



**ESTUDO DA TRANSFORMADA DE PARK PARA ELIMINAÇÃO
DE HARMÔNICAS DURANTE O PROCESSO DE ESTIMAÇÃO
DE FASORES EM SISTEMAS ELÉTRICOS DE POTÊNCIA**

GABRIEL DE MELO TAVARES DOS SANTOS

**TRABALHO DE GRADUAÇÃO
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA**

**FACULDADE DE TECNOLOGIA
UNIVERSIDADE DE BRASÍLIA**

Universidade de Brasília
Faculdade de Tecnologia
Departamento de Engenharia Elétrica

**ESTUDO DA TRANSFORMADA DE PARK PARA ELIMINAÇÃO
DE HARMÔNICAS DURANTE O PROCESSO DE ESTIMAÇÃO
DE FASORES EM SISTEMAS ELÉTRICOS DE POTÊNCIA**

Gabriel de Melo Tavares dos Santos

Trabalho final de graduação submetido ao Departamento de Engenharia Elétrica da Faculdade de Tecnologia da Universidade de Brasília, como parte dos requisitos necessários para a obtenção do grau de Engenheiro Eletricista.

APROVADA POR:

Prof. Felipe Vigolvino Lopes, D.Sc. (ENE-UnB)
(Orientador)

Prof. Kleber Melo e Silva, D.Sc. (ENE-UnB)
(Examinador Interno)

Maria Leonor Silva de Almeida, D.Sc. (ENE-UnB)
(Examinador Interno)

Brasília/DF, Julho de 2016.

FICHA CATALOGRÁFICA

DOS SANTOS, GABRIEL DE MELO TAVARES

ESTUDO DA TRANSFORMADA DE PARK PARA ELIMINAÇÃO DE HARMÔNICAS DURANTE O PROCESSO DE ESTIMAÇÃO DE FASORES EM SISTEMAS ELÉTRICOS DE POTÊNCIA. [Distrito Federal] 2016.

xiii, 80p., 210 x 297 mm (ENE/FT/UnB, Engenheiro Eletricista, Engenharia Elétrica, 2016).

Trabalho de Graduação – Universidade de Brasília, Faculdade de Tecnologia.

Departamento de Engenharia Elétrica

1. Estimação de fasores

3. componente CC de decaimento exponencial

I. ENE/FT/UnB

2. harmônicas

4. TDQ

II. Título (série)

REFERÊNCIA BIBLIOGRÁFICA

SANTOS, G. M. T. (2016). Estudo da Transformada de Park Para Eliminação de Harmônicas Durante o Processo De Estimação de Fasores em Sistemas Elétricos de Potência, Trabalho de Graduação em Engenharia Elétrica, Publicação 2016, Departamento de Engenharia Elétrica, Universidade de Brasília, Brasília, DF, 86p.

CESSÃO DE DIREITOS

AUTOR: Gabriel de Melo Tavares dos Santos

TÍTULO: Estudo da Transformada de Park Para Eliminação de Harmônicas Durante o Processo De Estimação de Fasores em Sistemas Elétricos de Potência.

GRAU: Engenheiro Eletricista ANO: 2016

É concedida à Universidade de Brasília permissão para reproduzir cópias deste trabalho de graduação e para emprestar ou vender tais cópias somente para propósitos acadêmicos e científicos. O autor reserva outros direitos de publicação e nenhuma parte desse trabalho de graduação pode ser reproduzida sem autorização por escrito do autor.

Gabriel de Melo Tavares dos Santos

Departamento de Eng. Elétrica (ENE) - FT

Universidade de Brasília (UnB)

Campus Darcy Ribeiro

CEP 70919-970 - Brasília - DF - Brasil

AGRADECIMENTOS

Agradeço a Jesus que tem sido meu guia, e me abençoado com inteligência e sabedoria.

Aos meus pais Chirley de Melo e Riheldo de Couto, que sempre me deram muito amor, forças e proveram todos os recursos que eu precisei em minha vida.

A toda a minha família que sempre me ajudou e torceu por mim em todas as etapas da minha vida.

Aos meus amigos Iago Pereira, Guilherme Gil, Alexsandro Fernandes e Paulo Egídio por toda ajuda que me deram na minha caminhada universitária, pela amizade e bons momentos que tivemos.

Aos professores do ENE e em especial o professor Felipe Lopes, que com toda a sua paciência e disposição, me ajudou na elaboração deste trabalho, além de ter me propiciado experiências incríveis que levarei por toda a vida.

A todos os meus amigos que de alguma forma me ajudaram, direta ou indiretamente.

A todos vocês que me ajudaram a ser a pessoa que sou hoje e fazem parte de mim, meus mais sinceros obrigado.

RESUMO

Apresenta-se neste trabalho um estudo do uso da transformada de Park (TDQ) como uma etapa de pré-processamento de sinais medidos em sistemas elétricos a ser aplicada durante o processo de estimação fasorial de grandezas elétricas. O objetivo do algoritmo é minimizar o efeito da componente CC de decaimento exponencial bem como de harmônicas e inter-harmônicas nos sinais medidos, viabilizando a estimação de fasores mesmo em situações nas quais o nível de componentes não-fundamentais nos sinais é relevante. Para avaliar o desempenho da técnica, apresentam-se casos representativos da estimação dos fasores de correntes medidas em um sistema de 230 kV modelado no *Alternative Transients Program* (ATP). As saídas da etapa de pré-processamento baseada na TDQ são utilizadas como entradas de métodos de estimação de fasores disponíveis na literatura, a exemplo dos algoritmos de Fourier de um e meio ciclo, bem como de um algoritmo de janela curta que figura como um dos mais simples existentes. Dos resultados obtidos, conclui-se que a etapa de pré-processamento baseada na TDQ pode melhorar o desempenho de algoritmos de estimação de fasores, sendo indicado especialmente para sistemas com alto nível de harmônicas e inter-harmônicas.

