos cenários de simulação FF16 sobre o desempenho da componente resistiva da impedância estimada pelos SNDR (sub-figuras de 4.24(a) a 4.24(f)), ainda mantém-se o desempenho superior do SNDR-GDSC sobre o SNDR-DFT, mesmo considerando a filtragem mímica do SNDR-DFT, segundo apresentado nas sub-figuras 4.24(b), 4.24(d) e 4.24(f), pois nota-se que o excursionamento da componente resistiva ainda é menor do que quando comparado ao da impedância estimada pelo SNDR-DFT.

SIMULAÇÃO	CENÁRIO	SUB-TABELA 1 / REGISTRO DE ENTRADA NAS ZONAS (AMOSTRA DE ENTRADA)							
		Z2		ZLT		Z1		ZCC	
		RNDS-GDSC	RNDS-DFT	RNDS-GDSC	RNDS-DFT	RNDS-GDSC	RNDS-DFT	RNDS-GDSC	RNDS-DFT
FF16	SFUQ	102	104	104	107	102	104	156	138
	SFUM	103	106	105	110	103	106	1000000	138
	SFRE	104	107	111	115	106	1000000	1000000	1000000
	CFUQ	102	103	104	105	102	103	156	113
	CFUM	103	104	103	108	105	111	1000000	113
	CFRE	104	110	111	113	111	113	1000000	1000000
SIMULAÇÃO	CENÁRIO	SUB-TABELA 2 / CÁLCULO DO GANHO DE ENTRADA DO RNDS-GDSC REF. AO RNDS-DFT (DELTAS)							
		Z2		ZLT		Z1		ZCC	
		AMOSTRAS	TEMPO [ms]	AMOSTRAS	TEMPO [ms]	AMOSTRAS	TEMPO [ms]	AMOSTRAS	TEMPO [ms]
FF16	SFUQ	2	2,08	3	3,13	2	2,08	-18	-18,75
	SFUM	3	3,13	5	5,21	3	3,13	-999862	-1041522,92
	SFRE	3	3,13	4	4,17	999894	1041556,25	0	0,00
	CFUQ	1	1,04	1	1,04	1	1,04	-43	-44,79
	CFUM	1	1,04	5	5,21	6	6,25	-999887	-1041548,96
	CFRE	6	6,25	2	2,08	2	2,08	0	0,00

NOTA: A ocorrência de valores 1E6 na sub-tabela 1 está associada ao emprego de artifício de discriminação de trajetórias de impedâncias que não entraram estritamente em zonas. Como consequência, na sub-tabela 2 houve ocorrências de valores de mesma ordem de grandeza indicando elevados intervalos de amostras ou de tempo, o que é coerente como fato de um dos RNDS não ter entrado em determinada zona enquanto o outro entrou.

Figura 4.25: Tabela-resumo de sensibilização de zonas decorrente de FF16.

Na tabela apresentada na Figura 4.25, referente ao registro de entrada em zonas pelas componentes estimadas pelos SNDR nos cenários de simulação FF16, constata-se que, mesmo em menor escala, ainda preserva-se uma certa efetividade do SNDR-GDSC ao entrar nas zonas $Z2$, ZLT e $Z1$, revelada pelos deltas positivos apresentados (colunas D, F e H da referida tabela).

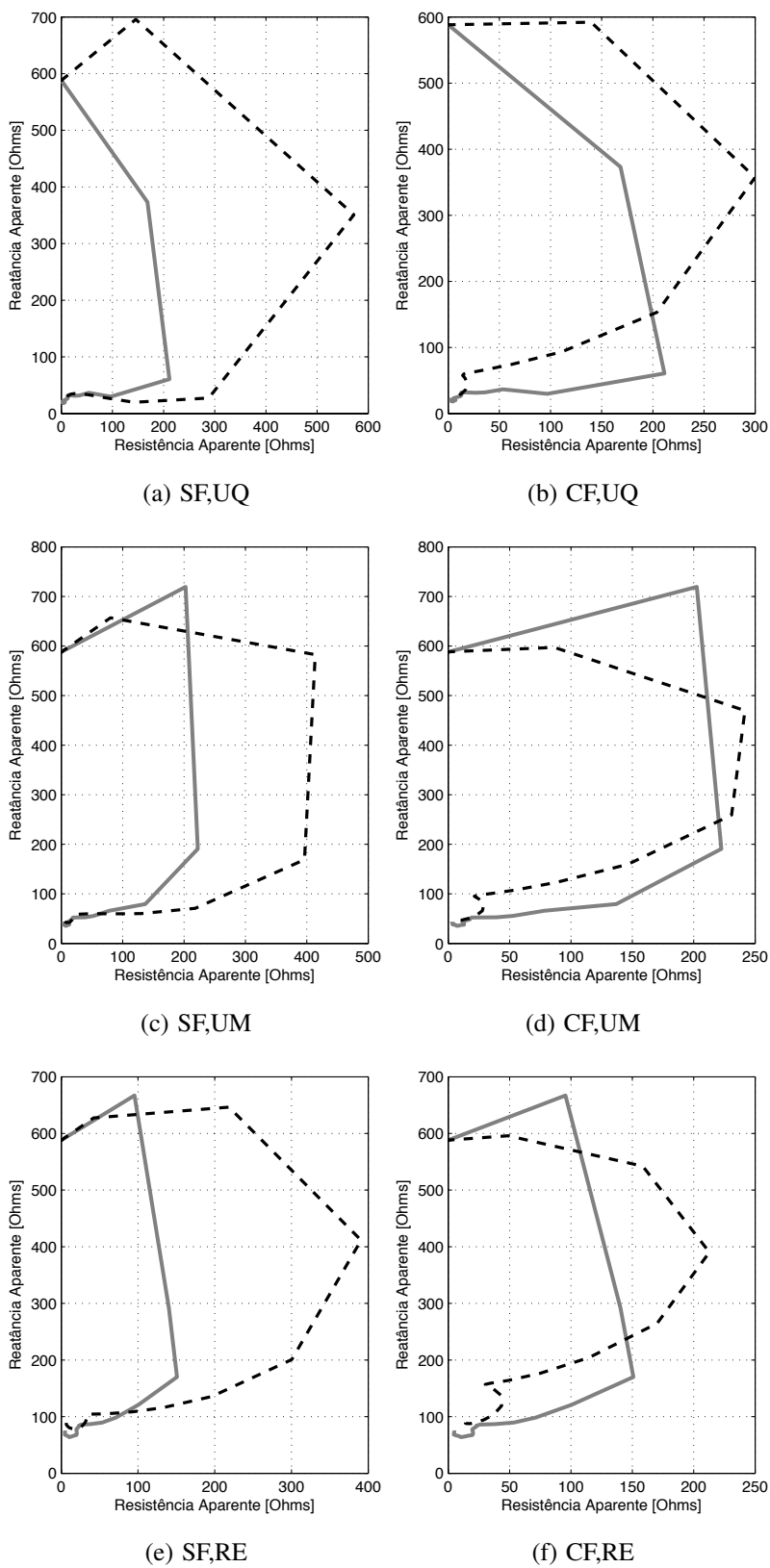


Figura 4.26: Trajetória no plano RX da impedância aparente estimada pelos SNDR-GDSC (sólida) e SNDR-DFT (tracejada) decorrente de FF16.

Comparativamente aos já simulados cenários FF64, o desempenho das trajetórias estimadas pelo SNDR-GDSC, quando considerados os mesmos cenários, mas com amostragem a 960 Hz (FF16) e cujos resultados são apresentados nas sub-figuras de 4.26(a) a 4.26(f), mostrou-se bastante eficaz quanto à aproximação das zonas. Desta análise, destaca-se o desempenho das trajetórias estimadas para o ângulo máximo de incidência de defeito (MA), sub-figuras 4.26(b), 4.26(d) e 4.26(f), nas quais observa-se um número de discontinuidades apresentadas pela trajetória estimada pelo SNDR-GDSC menor do que pelo SNDR-DFT desde o instante do defeito até os limites de zonas, indicando uma antecipação do relé proposto baseado em GDSC referente às entradas em zonas.

Ressalta-se que os deltas de amostras (colunas C, E, G e I) e de tempo (colunas D, F, H e J) foram sempre calculados com relação ao SNDR-GDSC, ou seja, um valor positivo de delta na sub-tabela 2 indica que a trajetória de impedância estimada pelo SNDR-GDSC entra primeiro na zona em questão e negativo ou nulo explicita o desempenho superior do SNDR-DFT.

ANÁLISE PRELIMINAR DOS RESULTADOS (A0):

Como uma primeira etapa da análise dos resultados, são discutidos aqui alguns comportamentos gerais observados nas curvas registradas e nas tabelas-resumo de sensibilidade, cujo entendimento prévio auxiliará na análise posterior quantitativa (técnica) dos resultados.

- I. OBSERVADA UMA RAZOÁVEL CAPACIDADE DO SNDR-GDSC DE REJEITAR COMPONENTE DE DECAIMENTO EXPONENCIAL: Entre os resultados de simulação conduzidos em cenários sem o emprego de filtro mímico no SNDR-DFT, foi do SNDR-GDSC a menor dependência da estimação à componente de decaimento exponencial, mesmo quando o cenário considera a aplicação de defeitos sob ângulo de incidência máximo, ver sub-figuras (b), (d) e (f) das Figuras 4.3 e 4.19. Tal robustez atribui-se ao emprego do módulo estimador de impedância PE-A-GDSC, proposto com base nos trabalhos de Phadke et al. sobre o SCDR

(PHADKE et al., 1979). O SNDR-DFT também sofreu com a componente de decaimento exponencial, mas, com o emprego do filtro mímico, o bom desempenho da estimação foi sempre resgatado. Também foi observado que, independentemente da robustez de ambos os SNDR, defeitos mais distantes do ponto de conexão dos relés levaram a situações menos severas de assimetria da corrente de defeito, conforme já esperava-se da teoria.

II. OBSERVADO UM CERTO COMPROMETIMENTO DA PRECISÃO DO SNDR-GDSC NA CONVERGÊNCIA AO VALOR FINAL EM ALGUNS CENÁRIOS SUBMETIDOS A DEFEITOS NO ÚLTIMO QUARTO DA LT: A proposta de SNDR-GDSC apresentou desempenho menos favorável do que o SNDR-DFT no quesito precisão na convergência para o valor final da impedância. Essa deficiência manifestou-se mais significativamente em cenários que consideraram defeitos entre a zona de subalcance e o terminal remoto, portanto no último quarto da LT, sugerindo erros relativos de estimação negativos, ou seja, tendendo ao subalcance, de acordo com as sub-figuras (e) e (f) da Figura 4.23 e (e) da Figura 4.16.

III. A TRAJETÓRIA DESCRITA PELO SNDR-GDSC TOMA ATALHOS QUE ANTECIPAM SUA ENTRADA NA VIZINHANÇA DA LT PROTEGIDA: Um comportamento graficamente observável através dos planos RX de trajetória da impedância aparente é o desempenho de aproximação dos SNDR comparados às zonas de distância. Cada aresta ou descontinuidade na trajetória diz respeito a amostras do período em que a falta está estabelecida. É notório, ao inspecionar os resultados de simulação, que em cenários conduzidos sob baixas frequências (960 Hz, por exemplo), a capacidade de aproximação⁵ do SNDR-GDSC é superior à do SNDR-DFT, dado que visualmente fica evidente que a trajetória de impedância estimada pelo método proposto, toma um “atalho“, encurtando o tempo de chegada às vizinhanças da LT, conforme mostrado nas sub-figuras (b), (d) e (f) das Figuras 4.18 e 4.22). Como a dita vizinhança da LT é cruzada pelo lugar geométrico das

⁵CAPACIDADE DE APROXIMAÇÃO, no contexto deste trabalho, é mais geral do que dispor simplesmente de velocidade, pois diz respeito a aproximar-se com efetividade da zona em questão, que pode realmente ser com mais velocidade ou tomando um caminho mais curto no plano RX.

características quadrilaterais de distância ($Z1$ e $Z2$), conforme ajustes definidos de (4.1) a (4.4), dispor de uma boa capacidade de aproximação significa antecipar a ação dos temporizadores de zona e, assim, deixando o sistema de proteção “alerta” também, antecipadamente, para extinguir a condição de defeito estabelecida em tempos inferiores expondo menos o SEP aos efeitos danosos das correntes de curto-circuito.