Palavras-chave: Estimação de fasores, harmônicas, componente CC de decaimento exponencial, sistemas elétricos de potência, TDQ

ABSTRACT

This work presents a study regarding the use of the Park's transformation (TDQ) as a pre-processing procedure of signals measured in electrical power systems to be applied during the phasor estimation of electric quantities. The goal of the algorithm is to minimize the effects caused by the DC decaying component, harmonics and inter-harmonics on the measured signals, allowing the phasor estimation, even in adverse scenarios in which there is a relevant level of non-fundamental components in the monitored waveforms. To evaluate the referred technique, representative cases related to the phasor estimation process of currents measured in a 230 kV power system modelled in the Alternative Transients Program (ATP) are presented. The output signals of the TDQ-based pre-processing stage are used as the input signals of phasor estimation methods, such as the Full- and Half-cycle Fourier transform, as well as a short window based technique, which is normally reported as one of the simplest techniques available in the literature. From the obtained results, it can be concluded that the TDQ-based pre-processing stage can improve the phasor estimation process, being indicated to systems with significant harmonic and inter-harmonic levels.

Keywords: Phasor estimation, harmonics, DC component exponential decay, electrical power systems, TDQ.

SUMÁRIO

Sumário	i
Lista de Figuras	iii
Lista de Símbolos	vi
Glossário	x
Capítulo 1 – Introdução	1
1.1 Contextualização do Tema	1
1.2 Objetivos do Trabalho	3
1.3 Organização do texto	3
Capítulo 2 – Revisão bibliográfica	5
2.1 Algoritmos de Janela Curta	6
2.2 Algoritmos de Janela Longa	7
2.2.1 Transformada de Fourier de Meio Ciclo	8
2.2.2 Transformada de Fourier de Um Ciclo	8
2.3 Filtro Mímico	8
2.4 Uso da TDQ na Estimação Fasorial	9
2.5 Outras Técnicas	10
Capítulo 3 – Fundamentação Teórica	11
3.1 Harmônicas e Inter-Harmônicas	11
3.2 Curtos-Circuitos	12
3.2.1 Curto-Circuito Trifásico	14
3.2.2 Curto-Circuito Bifásico	15
3.2.3 Curto-Circuito Bifásico-Terra	16
3.2.4 Curto-circuito Monofásico	17
3.3 Métodos de Estimação Fasorial Avaliados	19
3.3.1 Transformada Discreta de Fourier de Um Ciclo e de Meio Ciclo	20

3.3.2	Algoritmo de Janela Curta de 2 Amostras	22
Capítulo 4 – Pré-Processamento de Sinais Baseado na TDQ Aplicado na Estimação de Fasores		24
4.1	Transformada de Park (TDQ)	24
4.2	A Técnica PTDQ	25
4.2.1	Sequência positiva	26
4.2.2	Sequência negativa e zero	27
Capítulo 5 – Análise de resultados		29
5.1	Cenários avaliados	30
5.1.1	Sistema Teste	30
5.2	Resultados Obtidos	31
5.2.1	Harmônicas Ímpares	31
5.2.2	Harmônicas pares	35
5.2.3	Inter-harmônicas	43
5.2.4	Curto-circuito Trifásico	54
5.2.5	Curto-circuito Bifásico	57
5.2.6	Curto-Circuito Bifásico-Terra	61
5.2.7	Curto-Circuito Monofásico	64
Capítulo 6 – Conclusões e Propostas		67
Referências Bibliográficas		69

LISTA DE FIGURAS

3.1	Curto trifásico: (a) Linha trifásica generalizada (b) Circuito equivalente (GLOVER et al., 2011).	14
3.2	Curto bifásico sem terra: (a) Rede equivalente (b) Sistema generalizado (ALMEIDA; DAMASCENO, 1995).	15
3.3	Circuito equivalente do curto bifásico sem terra. (GLOVER et al., 2011)	15
3.4	Falta bifásica com terra: (a) Sistema generalizado (b) Circuito equivalente (GLOVER et al., 2011).	17
3.5	Curto monofásico terra: (a) Sistema generalizado; (b) Rede equivalente (ALMEIDA; DAMASCENO, 1995).	18
3.6	Circuito equivalente do curto monofásico (GLOVER et al., 2011).	18
3.7	Exemplo de uma janela de amostras (SILVA, 2009).	20
4.1	Uso da TDQ no estudo de máquinas elétricas (LOPES et al., 2013)	24
5.1	Circuito simulador de falta.	30
5.2	3ª harmônica algoritmo FCDFT.	32
5.3	3ª harmônica algoritmo HCDFT.	32
5.4	3ª harmônica algoritmo de 2 amostras.	33
5.5	Algoritmo de 2 amostras para a 5ª harmônica.	33
5.6	Algoritmo de 2 amostras para a 7ª harmônica.	34
5.7	Algoritmo de 2 amostras para a 15ª harmônica.	34
5.8	Algoritmo de 2 amostras com filtro anti-aliasing para a 7ª harmônica.	35

5.9	Algoritmo de 2 amostras com filtro anti-aliasing para a 15 ^a harmônica.	35
5.10	Estimação do algoritmo FCDFT Para 2 ^a harmônica.	36
5.11	Estimação do algoritmo HCDFT para 2 ^a harmônica.	37
5.12	Algoritmo HCDFT para a 4 ^a harmônica.	37
5.13	Algoritmo HCDFT para a 8 ^a harmônica.	38
5.14	Estimação do algoritmo HCDFT para 14 ^a harmônica.	38
5.15	Algoritmo HCDFT com filtro anti-aliasing para a 4 ^a harmônica.	39
5.16	Algoritmo HCDFT com filtro anti-aliasing para a 8 ^a harmônica.	39
5.17	Estimação do algoritmo HCDFT com filtro anti-aliasing para 14 ^a harmônica. . .	40
5.18	Algoritmo de 2 amostras para a 2 ^a harmônica.	40
5.19	Algoritmo de 2 amostras para a 4 ^a harmônica.	41
5.20	Algoritmo de 2 amostras a 8 ^a harmônica.	41
5.21	Algoritmo de 2 amostras a 14 ^a harmônica.	41
5.22	Algoritmo de 2 amostras com filtro anti-aliasing para a 4 ^a harmônica.	42
5.23	Algoritmo de 2 amostras com filtro anti-aliasing para a 8 ^a harmônica.	42
5.24	Estimação do algoritmo de 2 amostras com filtro anti-aliasing para 14 ^a harmônica.	43
5.25	Estimação pelo algoritmo FCDFT: (a) 2,4 harmônica; (b) 3,5 harmônica	44
5.26	Estimação pelo algoritmo FCDFT (a) 8,7 harmônica; (b) 13,55 harmônica. . . .	45
5.27	Algoritmo FCDFT com filtro anti-aliasing (a) 3,5 harmônica; (b) 8,7 harmônica	46
5.28	Estimação do algoritmo FCDFT com filtro anti-aliasing para 13,55 harmônica. .	47
5.29	Estimação pelo algoritmo HCDFT: (a) 2,4 harmônica; (b) 3,5 harmônica	48
5.30	Estimação pelo algoritmo HCDFT para a inter-harmônica de 8,7.	48
5.31	Estimação pelo algoritmo HCDFT para a inter-harmônica de 13,55.	49
5.32	Algoritmo HCDFT com filtro anti-aliasing para a inter-harmônica de 3,5 harmô- nica.	49

5.33	Algoritmo HCDFE com filtro anti-aliasing para a inter-harmônica de 8,7 harmônica.	50
5.34	Estimação do algoritmo HCDFE com filtro anti-aliasing para 13,55 harmônica.	50
5.35	Estimação pelo algoritmo de 2 amostras: (a) 2,4 harmônica; (b) 3,5 harmônica.	51
5.36	Estimação pelo algoritmo de 2 amostras: (a) 8,7 harmônica; (b) 13,55 harmônica.	52
5.37	Estimação do algoritmo de 2 amostras com filtro anti-aliasing para: (a) 3,5 harmônica; (b) 8,7 harmônica; (c) 13,55 harmônica.	53
5.38	Falta trifásica com incidência de 0 graus: (a) FCFE; (b) HCDFE; (c) 2 amostras.	55
5.39	Falta trifásica com incidência de 90 graus para o algoritmo FCFE.	56
5.40	Falta trifásica com incidência de 90 graus: (a) HCDFE; (b) 2 amostras.	57
5.41	Curto bifásico com alta exponencial com e sem o processamento pela PTDQ.	58
5.42	Falta bifásica com incidência de 0 grau para: (a) FCFE; (b) HCDFE; e (c) algoritmo de 2 amostras.	59
5.43	Curto bifásico com baixa exponencial com e sem o processamento pela PTDQ.	60
5.44	Falta bifásica com incidência de 90 grau para o algoritmo FCFE.	60
5.45	Falta bifásica com incidência de 90 grau para: (a) HCDFE; e (b) algoritmo de 2 amostras.	61
5.46	Falta bifásica-terra com incidência de 0 grau para o algoritmo FCFE	62
5.47	Falta bifásica-terra com incidência de 0 grau para o algoritmo HCDFE	63
5.48	Falta bifásica-terra com incidência de 0 grau para o algoritmo de 2 amostras.	63
5.49	Falta monofásica.	64
5.50	Falta monofásica: (a) FCFE; (b) HCDFE; e (c) algoritmo de 2 amostras.	65

LISTA DE SÍMBOLOS

a	Operador matemático complexo usado na transformação entre componentes de fase e de sequência.
A_{abc}	Componente trifásica no domínio de fases.
A_a	Amplitude do sinal de corrente ou tensão da fase A.
A_b	Amplitude do sinal de corrente ou tensão da fase B.
A_c	Amplitude do sinal de corrente ou tensão da fase C.
A_d	Componente de eixo direto no domínio de Park.
$A_{d,h}$ A_{dq}	Componentes harmônicas de eixo direto no domínio de Park. Componente de eixo direto ou em quadratura.
A_q	Componente de eixo em quadratura no domínio de Park.
$A_{q,h}$	Componente harmônicas de eixo em quadratura no domínio de Park.
A_0	Componente zero no domínio de Park.
$A_{0,h}$	Componente harmônica zero no domínio de Park.
\hat{I}_a	Corrente na fase A.
$\hat{I}_{a1,h}$	Componentes harmônicas da corrente na fase A.
\hat{I}_{a1}	Corrente na sequência positiva processada pelo PTDQ na fase A.
$\hat{I}_{a,h}$	Corrente com harmônicas na fase A.
$\hat{I}_{a,hp}$	Corrente com harmônicas na fase A processada por Park.
$\hat{I}_{a,p}$	Corrente na fase A processada por Park.
\hat{I}_b	Corrente na fase B.