IV. BOA CAPACIDADE DE APROXIMAÇÃO APRESENTADA PELO SNDR-GDSC QUANDO EMPREGADA ESTIMAÇÃO A 960 Hz: A análise dos deltas de tempo nas sub-tabelas 2 (colunas D, F, H e J), apresentadas nas Figura 4.5, 4.9, 4.13, 4.17, 4.21 e 4.25, sugerem que, especialmente referente às zonas mais externas ($Z2$ e ZLT), sob amostragem de 960 Hz, a estimação de impedância pelo SNDR-GDSC apresentou melhor capacidade de aproximação, pois maiores intervalos positivos entre as entradas dos SNDR são observados, ou seja, a trajetória estimada pelo SNDR-GDSC “entra” mais rapidamente nas zonas.

DEFINIÇÃO DA FIGURA DE MÉRITO:

A análise preliminar (A0) foi válida apenas como indicativo de desempenho, sugerindo comportamentos com base em observações gráficas e por simples análise das tabelas. Desta forma, uma análise estatística foi conduzida a partir deste ponto do trabalho com base nos resultados de simulação obtidos, a fim de respaldar ou retificar as conclusões levantadas até aqui, originando uma análise quantitativa (técnica).

Após insucesso na pesquisa em manuais de fabricantes de relés numéricos de proteção e mesmo em normas por uma métrica padronizada para a avaliação comparativa de desempenho, foi definida uma figura de mérito, aplicada ao SNDR-GDSC e ao SNDR-DFT, que permitisse uma comparação justa entre o desempenho desses dois métodos de estimação.

Os seguintes critérios e identificadores foram considerados na definição de uma figura de mérito:

I. Foram atribuídos identificadores complementares, com base no sinal do delta⁶ de

⁶Ver cabeçalho das tabelas-resumo apresentadas nas Figuras de 4.5, 4.9, 4.13, 4.17, 4.21 e 4.25

amostras apresentado na sub-tabela 2 das Figuras 4.5, 4.9, 4.13, 4.17, 4.21 e 4.25. O identificador serve para a discriminação da trajetória de impedância estimada pelos SNDR que primeiro atingiu cada uma das zonas do item anterior. Assim, foi atribuído 1 aos cenários com delta de amostra positivos e 0 ao outro caso. Esses identificadores são referidos como a nota inicial (NI);

- II. Foi considerado que quando da entrada estrita⁷ de uma trajetória de impedância em uma dada zona, fosse definido um peso (W) para reforçar a nota inicial (proposta no item anterior) do SNDR envolvido na estimação de modo a premiá-lo em menor ou maior escala, de acordo com a importância da zona que foi atingida. A nota inicial, reforçada pelo peso, resulta na nota final (NF). O conceito de importância da zona será apresentado oportunamente;
- III. As NF de cada uma das quatro zonas, associadas a um mesmo SNDR em um dado cenário, foram operadas para compor uma média ponderada das NF (MPNF). Esse cálculo da MPNF para cada cenário viabilizou a evolução da análise do desempenho dos SNDR para agrupamentos de cenários, através da média aritmética simples dos MPNF (\overline{MPNF}). As NF de cada um dos cenários, associadas a um mesmo SNDR em uma dada zona, foram operadas para compor uma média aritmética das NF normalizada pelo peso (W) da respectiva zona (\overline{MNNF}). A \overline{MNNF} viabiliza a análise comparativa do desempenho dos SNDR referente a uma dada zona.

Através de \overline{MPNF} , por exemplo, é possível mensurar o desempenho dos SNDR para cada conjunto de cenários típicos (FTSF64, FF16, FTMA16, etc) ou outros cenários menos explícitos, como os simulados sob 960 Hz (16), os que consideraram apenas defeitos fase-fase (FF), os que não contaram com filtragem mímica no método DFT (SF), os que consideraram defeito no terminal remoto (RE); sempre levando em conta o desempenho em cada uma das zonas. Já referente a \overline{MNNF} , é possível, também, analisar os mesmos grupamentos de cenários, porém, em uma dada zona. O emprego dessas duas médias permitiu analisar o desempenho comparativo dos SNDR a uma infinidade de conjunto de

⁷ENTRADA ESTRITA, no contexto deste trabalho, significa entrar na zona e permanecer na mesma por um tempo não menor do que 250ms (≈ 15 ciclos em 60 Hz), tempo típico do esquema de falha de disjuntor (50BF). 50BF é um esquema de retardada que atua na abertura forçada de disjuntores nas vizinhanças de um dado disjuntor que recebeu sinal de abertura por pelo menos 250 ms, mas não abriu.

cenários, facilitando a comparação de resultados aqui realizada.

Sobre a importância das zonas, referida no item *III*, sobre os critérios adotados para a definição da figura de mérito, pode-se exemplificar o que vem a ser a partir da suposição de que uma entrada estrita na zona ZCC pressupõe, além de certa capacidade de aproximação, uma maior precisão da estimação, já que esta zona cobre as vizinhanças do ponto de defeito, sendo justo, portanto, uma premiação maior ao SNDR que obteve esse desempenho. Já entrada na zona Z2, no entanto, não garante precisão, pois a mesma é de zona de sobrealcançe, mas, sob certo aspecto, a entrada estrita nessa zona garante uma capacidade de aproximação ou velocidade desejável para o SNDR que garantiu esse desempenho. Apesar do peso de Z2 ser teoricamente menor do que ZCC, considerou-se que a entrada estrita nessa zona deva ser melhor premiada, dada a previsão de velocidade que pode ser feita, do que em Z1, pois esta zona de subalcançe, como sua denominação sugere, é mais interna do que Z2, não revelando uma capacidade de aproximação tão significativa. Por fim, ZLT recebeu o menor peso, pois esta zona apenas é confirmadora dos desempenhos de Z1 e Z2, pois está coberta por estas, já que seus limites reativos são os próprios limites da LT protegida.

Um resumo destes critérios que constituem a figura de mérito é apresentado na tabela contida na Figura 4.27.

Zona	NI	W	NF	MPNF	MNNF
Z2	Assume valor 1, se o delta de amostras for positivo, e 0 se for negativo ou nulo; para cada uma das zonas em cada um dos cenários para cada RNDS investigado	3	Produto de W por NI efetuado para cada uma das zonas em cada um dos cenários para cada RNDS investigado	Média ponderada das NF das quatro zonas associadas a um mesmo cenário para cada RNDS investigado	Média aritmética simples, normalizada por W, das NF de vários cenários associados a uma mesma zona para cada RNDS investigado
ZLT		1,5			
Z1		2			
ZCC		3,5			
			MÉDIA DE MPNF:	Média aritmética simples de um agrupamento de MPNF	
			MÉDIA DE MNNF:	Média aritmética simples de um agrupamento de MNNF	

Figura 4.27: Tabela de critérios empregados na proposta de uma figura de mérito para auxiliar na avaliação do desempenho comparativo dos SNDR, nas quais MÉDIA DE MPNF $\Rightarrow \overline{MPNF}$ e MÉDIA DE MNNF $\Rightarrow \overline{MNNF}$.

Então, define-se como uma primeira figura de mérito, para mensurar o desempenho do SNDR-GDSC comparativamente ao SNDR-DFT, considerando um agrupamento de cenários associados a uma mesma zona, a relação ou razão de desempenho GDSC/DFT por zona

($RDZ_{GDSC/DFT}$):

$$RDZ_{GDSC/DFT} = \frac{\overline{MNNF}_{GDSC}}{\overline{MNNF}_{DFT}}. \quad (4.5)$$

Uma segunda figura de mérito, relacionada agora, como o desempenho global do SNDR-GDSC, comparativamente ao SNDR-DFT, considerando as quatro zonas associadas a um agrupamento de cenários, é a relação ou razão de desempenho GDSC/DFT total ($RDT_{GDSC/DFT}$):

$$RDT_{GDSC/DFT} = \frac{\overline{MPNF}_{GDSC}}{\overline{MPNF}_{DFT}}. \quad (4.6)$$

Ambas as figuras de mérito dão idéia de quão superior o desempenho da estimação de impedância realizada pelo SNDR-GDSC é em relação ao desempenho do SNDR-DFT, de modo que valores superiores à unidade são resultados desejados, pois reforçam o emprego do método proposto como uma alternativa viável à estimação fasorial de relés numéricos de distância.

ANÁLISE QUANTITATIVA DOS RESULTADOS (A1):

Deste ponto em diante, realiza-se uma análise quantitativa baseada na aplicação das figuras de mérito $RDZ_{GDSC/DFT}$ e $RDT_{GDSC/DFT}$. Em um primeiro momento, são avaliados os registros de entrada em zonas das simulações FTSF64, FTMA64, FF64, FTSF16, FTMA16 e FF16, consolidados nas tabelas das Figuras 4.5, 4.9, 4.13, 4.17, 4.21 e 4.25, originando as tabelas apresentadas nas Figuras 4.28 e 4.29.

SIMULAÇÃO	CENÁRIO	NF								MPNF	
		Z2		ZLT		Z1		ZCC		RNDS-GDSC	RNDS-DFT
		RNDS-GDSC	RNDS-DFT	RNDS-GDSC	RNDS-DFT	RNDS-GDSC	RNDS-DFT	RNDS-GDSC	RNDS-DFT	RNDS-GDSC	RNDS-DFT
FTSF64	MIUQ	3	0	1,5	0	0	2	3,5	0	0,8	0,2
	MIUM	3	0	1,5	0	2	0	3,5	0	1	0
	MIRE	3	0	1,5	0	0	2	0	3,5	0,45	0,55
	MAUQ	3	0	1,5	0	2	0	3,5	0	1	0
	MAUM	3	0	1,5	0	2	0	3,5	0	1	0
	MARE	3	0	1,5	0	0	2	0	3,5	0,45	0,55
Sub-tabela 1	Média Simples Normalizada das NF por Zona (MNNF)								Média Simples dos MPNF		
	RNDS-GDSC	RNDS-DFT	RNDS-GDSC	RNDS-DFT	RNDS-GDSC	RNDS-DFT	RNDS-GDSC	RNDS-DFT	RNDS-GDSC	RNDS-DFT	
	1,00	0,00	1,00	0,00	0,50	0,50	0,67	0,33	0,78	0,22	
	RD GDSC/DFT por Zona								RD GDSC/DFT Total		
9,99		9,99		1,00		2,00		3,62			
SIMULAÇÃO	CENÁRIO	NF								MPNF	
		Z2		ZLT		Z1		ZCC		RNDS-GDSC	RNDS-DFT
		RNDS-GDSC	RNDS-DFT	RNDS-GDSC	RNDS-DFT	RNDS-GDSC	RNDS-DFT	RNDS-GDSC	RNDS-DFT	RNDS-GDSC	RNDS-DFT
FTMA64	SFUQ	3	0	1,5	0	2	0	3,5	0	1	0
	SFUM	3	0	1,5	0	2	0	3,5	0	1	0
	SFRE	3	0	1,5	0	0	2	0	3,5	0,45	0,55
	CFUQ	0	3	1,5	0	0	2	3,5	0	0,5	0,5
	CFUM	0	3	0	1,5	2	0	0	3,5	0,2	0,8
	CFRE	3	0	1,5	0	2	0	3,5	0	0,45	0,55
Sub-tabela 2	Média Simples Normalizada das NF por Zona (MNNF)								Média Simples dos MPNF		
	RNDS-GDSC	RNDS-DFT	RNDS-GDSC	RNDS-DFT	RNDS-GDSC	RNDS-DFT	RNDS-GDSC	RNDS-DFT	RNDS-GDSC	RNDS-DFT	
	0,67	0,33	0,83	0,17	0,50	0,50	0,50	0,50	0,60	0,40	
	RD GDSC/DFT por Zona								RD GDSC/DFT Total		
2,00		5,00		1,00		1,00		1,50			
SIMULAÇÃO	CENÁRIO	NF								MPNF	
		Z2		ZLT		Z1		ZCC		RNDS-GDSC	RNDS-DFT
		RNDS-GDSC	RNDS-DFT	RNDS-GDSC	RNDS-DFT	RNDS-GDSC	RNDS-DFT	RNDS-GDSC	RNDS-DFT	RNDS-GDSC	RNDS-DFT
FF64	SFUQ	3	0	1,5	0	2	0	0	3,5	0,65	0,35
	SFUM	3	0	0	1,5	2	0	3,5	0	0,85	0,15
	SFRE	3	0	1,5	0	2	0	0	3,5	0,65	0,35
	CFUQ	0	3	0	1,5	0	2	0	3,5	0	1
	CFUM	0	3	0	1,5	2	0	0	3,5	0,2	0,8
	CFRE	3	0	0	1,5	2	0	0	3,5	0,5	0,5
Sub-tabela 3	Média Simples Normalizada das NF por Zona (MNNF)								Média Simples dos MPNF		
	RNDS-GDSC	RNDS-DFT	RNDS-GDSC	RNDS-DFT	RNDS-GDSC	RNDS-DFT	RNDS-GDSC	RNDS-DFT	RNDS-GDSC	RNDS-DFT	
	0,67	0,33	0,33	0,67	0,83	0,17	0,17	0,83	0,48	0,53	
	RD GDSC/DFT por Zona								RD GDSC/DFT Total		
2,00		0,50		5,00		0,20		0,90			

Figura 4.28: Tabelas de análise de desempenho para as simulações FTSF64, FTMA64 e FF64, nas quais $RD_{GDSC/DFT}$ por Zona $\Rightarrow RDZ_{GDSC/DFT}$ e $RD_{GDSC/DFT}$ Total $\Rightarrow RDT_{GDSC/DFT}$.

SIMULAÇÃO	CENÁRIO	NF								MPNF	
		Z2		ZLT		Z1		ZCC		RNDS-GDSC	RNDS-DFT
		RNDS-GDSC	RNDS-DFT	RNDS-GDSC	RNDS-DFT	RNDS-GDSC	RNDS-DFT	RNDS-GDSC	RNDS-DFT	RNDS-GDSC	RNDS-DFT
FTSF16	MIUQ	3	0	1,5	0	2	0	3,5	0	1	0
	MIUM	3	0	1,5	0	2	0	3,5	0	1	0
	MIRE	3	0	1,5	0	0	2	0	3,5	0,45	0,55
	MAUQ	3	0	1,5	0	2	0	3,5	0	1	0
	MAUM	3	0	1,5	0	2	0	3,5	0	1	0
	MARE	3	0	1,5	0	0	2	0	3,5	0,45	0,55
Sub-tabela 1	Média Simples Normalizada das NF por Zona (MNNF)								Média Simples dos MPNF		
	RNDS-GDSC	RNDS-DFT	RNDS-GDSC	RNDS-DFT	RNDS-GDSC	RNDS-DFT	RNDS-GDSC	RNDS-DFT	RNDS-GDSC	RNDS-DFT	
	1,00	0,00	1,00	0,00	0,67	0,33	0,67	0,33	0,82	0,18	
	RD GDSC/DFT por Zona								RD GDSC/DFT Total		
9,99		9,99		2,00		2,00		4,45			
SIMULAÇÃO	CENÁRIO	NF								MPNF	
		Z2		ZLT		Z1		ZCC		RNDS-GDSC	RNDS-DFT
		RNDS-GDSC	RNDS-DFT	RNDS-GDSC	RNDS-DFT	RNDS-GDSC	RNDS-DFT	RNDS-GDSC	RNDS-DFT	RNDS-GDSC	RNDS-DFT
FTMA16	SFUQ	3	0	1,5	0	2	0	3,5	0	1	0
	SFUM	3	0	1,5	0	2	0	3,5	0	1	0
	SFRE	3	0	1,5	0	0	2	0	3,5	0,45	0,55
	CFUQ	3	0	1,5	0	2	0	3,5	0	1	0
	CFUM	3	0	1,5	0	2	0	0	3,5	0,65	0,35
	CFRE	3	0	1,5	0	0	2	0	3,5	0,45	0,55
Sub-tabela 2	Média Simples Normalizada das NF por Zona (MNNF)								Média Simples dos MPNF		
	RNDS-GDSC	RNDS-DFT	RNDS-GDSC	RNDS-DFT	RNDS-GDSC	RNDS-DFT	RNDS-GDSC	RNDS-DFT	RNDS-GDSC	RNDS-DFT	
	1,00	0,00	1,00	0,00	0,67	0,33	0,50	0,50	0,76	0,24	
	RD GDSC/DFT por Zona								RD GDSC/DFT Total		
9,99		9,99		2,00		1,00		3,14			
SIMULAÇÃO	CENÁRIO	NF								MPNF	
		Z2		ZLT		Z1		ZCC		RNDS-GDSC	RNDS-DFT
		RNDS-GDSC	RNDS-DFT	RNDS-GDSC	RNDS-DFT	RNDS-GDSC	RNDS-DFT	RNDS-GDSC	RNDS-DFT	RNDS-GDSC	RNDS-DFT
FF16	SFUQ	3	0	1,5	0	2	0	0	3,5	0,65	0,35
	SFUM	3	0	1,5	0	2	0	0	3,5	0,65	0,35
	SFRE	3	0	1,5	0	2	0	0	3,5	0,65	0,35
	CFUQ	3	0	1,5	0	2	0	0	3,5	0,65	0,35
	CFUM	3	0	1,5	0	2	0	0	3,5	0,65	0,35
	CFRE	3	0	1,5	0	2	0	0	3,5	0,65	0,35
Sub-tabela 3	Média Simples Normalizada das NF por Zona (MNNF)								Média Simples dos MPNF		
	RNDS-GDSC	RNDS-DFT	RNDS-GDSC	RNDS-DFT	RNDS-GDSC	RNDS-DFT	RNDS-GDSC	RNDS-DFT	RNDS-GDSC	RNDS-DFT	
	1,00	0,00	1,00	0,00	1,00	0,00	0,00	1,00	0,65	0,35	
	RD GDSC/DFT por Zona								RD GDSC/DFT Total		
9,99		9,99		9,99		0,00		1,86			

Figura 4.29: Tabelas de análise de desempenho para as simulações FTSF16, FTMA16 e FF16, nas quais $RD_{GDSC/DFT}$ por Zona $\Rightarrow RDZ_{GDSC/DFT}$ e $RD_{GDSC/DFT}$ Total $\Rightarrow RDT_{GDSC/DFT}$.

A análise das razões de desempenho registradas nas tabelas das Figuras 4.28 e 4.29, mostrou que quando da exposição às simulações propostas, da menos severa (tipo FTSF) até a mais severa (tipo FF), a $RDT_{GDSC/DFT}$ sofre uma involução, chegando a indicar um desempenho 10% inferior do SNDR-GDSC em relação ao SNDR-DFT. No entanto, sob a frequência de 960 Hz, o $RDT_{GDSC/DFT}$ observado foi superior em todos os casos. O gráfico de barras apresentado na Figura 4.30 é representativo deste comportamento. A discussão sobre desempenho satisfatório sob frequências reduzidas já foi iniciada neste trabalho ainda nas etapas teórica e de projeto (Capítulo 2) quando foi observado que "sob baixas frequências de amostragens, e supondo filtros *anti-aliasing* adequadamente projetados, menos módulos GDSC (ver Figura 3.5) podem ser empregados, viabilizando um ganho na velocidade da estimação fasorial que se utilize destes filtros vetoriais".

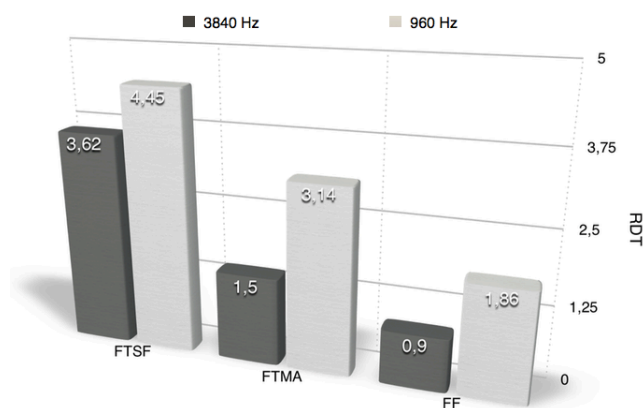


Figura 4.30: Comparação das razões de desempenho total para as simulações FTSF64, FTMA64, FF64, FTSF16, FTMA16 e FF16, onde RDT refere-se à razão de desempenho total.

Na busca por indícios nos resultados de simulação que justificassem a menor vantagem experimentada pelo $RDT_{GDSC/DFT}$ quando da estimação sob altas frequências de amostragem (3840 Hz, por exemplo), recorreu-se à investigação da relação de desempenho por zona ($RDZ_{GDSC/DFT}$), já que o comportamento expresso por $RDT_{GDSC/DFT}$ é, na sua essência, um reflexo (ponderado) dos comportamentos locais de zona. A análise das $RDZ_{GDSC/DFT}$, por inspeção das tabelas das Figuras 4.28 e 4.29, então, revela que o desempenho do SNDR-GDSC nas ZCC, especificamente quando da ocorrência de defeitos FF é comprometido de forma mais importante (ver posições I-28 e I-42 nas tabelas). Com isso, a convergência para o valor final da impedância resulta em imprecisão. Como a ponderação de ZCC está associada ao maior peso (ver Figura 4.27), esta imprecisão é significativamente punida.

Antes de fechar a conclusão sobre o fato de que frequências de amostragens baixas de modo geral potencializam o desempenho do SNDR-GDSC é prudente retomar a análise qualitativa preliminar A0-II realizada. Nessa avaliação, infere-se que a suposta imprecisão foi relacionada à ocorrência de defeitos no último quarto da LT. Para enriquecer a análise, investigando-se, separadamente, as novas relações de desempenho que considerem agrupamentos de cenários com amostragem a 960 Hz, porém com defeitos incidentes até a primeira metade da LT, o que teoricamente melhoraria ainda mais a precisão da técnica, e defeitos no último quarto da LT o que, de acordo com a análise gráfica preliminar, pioraria a convergência ao valor final de impedância. Neste sentido, foram gerados dois novos

tabelamentos de cenários com $RDZ_{GDSC/DFT}$ e $RDT_{GDSC/DFT}$ atualizados para as condições levantadas, os quais são apresentados nas Figuras 4.31 e 4.32.

SIMULAÇÃO	CENÁRIO	NF								MPNF	
		Z2		ZLT		Z1		ZCC		RNDS-GDSC	RNDS-DFT
		RNDS-GDSC	RNDS-DFT	RNDS-GDSC	RNDS-DFT	RNDS-GDSC	RNDS-DFT	RNDS-GDSC	RNDS-DFT	RNDS-GDSC	RNDS-DFT
FTSF16	MIUQ	3	0	1,5	0	2	0	3,5	0	1	0
	MIUM	3	0	1,5	0	2	0	3,5	0	1	0
	MAUQ	3	0	1,5	0	2	0	3,5	0	1	0
	MAUM	3	0	1,5	0	2	0	3,5	0	1	0
Sub-tabela 1	Média Simples Normalizada das NF por Zona (MNNF)									Média Simples dos MPNF	
	RNDS-GDSC	RNDS-DFT	RNDS-GDSC	RNDS-DFT	RNDS-GDSC	RNDS-DFT	RNDS-GDSC	RNDS-DFT	RNDS-GDSC	RNDS-DFT	
	1,00	0,00	1,00	0,00	1,00	0,00	1,00	0,00	1,00	0,00	
	RD GDSC/DFT por Zona								RD GDSC/DFT Total		
		9,99		9,99		9,99		9,99		9,99	
SIMULAÇÃO	CENÁRIO	NF								MPNF	
		Z2		ZLT		Z1		ZCC		RNDS-GDSC	RNDS-DFT
		RNDS-GDSC	RNDS-DFT	RNDS-GDSC	RNDS-DFT	RNDS-GDSC	RNDS-DFT	RNDS-GDSC	RNDS-DFT	RNDS-GDSC	RNDS-DFT
FTMA16	SFUQ	3	0	1,5	0	2	0	3,5	0	1	0
	SFUM	3	0	1,5	0	2	0	3,5	0	1	0
	CFUQ	3	0	1,5	0	2	0	3,5	0	1	0
	CFUM	3	0	1,5	0	2	0	3,5	0	0,65	0,35
Sub-tabela 2	Média Simples Normalizada das NF por Zona (MNNF)									Média Simples dos MPNF	
	RNDS-GDSC	RNDS-DFT	RNDS-GDSC	RNDS-DFT	RNDS-GDSC	RNDS-DFT	RNDS-GDSC	RNDS-DFT	RNDS-GDSC	RNDS-DFT	
	1,00	0,00	1,00	0,00	1,00	0,00	0,75	0,25	0,91	0,09	
	RD GDSC/DFT por Zona								RD GDSC/DFT Total		
		9,99		9,99		9,99		3,00		10,43	
SIMULAÇÃO	CENÁRIO	NF								MPNF	
		Z2		ZLT		Z1		ZCC		RNDS-GDSC	RNDS-DFT
		RNDS-GDSC	RNDS-DFT	RNDS-GDSC	RNDS-DFT	RNDS-GDSC	RNDS-DFT	RNDS-GDSC	RNDS-DFT	RNDS-GDSC	RNDS-DFT
FF16	SFUQ	3	0	1,5	0	2	0	0	3,5	0,65	0,35
	SFUM	3	0	1,5	0	2	0	0	3,5	0,65	0,35
	CFUQ	3	0	1,5	0	2	0	0	3,5	0,65	0,35
	CFUM	3	0	1,5	0	2	0	0	3,5	0,65	0,35
Sub-tabela 3	Média Simples Normalizada das NF por Zona (MNNF)									Média Simples dos MPNF	
	RNDS-GDSC	RNDS-DFT	RNDS-GDSC	RNDS-DFT	RNDS-GDSC	RNDS-DFT	RNDS-GDSC	RNDS-DFT	RNDS-GDSC	RNDS-DFT	
	1,00	0,00	1,00	0,00	1,00	0,00	0,00	1,00	0,65	0,35	
	RD GDSC/DFT por Zona								RD GDSC/DFT Total		
		9,99		9,99		9,99		0,00		1,86	