$\widehat{I}_{b1,h}$	Componentes harmônicas da corrente na fase B.
\widehat{I}_{b1}	Corrente na sequência positiva processada pelo PTDQ na fase B.
$\widehat{I}_{b,h}$	Corrente com harmônicas na fase B.
$\widehat{I}_{b,p}$	Corrente na fase B processada por Park.
\widehat{I}_c	Corrente na fase C.
$\widehat{I}_{c1,h}$	Componentes harmônicas da corrente na fase C.
\widehat{I}_{c1}	Corrente na sequência positiva processada pelo PTDQ na fase C.
$\widehat{I}_{c,hp}$	Corrente com harmônicas na fase C processada por Park.
$\widehat{I}_{c,p}$	Corrente na fase C processada por Park.
\widehat{I}_f	Corrente de curto-circuito na fase A.
\widehat{I}_{fa}	Corrente na fase A.
\widehat{I}_{fb}	Corrente na fase B.
\widehat{I}_{fc}	Corrente na fase C.
$\widehat{I}_{f,p}$	Corrente de curto-circuito pré-processada pela PTDQ na fase A.
\widehat{I}_{FCDFt}	Fasor da corrente da fase A calculada pelo método da transformada discreta de fourier de um ciclo.
$\widehat{I}_{FCDFt,h}$	Fasor da corrente com harmônicas da fase A calculada pelo método da transformada discreta de fourier de um ciclo.
$\widehat{I}_{FCDFt,p}$	Fasor da corrente pré-processada pela transformada de Park da fase A calculada pelo método da transformada discreta de fourier de um ciclo.
\widehat{I}_h	Corrente com harmônicas na fase a.
\widehat{I}_{HCDFt}	Fasor da corrente da fase A calculada pelo método da transformada discreta de fourier de meio ciclo.
$\widehat{I}_{HCDFt,h}$	Fasor da corrente com harmônicas da fase A calculada pelo método da transformada discreta de fourier de meio ciclo.

$\widehat{I}_{HCDFE,p}$	Fasor da corrente pré-processada pela transformada de Park da fase A calculada pelo método da transformada discreta de fourier de meio ciclo.
\widehat{I}_0	Corrente de sequência zero.
$\widehat{I}_{0,p}$	Corrente de sequência zero processada pelo método PTDQ.
\widehat{I}_1	Corrente de sequência positiva.
\widehat{I}_2	Corrente de sequência negativa.
\widehat{I}_{2am}	Fasor da corrente da fase A calculada pelo método de 2 amostras.
$\widehat{I}_{2am,h}$	Fasor da corrente com harmônicas da fase A calculada pelo método de 2 amostras.
$\widehat{I}_{2am,p}$	Fasor da corrente pré-processada pela transformada de Park da fase A calculada pelo método de 2 amostras.
L	Indutância da linha.
N	Número de amostras em um ciclo da frequência fundamental do sinal.
R	Resistência da linha.
\widehat{V}_a	Tensão na fase A.
\widehat{V}_{ag}	Tensão entre a fase A e a terra.
\widehat{V}_b	Tensão na fase B.
\widehat{V}_{bg}	Tensão entre a fase B e a terra.
\widehat{V}_c	Tensão na fase C.
\widehat{V}_{cg}	Tensão entre a fase C e a terra.
\widehat{V}_0	Tensão de sequência zero.
\widehat{V}_1	Tensão de sequência positiva.
\widehat{V}_2	Tensão de sequência negativa.
Y_{cn}	Parte real da n-ésima harmônica do sinal.
Y_{sn}	Parte imaginária da n-ésima harmônica do sinal.
Z_F	Unidade de impedância de falta.

Z_0	Impedância de sequência zero.
Z_1	Impedância de sequência positiva.
Z_2	Impedância de sequência negativa.
Δt	Frequência de amostras do sinal.
ω	Frequência angular fundamental do sinal.

GLOSSÁRIO

ATP	<i>Alternative Transients Program</i>
FCDFE	Transformada Discreta de Fourier de Um Ciclo
HCDFE	Transformada Discreta de Fourier de Meio Ciclo
LT	Linha de Transmissão
SEP	Sistema Elétrico de Potência
PTDQ	Pré-processamento baseado na Transformada de Park
TDQ	Transformada de Park
UnB	Universidade de Brasília
2am	2 Amostras

1.1 CONTEXTUALIZAÇÃO DO TEMA

Devido à crescente demanda por energia elétrica verificada mundialmente, os mercados de energia se tornaram muito competitivos. Assim, as concessionárias têm envidado esforços para aprimorar cada vez mais seus sistemas de monitoração, especialmente para melhorar a qualidade de seus serviços e manter a segurança de suas instalações (SAHA et al., 2010; ANDERSON, 1999).

Nos sistemas elétricos de potência, existe a necessidade de se monitorar as componentes fundamentais de tensões e correntes. Para tanto, realiza-se normalmente a estimação de fasores, grandezas estas que são largamente utilizadas em aplicações de diagnóstico de distúrbios, em sistemas de proteção, localização de faltas e até mesmo como dados para auxílio da operação do sistema (SAHA et al., 2010; ANDERSON, 1999; LOPES et al., 2015; ALMEIDA; DAMASCENO, 1995). Neste contexto, uma vasta gama de algoritmos também se baseia nas componentes de sequência positiva, negativa e zero para processar as análises de interesse, o que também requer, em algumas aplicações, a representação fasorial das grandezas elétricas em estudo (ALMEIDA; DAMASCENO, 1995).