Figura 4.31: Tabelas de análise de desempenho para as simulações a 960 Hz com defeitos incidentes apenas até a primeira metade da LT, nas quais $RD\ GDSC/DFT\ por\ Zona \Rightarrow RDZ_{GDSC/DFT}$ e $RD\ GDSC/DFT\ Total \Rightarrow RDT_{GDSC/DFT}$.

SIMULAÇÃO	CENÁRIO	NF								MPNF	
		Z2		ZLT		Z1		ZCC		RNDS-GDSC	RNDS-DFT
FTSF16	MIRE	3	0	1,5	0	0	2	0	3,5	0,45	0,55
	MARE	3	0	1,5	0	0	2	0	3,5	0,45	0,55
Sub-tabela 1	Média Simples Normalizada das NF por Zona (MNNF)								Média Simples dos MPNF		
	RNDS-GDSC	RNDS-DFT	RNDS-GDSC	RNDS-DFT	RNDS-GDSC	RNDS-DFT	RNDS-GDSC	RNDS-DFT	RNDS-GDSC	RNDS-DFT	
	1,00	0,00	1,00	0,00	0,00	1,00	0,00	1,00	0,45	0,55	
		RD GDSC/DFT por Zona		0,00		0,00		RD GDSC/DFT Total		0,82	
		9,99		9,99		0,00		0,00		0,82	
SIMULAÇÃO	CENÁRIO	NF								MPNF	
		Z2		ZLT		Z1		ZCC		RNDS-GDSC	RNDS-DFT
FTMA16	SFRE	3	0	1,5	0	0	2	0	3,5	0,45	0,55
	CFRE	3	0	1,5	0	0	2	0	3,5	0,45	0,55
Sub-tabela 2	Média Simples Normalizada das NF por Zona (MNNF)								Média Simples dos MPNF		
	RNDS-GDSC	RNDS-DFT	RNDS-GDSC	RNDS-DFT	RNDS-GDSC	RNDS-DFT	RNDS-GDSC	RNDS-DFT	RNDS-GDSC	RNDS-DFT	
	1,00	0,00	1,00	0,00	0,00	1,00	0,00	1,00	0,45	0,55	
		RD GDSC/DFT por Zona		0,00		0,00		RD GDSC/DFT Total		0,82	
		9,99		9,99		0,00		0,00		0,82	
SIMULAÇÃO	CENÁRIO	NF								MPNF	
		Z2		ZLT		Z1		ZCC		RNDS-GDSC	RNDS-DFT
FF16	SFRE	3	0	1,5	0	2	0	0	3,5	0,65	0,35
	CFRE	3	0	1,5	0	2	0	0	3,5	0,65	0,35
Sub-tabela 3	Média Simples Normalizada das NF por Zona (MNNF)								Média Simples dos MPNF		
	RNDS-GDSC	RNDS-DFT	RNDS-GDSC	RNDS-DFT	RNDS-GDSC	RNDS-DFT	RNDS-GDSC	RNDS-DFT	RNDS-GDSC	RNDS-DFT	
	1,00	0,00	1,00	0,00	1,00	0,00	0,00	1,00	0,65	0,35	
		RD GDSC/DFT por Zona		0,00		0,00		RD GDSC/DFT Total		1,86	
		9,99		9,99		9,99		0,00		1,86	

Figura 4.32: Tabelas de análise de desempenho para as simulações a 960 Hz com defeitos incidentes apenas no terminal remoto da LT, nas quais $RD_{GDSC/DFT}$ por Zona $\Rightarrow RDZ_{GDSC/DFT}$ e $RD_{GDSC/DFT}$ Total $\Rightarrow RDT_{GDSC/DFT}$.

De fato, analisando os $RDT_{GDSC/DFT}$ destas tabelas, houve um ganho real no desempenho total para FTSF16 e FTMA16, enquanto que, para defeitos FF16, os desempenhos foram equivalentes. O gráfico de barras da Figura 4.33 explicita bem esse ganho. Em termos médios, a relação de desempenho total do SNDR-GDSC é maior (aproximadamente 7,4 contra 1,2).

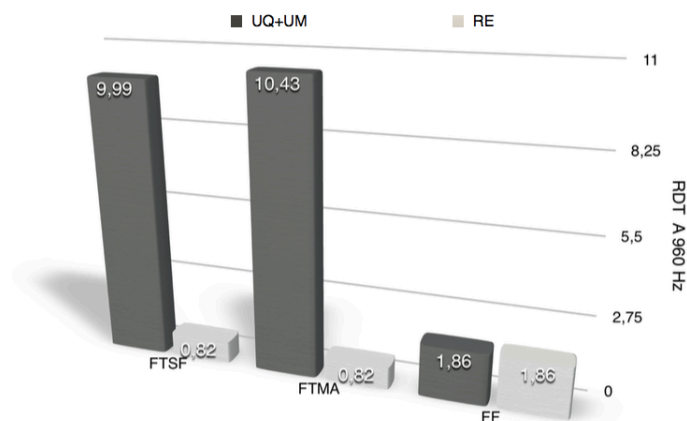


Figura 4.33: Evolução comparativa da razão de desempenho total para as simulações FTSF16, FTMA16 e FF16, onde RDT refere-se à razão de desempenho total.

Não consta no escopo deste trabalho, mas a pesquisa realizada sugere que a deficiência no

desempenho do SNDR-GDSC, observada em alguns cenários analisados esteja relacionada com o fato de se estar dispensando, no SNDR-GDSC, estágios externos de filtragem mímica em favor de sua capacidade intrínseca de extração de componente exponencial.

O emprego do PE-A-GDSC, inspirado no SCDR, auxilia, como em (PHADKE et al., 1979), na extração “da maior parte” da componente de decaimento exponencial, de modo que, por meio da pesquisa aqui realizada, considerando dezenas de cenários sob diversas configurações, ficou evidente que contar apenas com esta competência parcial de extração, atenua a $RDT_{GDSC/DFT}$, especialmente quando da sujeição do SNDR-GDSC a defeitos FF, dado que nesses casos de curtos-circuitos sempre estão presentes assimetrias, pois como duas fases estão envolvidas não há como garantir a incidência de defeito em duas passagens pelo zero de corrente simultaneamente.

A tabela apresentada a seguir, na Figura 4.34, mostra o efeito da capacidade intrínseca de extração de componente exponencial do SNDR-GDSC, quando da exposição a defeitos FF (sub-tabela 1) e FT (sub-tabela 2), separadamente. Pela análise da $RDZ_{GDSC/DFT}$ de ZCC quando da aplicação de defeitos FT, nota-se que o desempenho é satisfatório, confirmando que a questão do comprometimento da precisão está bem limitada a sujeição a defeitos FF, reflexo da diminuição da efetividade da filtragem mímica intrínseca do SNDR-GDSC. Retomando a análise preliminar A0-I, fica agora justificada a “certa” capacidade de abstração da componente exponencial por parte do SNDR-GDSC na ocasião.

SIMULAÇÃO	CENÁRIO	NF								MPNF		
		Z2		ZLT		Z1		ZCC		RNDS-GDSC	RNDS-DFT	
		RNDS-GDSC	RNDS-DFT	RNDS-GDSC	RNDS-DFT	RNDS-GDSC	RNDS-DFT	RNDS-GDSC	RNDS-DFT			
FF64	SFUQ	3	0	1,5	0	2	0	0	3,5	0,65	0,35	
FF64	SFUM	3	0	0	1,5	2	0	3,5	0	0,85	0,15	
FF64	SFRE	3	0	1,5	0	2	0	0	3,5	0,65	0,35	
FF64	CFUQ	0	3	0	1,5	0	2	0	3,5	0	1	
FF64	CFUM	0	3	0	1,5	2	0	0	3,5	0,2	0,8	
FF64	CFRE	3	0	0	1,5	2	0	0	3,5	0,5	0,5	
FF16	SFUQ	3	0	1,5	0	2	0	0	3,5	0,65	0,35	
FF16	SFUM	3	0	1,5	0	2	0	0	3,5	0,65	0,35	
FF16	SFRE	3	0	1,5	0	2	0	0	3,5	0,65	0,35	
FF16	CFUQ	3	0	1,5	0	2	0	0	3,5	0,65	0,35	
FF16	CFUM	3	0	1,5	0	2	0	0	3,5	0,65	0,35	
FF16	CFRE	3	0	1,5	0	2	0	0	3,5	0,65	0,35	
Sub-tabela 1	Média Simples de MNNF										Média Simples de MPNF	
	RNDS-GDSC	RNDS-DFT	RNDS-GDSC	RNDS-DFT	RNDS-GDSC	RNDS-DFT	RNDS-GDSC	RNDS-DFT	RNDS-GDSC	RNDS-DFT	RNDS-GDSC	RNDS-DFT
	0,83	0,17	0,67	0,33	0,92	0,08	0,08	0,08	0,92	0,56	0,44	
	RD GDSC/DFT por Zona										RD GDSC/DFT Total	
5,00		2,00		11,00		0,09				1,29		
SIMULAÇÃO	CENÁRIO	NF								MPNF		
		Z2		ZLT		Z1		ZCC		RNDS-GDSC	RNDS-DFT	
		RNDS-GDSC	RNDS-DFT	RNDS-GDSC	RNDS-DFT	RNDS-GDSC	RNDS-DFT	RNDS-GDSC	RNDS-DFT			
FTSF64	MIUQ	3	0	1,5	0	0	2	3,5	0	0,8	0,2	
FTSF64	MIUM	3	0	1,5	0	2	0	3,5	0	1	0	
FTSF64	MIRE	3	0	1,5	0	0	2	0	3,5	0,45	0,55	
FTSF64	MAUQ	3	0	1,5	0	2	0	3,5	0	1	0	
FTSF64	MAUM	3	0	1,5	0	2	0	3,5	0	1	0	
FTSF64	MARE	3	0	1,5	0	0	2	0	3,5	0,45	0,55	
FTMA64	CFUQ	0	3	1,5	0	0	2	3,5	0	0,5	0,5	
FTMA64	CFUM	0	3	0	1,5	2	0	0	3,5	0,2	0,8	
FTMA64	CFRE	3	0	1,5	0	0	2	0	3,5	0,45	0,55	
FTSF16	MIUQ	3	0	1,5	0	2	0	3,5	0	1	0	
FTSF16	MIUM	3	0	1,5	0	2	0	3,5	0	1	0	
FTSF16	MIRE	3	0	1,5	0	0	2	0	3,5	0,45	0,55	
FTSF16	MAUQ	3	0	1,5	0	2	0	3,5	0	1	0	
FTSF16	MAUM	3	0	1,5	0	2	0	3,5	0	1	0	
FTSF16	MARE	3	0	1,5	0	0	2	0	3,5	0,45	0,55	
FTMA16	CFUQ	3	0	1,5	0	2	0	3,5	0	1	0	
FTMA16	CFUM	3	0	1,5	0	2	0	0	3,5	0,65	0,35	
FTMA16	CFRE	3	0	1,5	0	0	2	0	3,5	0,45	0,55	
Sub-tabela 2	Média Simples de MNNF										Média Simples de MPNF	
	RNDS-GDSC	RNDS-DFT	RNDS-GDSC	RNDS-DFT	RNDS-GDSC	RNDS-DFT	RNDS-GDSC	RNDS-DFT	RNDS-GDSC	RNDS-DFT	RNDS-GDSC	RNDS-DFT
	0,89	0,11	0,94	0,06	0,56	0,44	0,56	0,44	0,56	0,44	0,71	0,29
	RD GDSC/DFT por Zona										RD GDSC/DFT Total	
8,00		17,00		1,25		1,25				2,50		

Figura 4.34: Tabelas de análise de desempenho para as simulações de defeitos FF e FT, nas quais $RD_{GDSC/DFT}$ por Zona $\Rightarrow RDZ_{GDSC/DFT}$ e $RD_{GDSC/DFT}$ Total $\Rightarrow RDT_{GDSC/DFT}$.

CONCLUSÃO PARCIAL I - A exposição e a análise de resultados feitas até aqui, objetivaram a investigação da convergência ao valor impedância final. Pode-se inferir, do comportamento apresentado pelo SNDR-GDSC, que o seu desempenho mostrou-se, para o rol de cenários simulados e considerando as figuras de mérito definidas, de modo geral, superior ao SNDR-DFT, o que foi evidenciado quando empregada estimação sob baixas frequências de amostragem. Observou-se, também, que os casos de fragilidade nessa convergência limitaram-se a cenários onde severa assimetria nas correntes se estabeleceram, decorrente de defeitos entre fases. Devido a esses casos, vale a pena a integração de um algoritmo com efeito de filtragem mímica para processar os sinais de tensão e corrente monitorados pelo SNDR-GDSC antes de seus processamentos no estágio de PE-A-GDSC, e não contar apenas com a capacidade intrínseca de rejeição de componente exponencial.

Além da convergência, para o SNDR-GDSC poder figurar como uma alternativa viável de método de estimação fasorial para relés numéricos de proteção, é importante dispor também de uma outra qualidade: a capacidade de aproximação. Essa desejada capacidade de aproximar-se efetivamente da zona de proteção já foi tema de discussão na análise preliminar, registrada nos itens A0-III e A0-IV, onde sugestionou-se, com base em observação gráfica, que o SNDR-GDSC disporia de tal característica.

A partir de agora será apresentada uma análise comparativa fundamentada nas relações de desempenho por zona ($RDZ_{GDSC/DFT}$), figura de mérito mais expressiva para representar a capacidade de aproximação do SNDR-GDSC por zona. Retomando as sub-tabelas das Figuras 4.28 e 4.29 e comparando os $RDZ_{GDSC/DFT}$ por zona, sob alta e baixa frequências de amostragem, conforme apresentado nos gráficos de barras da Figura 4.35, nota-se uma satisfatória capacidade de aproximação do SNDR-GDSC, particularmente para as zonas mais externas ao ponto de defeito, como Z2 e ZLT. A sub-figura (d), que compara as médias ponderadas dos $RDZ_{GDSC/DFT}$ para cada zona, é esclarecedora, referente ao melhor desempenho estar vinculado a frequências de amostragens mais baixas, no caso das simulações aqui realizadas, 960 Hz.

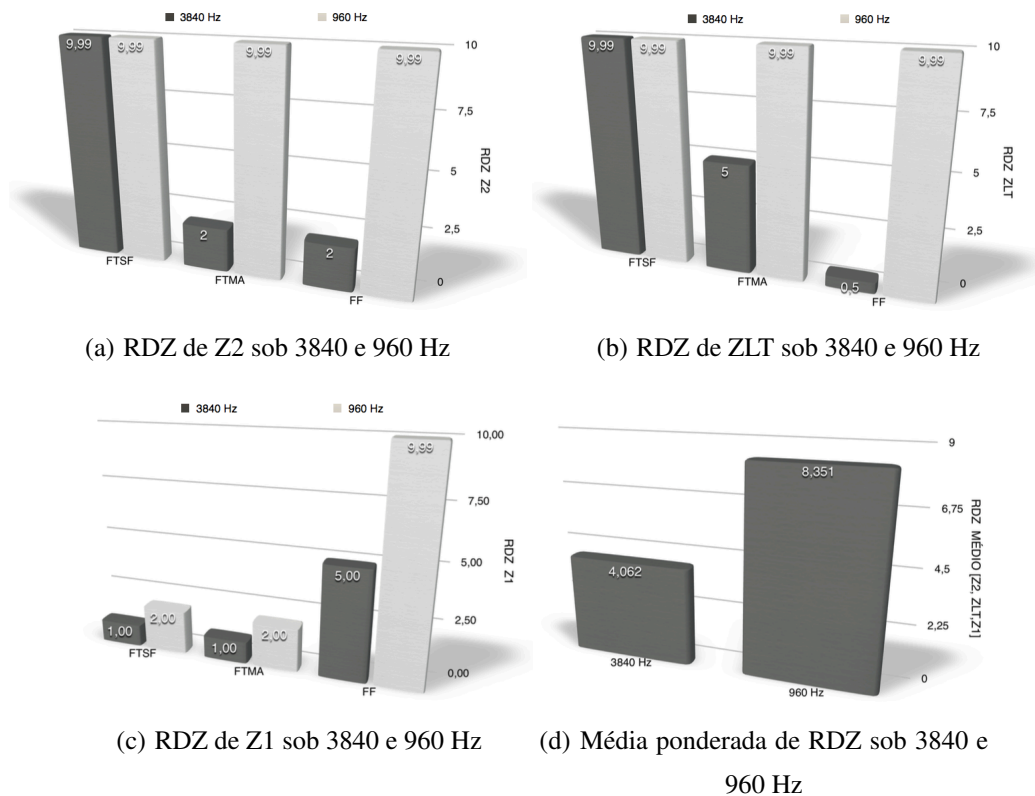


Figura 4.35: Evolução comparativa da relação de desempenho por zona para as simulações FTSF64, FTMA64, FF64, FTSF16, FTMA16 e FF16, onde RDZ refere-se à razão de desempenho por zona.

Essa boa capacidade de aproximação se mantém em diversos outros agrupamentos de cenários já utilizados para a investigação da convergência. Quando os agrupamentos de cenários foram ainda mais seletivos, como nas tabelas das Figuras 4.31 e 4.32, onde foi considerada estimação apenas sob a frequência de amostragem de 960 Hz e isoladamente locais de defeitos até a metade (tipos UQ e UM) e no terminal remoto (RE), os excelentes desempenhos também se mantiveram.

Vale ressaltar, que os resultados $RDZ_{GDSC/DFT}$ da tabela da Figura 4.32 aparentemente descumprem o que foi dito no último parágrafo, dados os valores nulos nas posições G-10 e G-20 das sub-tabelas. Mas deve ser notado que os mesmos são decorrentes da operação ($1000000 - 1000000 = 0$), como visto nas tabelas das Figuras 4.18 e 4.22, onde, a rigor, não deveriam ser computados na média, dado que 1000000 foi empregado apenas como representação de uma trajetória que não entra na característica. Portanto, nesses casos nem a estimação de impedância de SNDR-GDSC, nem a de SNDR-DFT entram na característica,

embora, na geração das tabelas o desempenho de SNDR-DFT foi beneficiado com esta situação.

CONCLUSÃO PARCIAL II - Dispor de capacidade de aproximação satisfatória significa sensibilizar efetivamente o dispositivo de proteção, deixando-o alerta, o mais rápido possível, para a interrupção da corrente de defeito assim que a mesma atingir seus ajustes pré-definidos. Sempre é interessante para um relé numérico de distância, quando da ocorrência de um defeito interno, que a trajetória de impedância migre o mais rápido possível em direção à LT protegida, atingindo as zonas externas para garantir tanto “partida“ (*pick-up*) da proteção quanto a ativação de zonas de retaguarda, para em seguida, dirigir-se para ponto de defeito. Em todos os resultados obtidos, o $RDZ_{GDSC/DFT}$ das zonas mais externas sempre indicou vantagem do SNDR-GDSC sobre o SNDR-DFT, sugerindo que esta capacidade de aproximação é uma grande virtude do SNDR-GDSC.

Entendendo que a frequência de 960 Hz esteve sempre associada aos melhores desempenhos, seja de convergência, seja de capacidade de aproximação, um último agrupamento de cenários, certamente o mais realístico de todos os simulados até então, é apresentado na tabela da Figura 4.36. Desta vez, nos referidos cenários, foram desprezados os casos de SNDR-DFT sem filtro mímico, por entender-se que na implementação comercial os fabricantes farão uso do referido filtro.

Pela análise da tabela apresentada, confirma-se, mais uma vez, o bom desempenho global do SNDR-GDSC, devido à elevada $RDT_{GDSC/DFT}$ apresentada. Referente à $RDZ_{GDSC/DFT}$ de ZCC, embora melhor do que os cenários considerando apenas defeitos FF (ver sub-tabela 1 da Figura 4.34), ainda não é satisfatório, pelo menos considerando o nível de exigência feito até então para o SNDR-GDSC que, pela análise já feita, dispõe de capacidade intrínseca de rejeição de componente de decaimento exponencial insuficiente.

SIMULAÇÃO	CENÁRIO	NF								MPNF	
		Z2		ZLT		Z1		ZCC		RNDS-GDSC	RNDS-DFT
		RNDS-GDSC	RNDS-DFT	RNDS-GDSC	RNDS-DFT	RNDS-GDSC	RNDS-DFT	RNDS-GDSC	RNDS-DFT		
FTMA16	CFUQ	3	0	1,5	0	2	0	3,5	0	1	0
FTMA16	CFUM	3	0	1,5	0	2	0	0	3,5	0,65	0,35
FTMA16	CFRE	3	0	1,5	0	0	2	0	3,5	0,45	0,55
FF16	CFUQ	3	0	1,5	0	2	0	0	3,5	0,65	0,35
FF16	CFUM	3	0	1,5	0	2	0	0	3,5	0,65	0,35
FF16	CFRE	3	0	1,5	0	2	0	0	3,5	0,65	0,35
Média Simples Normalizada das NF por Zona (MNNF)										Média Simples dos MPNF	
		RNDS-GDSC	RNDS-DFT	RNDS-GDSC	RNDS-DFT	RNDS-GDSC	RNDS-DFT	RNDS-GDSC	RNDS-DFT	RNDS-GDSC	RNDS-DFT
		1,00	0,00	1,00	0,00	0,83	0,17	0,17	0,83	0,68	0,33
RD GDSC/DFT por Zona										RD GDSC/DFT Total	
		9,99		9,99		5,00		0,20		2,08	

Figura 4.36: Tabelas de análise de desempenho para as simulações sob 960 Hz e com filtro mímico no SNDR-DFT, nas quais RD GDSC/DFT por Zona \Rightarrow $RDZ_{GDSC/DFT}$ e RD GDSC/DFT Total \Rightarrow $RDT_{GDSC/DFT}$.

É oportuno, então, um esclarecimento: a filosofia tradicional de proteção de distância por superposição de zonas, por exemplo a tratada por Lewis e Tippett (1947), de certa forma, não exige toda essa precisão na estimação da impedância final. Essa propriedade é indispensável nos algoritmos de localização de defeito, os quais fazem uso de outro ferramental matemático para atingir o objetivo de indicar o local, as fases e o tipo de defeito que se estabelece em uma LT. As zonas de proteção, por exemplo, as convencionais primeira (Z1) e segunda (Z2) zonas, podem ser encaradas como regiões de áreas consideráveis (basta consultar os sub-ítem I.1 e I.2, quando da definição das figuras de mérito), em torno dos possíveis locais de defeito.