Um ponto comum das aplicações baseadas na análise de sinais elétricos no domínio da frequência é a preocupação com a correta representação das grandezas fasoriais (ANDERSON, 1999; PHADKE; THORP, 2009). De fato, caso os fasores sejam estimados de forma incorreta, as análises do sistema podem ser comprometidas.

Uma vez que a presença de componentes harmônicas pode ocasionar erros nos fasores estimados, diversos algoritmos de estimação fasorial têm sido propostos ao longo dos anos, a exemplo dos métodos de Fourier de um e meio ciclo (PHADKE; THORP, 2009). Além desses métodos, também têm sido reportados algoritmos de janela curta, os quais resultam em

atrasos menores no processo de estimação de fasores (PHADKE; THORP, 2009), bem como soluções baseadas em filtros capazes de eliminar a componente CC de decaimento exponencial, a exemplo do filtro mímico apresentado por Benmouyal (1995).

No que se refere aos filtros utilizados para a estimação de fasores em sistemas elétricos com sinais que possuem harmônicas e inter-harmônicas, em teoria, estes filtros são capazes de eliminar frequências diferentes da frequência de interesse, eliminando a componentes CC de decaimento exponencial, harmônicas e inter-harmônicas dos sinais monitorados. Além disso, em um caso ideal, os filtros possuem uma resposta rápida durante a transição da operação do sistema do período de pré-falta para o período de falta, mantendo bons níveis de simplicidade quanto à sua implementação e aplicação (SCHWEITZER; HOU, 1993).

Em termos práticos, a junção das características supracitadas ainda é considerada um desafio para a comunidade científica, de modo que, normalmente, para a escolha de um método de estimação de fasores, se considera o custo-benefício de cada solução nos quesitos velocidade e capacidade de eliminação das frequências que não são de interesse (SCHWEITZER et al., 2015). Apesar de existirem atualmente algoritmos de estimação fasorial confiáveis, a leitura dos sinais em sistemas elétricos pode se tornar difícil em alguns casos, especialmente durante curtos-circuitos ou na presença de componentes harmônicas e inter-harmônicas. De fato, essas componentes não fundamentais geralmente prejudicam o processo de estimação de fasores, o que tem motivado pesquisas no sentido de eliminá-las antes da estimação fasorial. Caso essa filtragem prévia não seja realizada, os fasores estimados podem apresentar erros relevantes, muitas vezes em forma de oscilações, resultando em problemas na análise da componente fundamental e, portanto, nos processos associados.

Soliman et al. (2004) e Soliman & Belkhat (2006), apresenta uma solução baseada na Transformada de Park (TDQ) para eliminação de componentes de frequência não fundamental. Essa técnica é proposta para ser utilizada como uma etapa de pré-processamento dos sinais, antes da aplicação dos métodos de estimação de fasores, viabilizando a estimação das componentes fundamentais mesmo em sistemas com elevados níveis de distorções nos sinais medidos. Por questões de simplificação, daqui em diante, chamaremos o algoritmo proposto em Soliman et al. (2004) e Soliman & Belkhat (2006) como técnica "PTDQ", sigla esta proveniente do termo "pré-processamento baseado na TDQ".

Neste trabalho, tem-se como objetivo a análise do desempenho da técnica PTDQ, considerando cenários representativos da operação de um sistema elétrico, incluindo situações não contempladas em Soliman et al. (2004). Neste contexto, como objetivos específicos, destaca-se a identificação de potencialidades e limitações da técnica PTDQ, bem como a divulgação de uma técnica que pode ser útil para diversas aplicações de grande utilidade para sistemas elétricos de potência.

1.2 OBJETIVOS DO TRABALHO

O objetivo deste trabalho é fazer uma avaliação do método proposto por Soliman no artigo "A new digital transformation for harmonics and DC offset removal for the distance fault locator algorithm", no qual se faz uso da TDQ como uma etapa de pré-processamento dos sinais de sistemas elétricos, que antecede o procedimento de estimação fasorial. O intuito é identificar as vantagens e desvantagens do referido algoritmo frente a diversos cenários de falta. Para atingir a meta supracitada, consideram-se os seguintes objetivos específicos:

- Estudar os fundamentos da técnica PTDQ e implementá-la;
- Avaliar o desempenho da técnica PTDQ quando aplicada em sinais elétricos com teor harmônico, inter-harmônico e com componente CC de decaimento exponencial;
- Analisar o desempenho da técnica PTDQ quando aplicada em conjunto com algoritmos de estimação fasorial, a exemplo da Transformada Discreta de Fourier de um ciclo, meio ciclo e um algoritmo de janela curta de duas amostras;
- Realizar uma análise comparativa dos desempenhos do processo de estimação fasorial, com e sem a aplicação da técnica PTDQ, visando identificar suas vantagens, limitações e propor estudos futuros para continuação da pesquisa.

1.3 ORGANIZAÇÃO DO TEXTO

Este trabalho está estruturado da seguinte maneira:

- No Capítulo 2, descrevem-se alguns métodos de estimação fasorial reportados na literatura;

- No Capítulo 3, apresentam-se os fundamentos teóricos dos algoritmos de estimação fasorial avaliados neste trabalho;
- No Capítulo 4, expõem-se detalhes sobre a implementação da técnica PTDQ, bem como a descrição do programa utilizado para simulação dos sinais de um sistema elétrico de potência;
- No Capítulo 5, explicitam-se análises relacionadas aos resultados obtidos, descrevendo o desempenho da técnica PTDQ;
- No Capítulo 6, apresentam-se as conclusões do trabalho, bem como propostas para trabalhos futuros.