De acordo com a filosofia da proteção de distância, a entrada e permanência por tempos pré-definidos (tipicamente 400 ms para Z2 e instantâneo para Z1) nas referidas zonas devem levar à produção de um comando de *trip*, uma vez finalizadas as temporizações. Nisto consiste a atuação de uma proteção de distância, sendo menos relevante a precisão da estimação. Evidentemente que uma imprecisão grosseira na estimação da impedância de fato pode levar a uma atuação indevida da proteção de distância.

CONCLUSÃO PARCIAL III - Apesar da deficiência apresentada pelo SNDR-GDSC referente ao seu desempenho quando as simulações consideraram um conjunto bem específico de cenários, envolvendo principalmente defeitos FF, a capacidade de aproximação, na filosofia de proteção de distância por superposição de zonas, é mais representativa de bom desempenho do que a precisão na estimação da impedância final. A conclusão que se chega da pesquisa aqui realizada é de que, tratando-se de proteção de distância, é mais justo uma ponderação destas qualidades, dando maior peso a que garante uma entrada mais rápida nas zonas de proteção, do que a que garante precisão. Vale lembrar, também, que a integração de um algoritmo externo de filtragem mímica ao SNDR-GDSC provavelmente o tornaria mais competitivo no desempenho em cenários de defeitos FF.

4.2 Implementação em *Hardware*

Nesta última etapa do trabalho, toda a modelagem computacional em MATLAB™ do SNDR-GDSC foi convertida em linguagem C e embarcada em um DSP de ponto flutuante TMS320F28335 da Texas Instruments™, na busca de validar experimentalmente os resultados de simulação. Quando buscou-se evoluir a modelagem do SNDR-GDSC para uma versão adaptável em frequência, o referido *hardware* mostrou-se limitado em termos de espaço para armazenamento, tanto do código quanto dos vetores trifásicos representativos da entradas. Neste sentido, o algoritmo em linguagem C foi devidamente adaptado e embarcado no DSP DS1005 do DSpace™, quando então o modelo foi exposto a sinais de defeitos provenientes de registros reais gravados em formato COMTRADE (*COMmon format for TRAnsient Data Exchange*) (IEEE, 1991; IEEE, 2013), permitindo uma avaliação do desempenho do SNDR-GDSC, agora, embarcado em *hardware*.

O experimento aqui realizado objetivou validar as simulações apresentadas na Seção 4.1, sendo conduzido através da aplicação de um registro de oscilografia em COMTRADE ao SNDR-GDSC, implementado em *hardware*. Os dados do evento que originou os registros

de oscilografia empregados no experimento são descritos no itens a seguir:

- I. OBJETO PROTEGIDO SOB DEFEITO: Linha de transmissão de 500 kV pertencente ao sub-sistema Oeste da Companhia Hidro Elétrica do São Francisco - CHESF, transmissora Federal atuante no Nordeste do País;
- II. DESCRIÇÃO DO DEFEITO: Defeito monofásico na fase A em zona de sobrealcance, em torno de 15% a 20% a jusante do terminal remoto, com verificação de fase envolvida, tipo de defeito e localização confirmada por análise pós-defeito; e
- III. ORIGEM DOS DADOS: Extraídos do *buffer* de um registrador digital de perturbação (RDP) localizado no terminal Sobral, gerado sob amostragem de 64 amostra/ciclo (3840 Hz).

A escolha de defeito especificamente em zona de sobrealcance, ao invés de interno a LT, como foi praticado nas etapas de simulação, decorreu da necessidade de se dispor de registros de curto-circuito com duração tal que permitisse a análise do desempenho do SNDR-GDSC desde o pré-defeito, passando pelo transitório e atingindo o regime de curto-circuito. Registros reais com esta característica não são comuns, pois as proteções não toleram a chegada desse regime permanente de curto-circuito, pela atuação dos IED com funções e proteção alternada e de retaguarda (local e remota)⁸

Na Figura 4.37 estão apresentados os sinais de tensões e correntes trifásicas, oriundos do já referido arquivo COMTRADE, com suas componentes de Clarke, sub-figuras superior e inferior, respectivamente, aplicados ao SNDR-GDSC do experimento. Devido ao fato o projeto e elaboração de um módulo de acondicionamento de sinais⁹ não compor o escopo desta pesquisa, as grandezas secundárias armazenadas em COMTRADE foram aplicadas diretamente ao algoritmo SNDR-GDSC do experimento por meio de vetores armazenados no programa implementado em linguagem C. Vale ressaltar que a adoção desta prática não significou desprezar o referido acondicionamento, mas aproveitar o acondicionamento

⁸IED DE PROTEÇÃO ALTERNADA (PA) é um IED redundante instalado eletricamente no mesmo ponto de monitoração do IED de proteção principal (PP), mas alimentado por enrolamentos dos TP e TC distintos dos da PP. É uma espécie de reserva “quente” que compete com a PP referente ao sinal de *trip*, já que possuem os mesmos ajustes. IED DE RETAGUARDA LOCAL E REMOTA refere-se ao IED com função de retaguarda “eletricamente” próximo e distante, respectivamente, do IED principal.

⁹A etapa de acondicionamento de sinais comporta o estágio de pré-filtragem (filtro passa baixas para eliminação de ruídos), os filtros anti-aliasing e reescalamento de grandezas elétricas para níveis compatíveis com o micro-controlador.

realizado pelo fabricante do RDP do qual o COMTRADE empregado foi gerado.

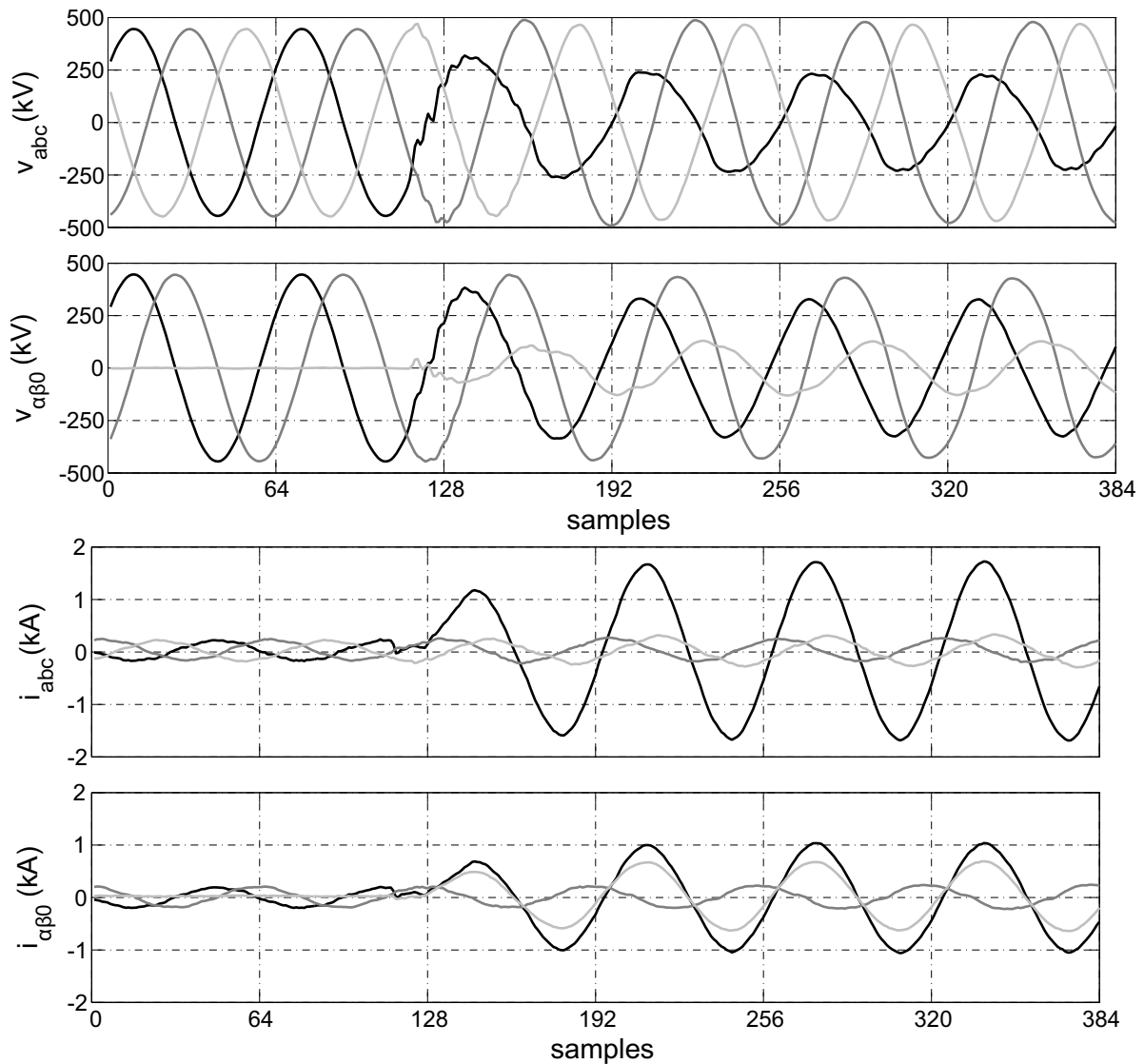


Figura 4.37: Tensões e correntes resultantes de um curto-circuito monofásico na fase A a 15% do terminal remoto, coletado de *buffer* de RDP em COMTRADE, em referencial de fases e Clarke, aplicadas ao SNDR-GDSC.

Os sinais apresentados das Figuras 4.38 e 4.39 são variáveis internas do SNDR-GDSC e referem-se às saídas do módulo E de filtragem GDSC (ver Figura 3.5), ou seja, saídas do último estágio de filtragem, imediatamente antes de serem processados PE-A-GDSC para efetivação da estimação de impedância.

Observa-se, pelo perfil das componentes simétricas estimadas em referencial $\alpha\beta 0$, um satisfatório efeito de filtragem realizada pelo módulo GDSC nos sinais de tensão e corrente, dado que as distorções dos sinais de entrada não se refletem nas componentes simétricas

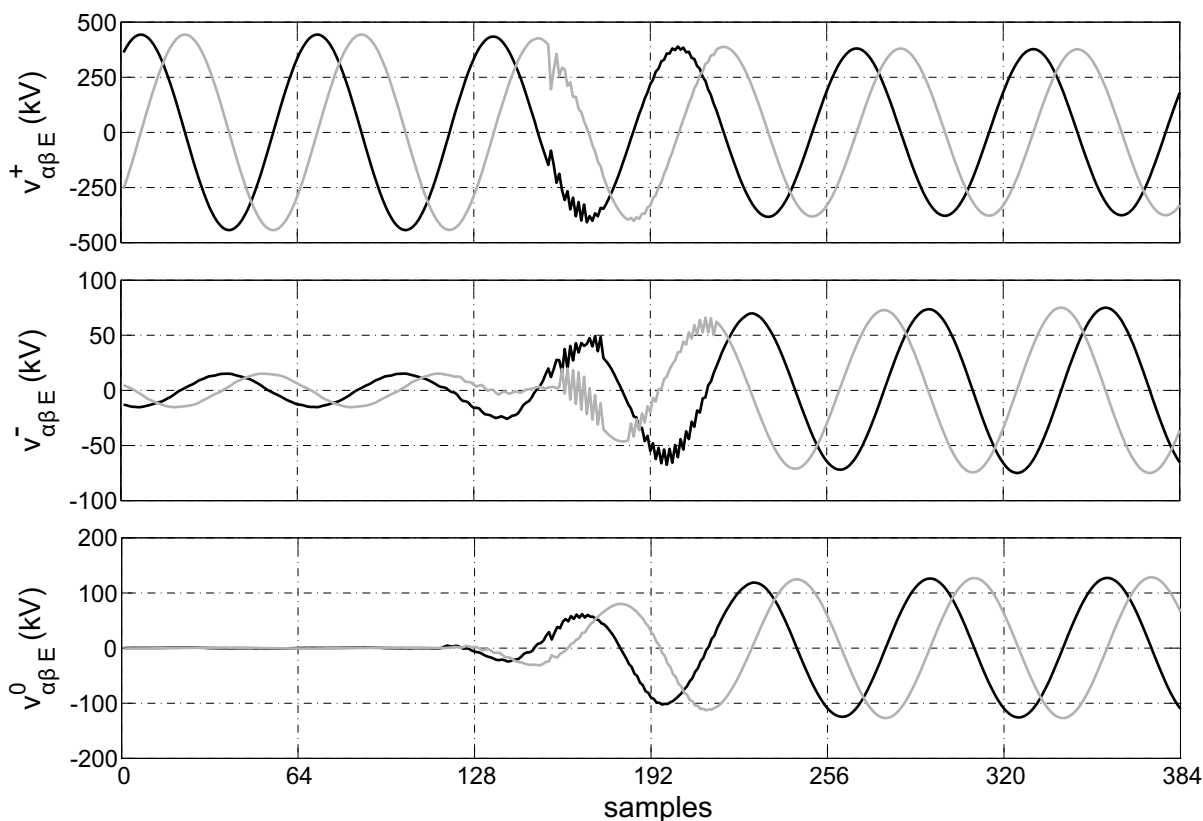


Figura 4.38: Tensões instantâneas de sequência em referencial de Clarke filtradas pelo módulo PE-A-GDSC, resultantes de um curto-circuito monofásico na fase A, coletado de *buffer* de RDP em COMTRADE.

estimadas¹⁰. Pode ser constatada coerência com a física do defeito assimétrico na fase A ao qual o SNDR-GDSC foi submetido, dado que próximo ao instante de falta (vizinhanças da amostra 128) passa a se manifestar, tanto nas tensões e correntes de sequência resultantes da filtragem, componentes de sequência negativa e zero, comportamento esperado de um defeito monofásico. A discreta presença de componente de sequência negativa na pré-falta deve-se ao desequilíbrio acumulado das grandezas monitoradas pelos TP, tanto do circuito primário, decorrentes de desequilíbrio natural do SEP, quanto do secundário (decorrente da montagem e dos erros dos TP monofásicos).

É oportuno relembrar de que, conforme esquematizado na Figura 3.12, os sinais filtrados das componentes simétricas são processados no módulo PE-A-GDSC para, posteriormente, estimar as impedâncias de sequência vistas pelo relé: $z_0^{(1)}$, $z_+^{(1)}$ e $z_-^{(1)}$; além das razões auxiliares K_-^{GDSC} e K_0^{GDSC} . Esses parâmetros figuram na equação de operação do relé

¹⁰O ruído evidenciado entre as amostras 128 e 256 não tem relação com o desempenho da filtragem, mas com erros numéricos decorrentes de uma implementação não otimizada de código em linguagem C.

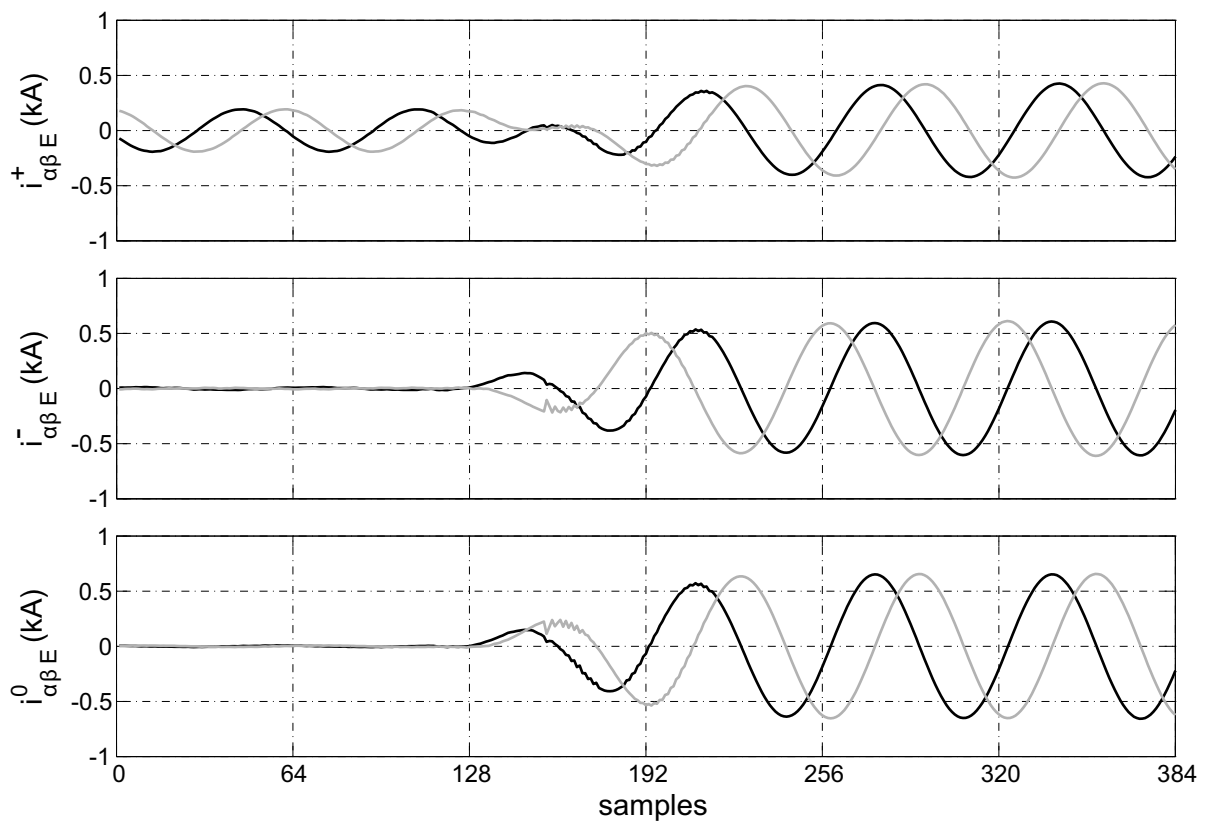


Figura 4.39: Correntes instantâneas de sequência em referencial de Clarke filtradas pelo módulo PE-A-GDSC, resultantes de um curto-circuito monofásico na fase A, coletado de *buffer* de RDP e armazenado em arquivo COMTRADE.

para gerar a estimativa de impedância aparente vista pelo relé. O resultado do experimento, apresentado na Figura 4.40, foi a impedância aparente em *pu* da LT (parâmetro *m* da equação de operação do módulo SCDR-GDSC) detectada como resultado da exposição aos sinais de entrada discutidos. Pela análise da referida figura, constata-se a detecção do valor 1,177: confirmando a ocorrência de um defeito monofásico dentro da zona de sobrealcance indicando uma impedância aparente numericamente equivalente a aproximadamente 118% da impedância da LT, resultado coerente com o reportado pela análise pós-evento efetuada, comprovando experimentalmente a viabilidade da proposta dos módulos PE-A-GDSC e SCDR-GDSC, que constituem o que na presente pesquisa foi referido por SNDR-GDSC, com estimadores fasoriais e de impedância baseados no método GDSC.

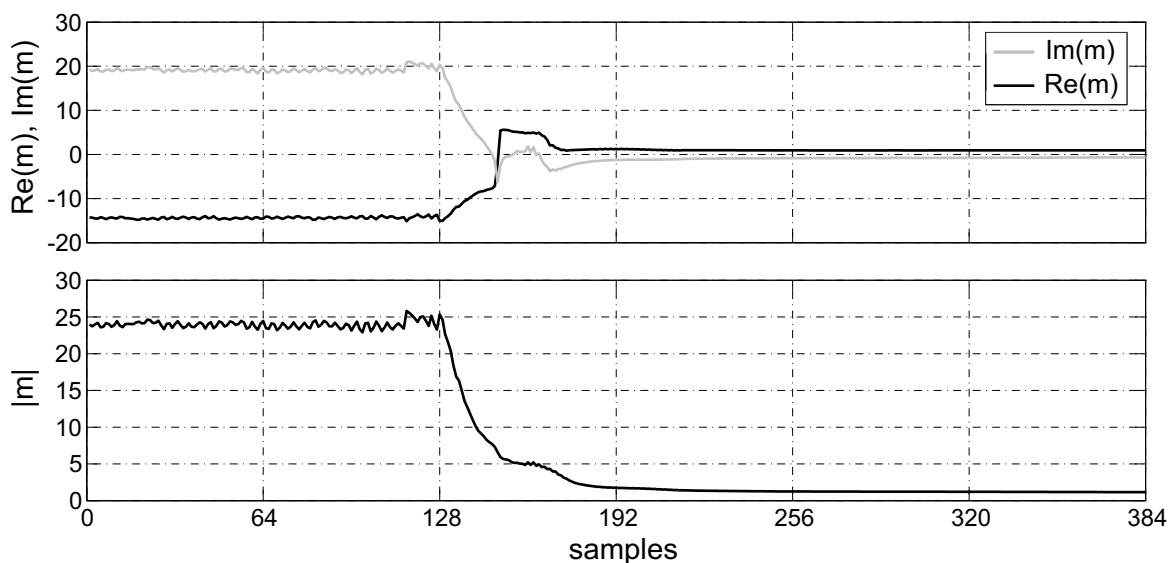


Figura 4.40: Módulo (inferior) e componentes ortogonais (superior) de m pelo SCDR-GDSC, resultantes de um curto-circuito monofásico na fase A, coletado de *buffer* de RDP em COMTRADE.

CONCLUSÃO PARCIAL IV - Para realizar experimentalmente essa estimação, muitos desafios foram vencidos como: a “tradução“ dos *script* de MATLAB™ para a linguagem C, dispensando as diversas facilidades de uma linguagem de alto nível por uma de baixo nível e a própria tarefa de embarcar o código no microcontrolador do DSpace™, que exigiu levar em consideração limitações de alocação de memória, tempo de processamento, por exemplo; mas sempre com o objetivo de demonstrar o desempenho satisfatório do SNDR-GDSC quando implementado em um ambiente mais próximo dos relés comerciais. Constatou-se que a competência do SNDR-GDSC para estimação fasorial e de impedância mostrou-se satisfatória, indicando a viabilidade da proposta para emprego em relés numéricos de distância.

5 CONCLUSÕES

A proposta de um algoritmo de estimação fasorial adaptável em frequência (PE-A-GDSC) baseado no método GDSC foi o objeto da pesquisa do presente trabalho. Derivado deste método inédito de estimação fasorial foi possível propor, também, um algoritmo de estimação de impedância, inspirado no relé de distância baseado em componentes simétricas (SCDR) proposto por Phadke et al, mas modificado na pesquisa para adequar-se à formulação vetorial do PE-A-GDSC, o que originou o SCDR-GDSC. A integração do PE-A-GDSC ao SCDR-GDSC constitui uma proposta de modelo computacional de um relé numérico de distância simplificado baseado em GDSC, o SNDR-GDSC, o qual foi submetido a uma exaustiva análise comparativa de desempenho via simulação computacional com um relé de distância também simplificado, mas baseado em estimação fasorial por DFT de um ciclo. Posteriormente, o SNDR-GDSC foi embarcado em um microcontrolador para viabilizar a etapa de validação experimental da pesquisa.

Toda essa pesquisa consta registrada neste trabalho de tese de doutorado e a conclusão da mesma é apresentada a seguir:

- I. O PE-A-GDSC proposto é competente na tarefa de estimação fasorial, garantindo a estimação dos fasores de sequência positiva, negativa e zero à frequência fundamental. A análise das respostas em frequência e a exposição a sinais sintetizados foram indicativos de que o PE-A-GDSC herdou na estimação fasorial

- o bom desempenho do GDSC-PLL como método de sincronização, suspeita motivadora da pesquisa realizada;
- II. O SNDR-GDSC apresentou-se como uma alternativa viável ao desempenho da função de distância, pois revelou uma satisfatória capacidade de aproximação das zonas de proteção, ou seja, a qualidade da trajetória da impedância estimada nesta proposta de relé de distância baseado no método GDSC sensibiliza rápida e efetivamente as zonas de proteção, promovendo antecipações na partida da função de distância. Esse comportamento desejável em qualquer relé de distância é garantido com expressividade quando empregada baixa frequência de amostragem. Nesses casos, pode-se empregar um filtro GDSC considerando menos encadeamento de ganhos complexos, o que garante operação sub-cíclica. Essa característica, junto com o comportamento intrínseco do SCDR-GDSC de rejeitar componentes de decaimento exponencial, viabiliza a economia de algumas amostras no caminho para ponto de defeito.
- III. De acordo com as pesquisas realizadas, recomenda-se o emprego de um filtro mímico exclusivo para desempenho da função de rejeição da componente de decaimento exponencial, o que já é prática entre os relés comerciais, dado que, sob alguns cenários envolvendo severas assimetrias na corrente de curto-circuito, a eficiência da filtragem mímica intrínseca do SNDR-GDSC mostrou-se pouco satisfatória, minimizando a precisão da estimação de impedância realizada pelo estimador SCDR-GDSC.
- IV. Outras funções de proteção não abordadas nesta pesquisa como a diferencial e sobrecorrente de fase e neutro podem fazer uso do PE-A-GDSC de diversas formas: empregando a transformação inversa de Fortescue, reformulando o PE-A-GDSC para referencial de fases (abc) ou mesmo através de uma reformulação das funções de proteção para um referencial de *Clarke*. Fasores de sequência de componentes harmônicas, também de interesse aos relés numéricos de proteção, podem ser estimados empregando o PE-A-GDSC. Por exemplo, harmônicos de 2^a e 4^a ordens podem ser detectadas para auxiliar na discriminação de correntes de *inrush*, na

detecção de componentes de sequência negativa das proteções de desequilíbrio de máquinas elétricas rotativas, entre outros.