REVISÃO BIBLIOGRÁFICA

Da literatura, sabe-se que diversas funções de proteção existentes em relés microprocessados se baseiam no monitoramento da componente fundamental de tensões e correntes (ANDERSON, 1999). Esses sinais são representados na forma de fasores, os quais são estimados por meio da análise de valores instantâneos janelados dos sinais monitorados (PHADKE; THORP, 2009; ROCHA, 2016).

Ainda em relação aos fasores, sabe-se que estes são uma representação na frequência de sinais alternados de tensão e corrente. Essa solução foi idealizada em 1893 por Charles P. Steinmetz, com o objetivo de simplificar o estudo de circuitos que operam em regime de corrente alternada.

Para facilitar o entendimento das explicações relacionadas aos fasores, considere a equação (2.1), a qual representa um sinal senoidal periódico, com amplitude V_m , frequência ω e ângulo de fase θ .

$$V(t) = V_m \cos(\omega t + \theta) . \quad (2.1)$$

O fasor é um número complexo, que possui informações sobre a amplitude V_m e sobre o ângulo de fase θ do sinal avaliado. Assim, os fasores podem ser representados matematicamente em sua forma polar, conforme exposto em (2.2), ou na forma retangular, conforme exposto em (2.3) (ALMEIDA; DAMASCENO, 1995). Cabe ainda ressaltar que na forma polar descrita em (2.2), o módulo do fasor é dado pelo valor de pico da senóide. Entretanto, na literatura, também existem abordagens que consideram o valor eficaz do sinal alternado como sendo o módulo do fasor (PHADKE; THORP, 2009). Neste trabalho, considera-se a apresentação gráfica dos resultados obtidos, o módulo dos fasores será representado pelo próprio valor de pico do sinal avaliado.

$$V(t) = V_m e^{j\theta} = V_m \angle \theta , \quad (2.2)$$

$$V(t) = V_m \cos(\theta) + j V_m \sin(\theta) . \quad (2.3)$$

Em meados de 1960 surgiram estudos pioneiros relacionados à proteção digital de sistemas elétricos de potência, os quais resultaram em trabalhos como os de McLaren & McConnach (1965) e Rockefeller (1969), nos quais foram apresentadas soluções digitais para proteção de linhas de transmissão. Assim, em décadas posteriores, a tecnologia digital evoluiu, viabilizando o uso de dispositivos de proteção microprocessados, nos quais apenas análises no domínio digital são realizadas. Neste cenário, passou-se então à explorar meios de estimar os fasores de forma precisa e confiável, o que motivou o desenvolvimento de uma vasta gama de técnicas voltadas para tal fim.

Na década de 1970, surgiram os primeiros algoritmos de estimação de fasores voltados a aplicações digitais no âmbito da proteção de sistemas elétricos (SILVA, 2009). Desde então, os algoritmos evoluíram, tornando-se ferramentas decisivas para o avanço dos esquemas de proteção de sistemas elétricos modernos. Neste contexto, é importante frisar que o desempenho dos algoritmos está intrinsecamente relacionado com o tamanho das janelas de dados consideradas, o que tem motivado estudos no sentido de elaborar soluções capazes de aliar janelas curtas (que resultam em menores atrasos nas atuações das proteções) com uma boa capacidade de eliminar o conteúdo harmônico que tipicamente existe em sinais medidos em sistemas reais (SCHWEITZER et al., 2015). Por isso, a seguir, apresentam-se comentários sobre algumas das técnicas pioneiras no âmbito da estimação fasorial, que serviram como base para técnicas modernas reportadas na literatura.

2.1 ALGORITMOS DE JANELA CURTA

Alguns algoritmos utilizados para o cálculo fasorial usufruíam de uma janela curta de dados, ou seja, do sinal amostrado são colhidos poucos dados em um curto espaço de tempo. Mann & Morrison (1971) se aproveitaram deste recurso e partindo do pressuposto que os sinais monitorados durante um curto-circuito são perfeitamente senoidais, propuseram um algoritmo que requer a análise apenas de amostras do sinal e de sua primeira derivada. O problema, neste caso, é que, em termos práticos, os sinais medidos em sistemas reais não são perfeitamente senoidais. De fato, pode existir um conteúdo harmônico e até mesmo a componente CC de decaimento exponencial, o que resulta em erros no processo de estimação de fasores. Por isso, Mann & Morrison (1971) propõem o uso de um filtro mímico para redução dos efeitos desta

componente (SILVA, 2009).

Em um projeto conjunto da Pacific Gas & Electric-Westinghouse, Rockefeller & Udren (1972) propuseram um algoritmo que toma como base o trabalho de Mann & Morrison (1971), porém com algumas alterações. Basicamente, Rockefeller & Udren (1972) propõem o uso de amostras da primeira e segunda derivadas do sinal avaliado para o cálculo dos fasores, diferentemente do algoritmo proposto por Mann & Morrison (1971), que utiliza amostras do sinal e de sua primeira derivada. Procedendo desta forma, os autores alegam que o processo de estimação fasorial se torna mais robusto em relação à componente CC de decaimento exponencial. Porém, essa solução também parte do pressuposto que os sinais monitorados são perfeitamente senoidais, o que não ocorre tipicamente em aplicações reais. Além disso, esse método se mostrou sensível à presença de componentes de alta frequência nos sinais, especialmente devido ao uso da primeira e segunda derivadas.