Desta forma, a pesquisa realizada neste trabalho de doutorado indica que o SNDR-GDSC proposto, sob condições adequadas de projeto do módulo de estimação fasorial (PE-A-GDSC), apresenta desempenho superior ao SNDR-DFT, sugerindo a viabilidade de seu emprego em IED comerciais.

O tema pesquisado e registrado neste trabalho de doutorado foi publicado nas seguintes revistas científicas:

- I. **Dias Filho, R.F.**; Neves, F.A.S.; de Souza, H.E.P.; de Souza, H.E.P.; Batista, Y.N., “An Adaptive Phasor Estimation Algorithm for Numerical Protective Relays Based on the Generalized Delayed Signal Cancellation Method,” *SPRINGER Journal of Control, Automation and Electrical Systems*
- II. Batista, Y.N.; de Souza, H.E.P.; Neves, F.A.S.; **Dias Filho, R.F.**; Bradaschia, F., “Variable Structure Generalized Delayed Signal Cancellation PLL (VS-GDSC-PLL) to Improve Convergence Time,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics* , vol.PP, no.99, pp.1,1 doi: 10.1109/TIE.2015.2443108

Seguem algumas sugestões de desdobramentos futuros das pesquisas realizadas neste trabalho:

1. Desenvolver topologias com estruturas variáveis, ou seja, série, paralela e série-paralela e com encadeamentos de ganhos complexos GDSC também variáveis (módulos ABC, AB ou BC), capazes de serem “chaveáveis” em função da medição de conteúdo harmônico realizada em tempo real, a fim de otimizar o desempenho do PE-A-GDSC para aplicações em relés numéricos de proteção. Esta pesquisa encontra-se em desenvolvimento e originou a publicação I na qual o autor deste trabalho consta como co-autor;
2. Desenvolver um filtro mímico formulado vetorialmente (referencial de *Clarke*) e de

um monitor de transitórios (algoritmo para tratar o problema da janela de amostras contaminada com sinais de pré e pós-defeito) para integração ao PE-A-GDSC;

3. Aplicar PE-A-GDSC a outras funções de proteção, como: a diferencial e a de sobrecorrente;
4. Avaliar a viabilidade de modelar em um mesmo SNDR o PE-A-GDSC/SDCR-GDSC e a estratégia de estimação DFT de um ciclo. Isso possibilitaria desenvolver uma estratégia de chaveamento que ative apenas a estimação PE-A-GDSC/SDCR-GDSC no momento inicial de detecção do defeito, a fim de aproveitar a capacidade de aproximação destes métodos e que, posteriormente, “chaveie” para o algoritmo DFT, em busca de precisão;
5. Utilizar o SNDR-GDSC na estimação de impedância equivalente vista do ponto de conexão de conversores conectados a microrredes, de modo a melhorar o controle da operação em paralelo dos mesmos;
6. Investigar a possibilidade de “embarcar”, no controle dos conversores *back-to-back* empregados em aerogeradores (topologias *full-converter* e DFIG), algoritmos de proteção baseados em GDSC. Como todas as correntes e tensões de ambos os conversores e do *link* CC já são disponibilizadas para os sistemas de controle, elas podem ser derivadas para o algoritmo de proteção que realizará o processamento no *clock* de controle, dado que como o algoritmo é vetorial, não há a introdução de *delays* da estimação fasorial, pois fasores não são necessários. Poderiam ser propostos algoritmos de proteção diferencial, de sobrecorrente ou mesmo de distância, para que os mesmos possam dispensar o *crowbar* ou mesmo os fusíveis.

REFERÊNCIAS

AKAGI, H.; WATANABE, E. H.; AREDES, M. *Instantaneous Power Theory and Application to Power Conditioning.*, IEEE Press, 2007.

ALSTOM. *Network Protection and Automation Guide.*, Alstom Grid, 2011.

ALTUVE, H. J.; DIAZ, I.; VAZQUEZ, E. Fourier and walsh digital filtering algorithms for distance protection. p. 423–428, maio 1995.

BUENO, E. J. et al. SPLL design to flux oriented of a VSC interface for wind power applications. p. 6 pp.–, novembro 2005.

COOK, V. *Analysis of Distance Protection.*, John Wiley and Sons, 1985.

CORTÉS, P. R. *Aportaciones a los acondicionadores activos de corriente en derivación para redes trifásicas de cuatro hilos.* Tese (Doutorado) — Universitat Politècnica de Catalunya, 2005.

CORTÉS, P. R. 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.

CORTÉS, P. R. et al. New positive-sequence voltage detector for grid synchronization of power converters under faulty grid conditions. p. 1–7, June 2006. ISSN 0275-9306.

DARWISH, H. A.; FIKRI, M. Practical considerations for recursive dft implementation in numerical relays. *IEEE Transactions on Power Delivery*, v. 22, n. 1, p. 42–49, janeiro 2007. ISSN 0885-8977.

DUESTERHOEFT, W. C.; SCHULZ, M. W.; CLARKE, E. Determination of instantaneous currents and voltages by means of alpha, beta, and zero components. *Transactions of the American Institute of Electrical Engineers*, v. 70, n. 2, p. 1248–1255, julho 1951. ISSN 0096-3860.

ELMORE, W. A.; KRAMER, C. A.; ZOCHOLL, S. E. Effect of waveform distortion on protective relays. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 29, n. 2, p. 404–411, março 1993. ISSN 0093-9994.

FORTESCUE, C. L. Method of symmetrical co-ordinates applied to the solution of polyphase networks. *Transactions of the American Institute of Electrical Engineers*, XXXVII, n. 2, p. 1027–1140, julho 1918. ISSN 0096-3860.

IEEE Standard Common Format for Transient Data Exchange (COMTRADE) for Power Systems. *IEEE Std C37.111-1991*, p. 1–, 1991.

IEEE Standard Common Format for Transient Data Exchange (COMTRADE) for Power Systems. *IEEE Std C37.111-1999*, p. 1–56, May 2013.

- JOHNS, A. T.; SALMAN, S. K. *Digital Protection of Power System.*, Peter Peregrinus Ltd, 1995.
- JÚNIOR, J. R. L. *Análise de uma Proteção de Linhas de Transmissão Baseada em Ondas Viajantes.* Dissertação (Mestrado) — Universidade Federal de Campina Grande, 2014.
- KAURA, V.; BLASKO, V. Operation of a phase locked loop system under distorted utility conditions. v. 2, p. 703–708 vol.2, Mar 1996.
- KOVÁCS, P. K. *Transient Phenomena on Electrical Machines.*, Akadémiai Kiadó, Budapest, 1984.
- LEWIS, W. A.; TIPPETT, L. S. Fundamental basis for distance relaying on 3-phase systems. *Transactions of the American Institute of Electrical Engineers*, v. 66, n. 1, p. 694 –709, janeiro 1947. ISSN 0096-3860.
- LIANG, F.; JEYASURYA, B. Transmission line distance protection using wavelet transform algorithm. *IEEE Transactions on Power Delivery*, v. 19, n. 2, p. 545–553, abril 2004. ISSN 0885-8977.
- LYON, W. V. *Transient Analysis of Alternating-Current Machinery.*, The MIT Press, 1954.
- MCLAREN, P. G.; REDFERN, M. A. Fourier-series techniques applied to distance protection. *Proceedings of the Institution of Electrical Engineers*, v. 122, n. 11, p. 1301–1305, novembro 1975. ISSN 0020-3270.
- 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, julho 2010. ISSN 0885-8977.
- NEVES, F. A. S. et al. Digital filters for fast harmonic sequence component separation of unbalanced and distorted three-phase signals. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 59, n. 10, p. 3847–3859, outubro 2012. ISSN 0278-0046.
- NOVOTNY, D. W.; LIPO, T. A. *Vector Control and Dynamics of AC Drives.*, Clarendon Press, Oxford, 1996.
- OSMAN, A. H.; MALIK, O. P. Transmission line distance protection based on wavelet transform. *IEEE Transactions on Power Delivery*, v. 19, n. 2, p. 515–523, abril 2004. ISSN 0885-8977.
- PÁDUA, M. S. et al. Simplified models of kalman filter for fundamental frequency, amplitude and phase angle detection. September 2007.
- PAITHANKAR, Y. G. *Fundamentals of Power System Protection.*, PHI Learning Pvt. Ltd., 2010.
- PHADKE, A. G. et al. A microcomputer based ultra-high-speed distance relay: Field tests. *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*, PAS-100, n. 4, p. 2026 –2036, abril 1981. ISSN 0018-9510.

PHADKE, A. G. et al. A microcomputer based symmetrical component distance relay," in Power Industry Computer Applications Conference, 1979. PICA-79. IEEE Conference Proceedings , vol., no., pp.47-55, maio 1979.

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

PHADKE, A. G.; THORP, J. S. *Computer Relaying for Power Systems.*, Wiley, 2009.

PHADKE, A. G.; THORP, J. S.; ADAMIAK, M. A new measurement technique for tracking voltage phasors, local system frequency, and rate of change of frequency. *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*, PAS-102, n. 5, p. 1025–1038, maio 1983. ISSN 0018-9510.

SACHDEV, M. S.; BARIBEAU, M. A. A new algorithm for digital impedance relays. *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*, PAS-98, n. 6, p. 2232–2240, novembro 1979. ISSN 0018-9510.

SACHDEV, M. S.; GIRAY, M. M. A least error squares technique for determining power system frequency. *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*, PAS-104, n. 2, p. 437–444, fevereiro 1985. ISSN 0018-9510.

SCHWEITZER-III, E. O.; HOU, D. Filtering for protective relays. *19th Annual Western Protective Relay Conference*, outubro 1992.

SILVA, K. M. *Estimação Fasorial Baseada na Transformada Wavelet para Uso na Proteção de Distância de Linhas de Transmissão*. Tese (Doutorado) — Universidade Federal de Campina Grande, 2009.

SOUZA, H. E. P. de. *Métodos de Extração do Vetor Tensão de Sequência Positiva na Frequência Fundamental*. Dissertação (Mestrado) — Universidade Federal de Pernambuco, 2008.

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.

SOUZA, H. E. P. de et al. A method for extracting the fundamental-frequency positive-sequence voltage vector based on simple mathematical transformations. *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, v. 56, n. 5, p. 1539–1547, May 2009. ISSN 0278-0046.

THORP, J. S. et al. Limits to impedance relaying. *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*, PAS-98, n. 1, p. 246–260, janeiro 1979. ISSN 0018-9510.

WAGNER, C. F.; EVANS, R. D. *Symmetrical Components.*, McGraw-Hill Education, 1933.

WARRINGTON, A. R. C. Protective relaying for long transmission lines. *Transactions of the American Institute of Electrical Engineers*, v. 62, n. 6, p. 261–268, June 1943. ISSN 0096-3860.

WARRINGTON, A. R. C. Application of the ohm and mho principles to protective relays. *Electrical Engineering*, v. 65, n. 6, p. 378–385, June 1946. ISSN 0095-9197.

WONG, C. K. et al. A novel algorithm for phasor calculation based on wavelet analysis. v. 3, p. 1500–1503 vol.3, 2001.

ZIEGLER, G. *Numerical Distance Protection.*, Siemens, 2006.