Do exposto, percebe-se que os métodos de janela curta são interessantes apenas quando os sinais avaliados não possuem teor harmônico relevante, o que é tratado normalmente como uma limitação. De fato, conforme reportado na literatura, quão maior for a janela de dados utilizada no processo de estimação fasorial (ou seja, quão maior o número de amostras avaliadas), mais preciso é o fasor estimado, especialmente no que se refere à eliminação de harmônicas. Por outro lado, aumentando a janela de dados, conforme mencionado anteriormente, maior o período de transição do sistema quando este passa do período de pré-falta para o período de falta, o que ocasiona maiores atrasos nas funções de proteção.

2.2 ALGORITMOS DE JANELA LONGA

Dada a ineficácia dos algoritmos anteriores em lidar com a componente CC de decaimento exponencial e harmônicas que interferem os sinais monitorados, surgiu a necessidade de desenvolver novos métodos para filtrar tais componentes. Em decorrência disto, vários artigos têm sido reportados nas últimas décadas sobre de um algoritmo com uma janela maior de dados como o da Transformada de Fourier como função base para a estimação fasorial.

2.2.1 Transformada de Fourier de Meio Ciclo

Phadke et al. (1976) propuseram um algoritmo de estimação fasorial baseado nos fundamentos da transformada de Fourier que requer a análise de amostras em um período de meio ciclo fundamental dos sinais monitorados. Dessa característica, deu-se origem ao termo "algoritmo de Fourier de meio ciclo". Dentre os ganhos de desempenho verificados em relação aos métodos de janela curta, destaca-se a eliminação de harmônicas ímpares dos sinais avaliados, de forma que não mais os sinais avaliados precisam ser perfeitamente senoidais. Ainda assim, esse método é influenciado por harmônicas pares e pela componente CC de decaimento exponencial, o que, a depender das características dos sinais avaliados, pode comprometer o processo de estimação fasorial.

2.2.2 Transformada de Fourier de Um Ciclo

Diante das limitações do método de meio ciclo, passou-se a avaliar a possibilidade de utilizar mais amostras dos sinais monitorados para fins de melhorar a resposta do processo de estimação de fasores. Dentre essas soluções, destaca-se a reportada em Phadke et al. (1977), trabalho este no qual se propõe um método baseado nos fundamentos da transformada de Fourier e que requer a análise de amostras dentro de um ciclo fundamental. De algoritmos deste tipo, surgiu então a denominação "algoritmo de Fourier de um ciclo". Com o uso de uma janela proporcional a um período fundamental, tornou-se possível eliminar harmônicas ímpares e pares, bem como tornar a estimação fasorial menos influenciada pela componente CC de decaimento exponencial. Neste caso, dado a melhora da estimação para uma janela de amostras maior em detrimento do tempo mais elevado, deve existir uma análise de custo-benefício em relação ao tamanho das janelas de dados e da capacidade dos algoritmos em eliminar harmônicas e/ou a componente CC de decaimento exponencial.

2.3 FILTRO MÍMICO

Para viabilizar um melhor desempenho dos métodos citados até o momento, Benmouyal (1995) propôs em 1995 o uso de um filtro mímico digital capaz de reduzir os efeitos da compo-

nente CC de decaimento exponencial durante o processo de estimação fasorial. O princípio do filtro mímico digital consiste em reproduzir digitalmente uma constante aproximada de tempo de decaimento igual a relação L/R da impedância da linha até o ponto de falta, reduzindo o efeito da característica indutiva do sistema que resulta na componente exponencial em questão. Em resumo, o filtro mímico funciona como um filtro passa-altas, com um ganho unitário para a frequência fundamental e que atenua sobremaneira componentes subsíncronas (PHADKE; THORP, 2009). Como a constante de tempo depende da configuração do sistema de potência, bem como o tipo e a localização da falta, a relação L/R exata não é conhecida, de modo que, normalmente, se adota a relação referente à impedância total da linha. Ainda assim, esta é uma característica que pode ser tratada como uma limitação, visto que não é possível ajustar perfeitamente o filtro mímico digital para que este elimine completamente a componente CC de decaimento exponencial presente nos sinais monitorados (BENMOUYAL, 1995).

2.4 USO DA TDQ NA ESTIMAÇÃO FASORIAL

Conforme mencionado anteriormente, a depender do tamanho da janela de dados utilizada no processo de estimação fasorial, ganha-se ou perde-se em capacidade de eliminação de harmônicas e da componente CC de decaimento exponencial. Além disso, percebe-se que nenhum dos métodos citados neste capítulo são capazes de eliminar inter-harmônicas, as quais podem existir em sinais tomados de sistemas reais. Por isso, em Soliman et al. (2004) e em Soliman & Belkhat (2006) são apresentadas soluções baseadas na TDQ que permitem idealmente a eliminação de qualquer componente com frequência diferente da fundamental. São esses métodos que serão avaliados ao longo do presente trabalho. Em resumo, essas soluções fazem uso da TDQ como etapa de pré-processamento dos sinais avaliados, viabilizando a atenuação de componentes que não são de interesse para os algoritmos de proteção antes mesmo da etapa de estimação dos fasores. Como problema, destaca-se a necessidade de processos de janelamento adicionais, os quais podem resultar em maiores atrasos no processo de estimação fasorial, conforme será demonstrado nos próximos capítulos.

2.5 OUTRAS TÉCNICAS

Com a evolução das técnicas de processamento digital de sinais e da tecnologia computacional, outras soluções foram desenvolvidas para fins de estimação de fasores. Dentre estas, destacam-se os métodos baseados em redes neurais artificiais (DASH et al., 1998), o algoritmo do cosseno modificado (HART et al., 2000), algoritmos baseados na transformada wavelet (SILVA, 2009), entre outros. Todos esses métodos têm como objetivo principal viabilizar melhorias no quesito eliminação de harmônicas, sem resultar em um grande aumento das janelas de dados, mantendo uma boa robustez em relação à componente CC de decaimento exponencial. No entanto, embora exista uma grande variedade de métodos, neste trabalho, serão considerados apenas os métodos de Fourier de meio e um ciclo, bem como um método de janela curta de duas amostras, visto que consistem em versões mais tradicionais que são frequentemente reportadas na literatura da área.

FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA

Neste capítulo, apresenta-se a fundamentação teórica dos conceitos que serão importantes para o entendimento dos procedimentos realizados ao longo deste trabalho para avaliação da técnica PTDQ. Esses fundamentos se voltam principalmente para a questão dos curtos-circuitos em sistemas elétricos, da presença de harmônicas e inter-harmônicas nos sinais avaliados e dos métodos de estimação fasorial que serão considerados.

3.1 HARMÔNICAS E INTER-HARMÔNICAS

Os primeiros relatos de interferência em um sinal devido à presença de harmônicas são da década de 1920, nos Estados Unidos, devido à instalação de conversores em refinarias, resultando na interrupção dos sistemas de comunicação devido à presença de frequências não-fundamentais nos sinais analisados (PAULILO; TEIXEIRA, 2013). Neste contexto, embora o relato seja de um problema em um sistema de comunicação, sabe-se que as harmônicas podem surgir também em sistemas elétricos de potência, influenciando na sua operação normal (PAULILO; TEIXEIRA, 2013), conforme abordado no presente trabalho.

Em um sistema elétrico de potência, deseja-se ter sinais perfeitamente senoidais, que sejam representados por (3.1), conforme no capítulo anterior. Todavia, em casos reais, os sinais sofrem a interferência das harmônicas, que geralmente são geradas por cargas não lineares presentes nos sistemas. Uma harmônica, que pode ser exemplificada pelas equações (3.2) e (3.3), nada mais é que uma componente na onda que possui uma frequência múltipla inteira da frequência fundamental do sinal avaliado, possuindo geralmente amplitude menor que a do sinal original. Assim, se a harmônica apresenta a frequência na forma $2n\omega$ (sendo n um número natural e inteiro), diz-se que a harmônica é de ordem par. Por outro lado, caso a harmônica apresente uma frequência na forma $(2n + 1)\omega$, diz-se que esta é uma harmônica de ordem ímpar. Assim,

no que se refere aos métodos clássicos de estimação de fasores, cabe lembrar que os algoritmos de um ciclo são capazes de eliminar harmônicas pares e ímpares, enquanto que os de meio ciclo eliminam apenas as harmônicas ímpares.

Nos sistemas reais, podem ainda ser verificadas frequências posicionadas no espectro entre duas harmônicas, as quais são tratadas no presente trabalho como inter-harmônicas. Conforme apresentado em (3.4), as inter-harmônicas consistem em frequências múltiplas não inteiras da frequência fundamental do sinal avaliado, podendo também causar distorções no mesmo. No caso da aparição dessas componentes, os métodos de estimação de fasores apresentam erros, mesmo os baseados em dados de um ciclo, podendo resultar em oscilações nos fasores estimados.

$$V(t) = V_m \text{sen}(\omega t + \theta) , \quad (3.1)$$

$$H_1(t) = 0, 1V_m \text{sen}(3\omega t + \theta) , \quad (3.2)$$

$$H_1(t) = 0, 1V_m \text{cos}(4\omega t + \theta) , \quad (3.3)$$

$$H_1(t) = 0, 1V_m \text{cos}(3, 5\omega t + \theta) . \quad (3.4)$$

Diante da referida problemática, a técnica PTDQ, segundo seus propositores, seria capaz, idealmente, de eliminar todas as frequências não-fundamentais, ou seja, harmônicas, inter-harmônicas e componente CC de decaimento exponencial, viabilizando um processo de estimação fasorial mais robusto e confiável. Assim, pode-se dizer que o interesse em avaliar tal desempenho foi um dos fatores motivadores deste trabalho.

3.2 CURTOS-CIRCUITOS

Os curtos-circuitos, também conhecidos popularmente como faltas, ocorrem quando há um contato entre dois condutores sob potenciais diferentes, podendo este ser direto ou indireto através de um arco voltaico (ALMEIDA; DAMASCENO, 1995). As consequências de uma falta podem ser extremamente prejudiciais para o sistema, dependendo de sua intensidade. Assim, se não forem isolados rapidamente pelo sistema de proteção, os danos nos sistemas elétricos podem ser catastróficos.

Dentre as causas mais comuns que ocasionam os curtos-circuitos, destacam-se falhas de isolamento, que ocorrem por conta da degradação de isoladores, podendo esta ser natural ou

por atos de vandalismo, e o contato direto entre condutores, o qual pode ser ocasionado pela natureza, como por exemplo, a queda de um galho em uma linha ou intempéries das mais variadas formas (SAHA et al., 2010).

Dentre os efeitos de um curto-circuito, destacam-se os desequilíbrios em tensões e correntes, bem como da aparição da componente CC de decaimento exponencial (PHADKE; THORP, 2009). Cabe ressaltar que as variações são maiores nas fases afetadas pela falta, embora, devido ao acoplamento mútuo do sistema, também surjam pequenas variações nas fases sãs (GLOVER et al., 2011). Ainda, ao analisar correntes, por exemplo, sabe-se que os desequilíbrios verificados em uma linha de transmissão durante um curto-circuito dependem tanto das contribuições de falta quanto do carregamento do sistema, ficando a componente CC de decaimento exponencial mais relacionada ao instante de incidência do distúrbio e às impedâncias do sistema (LOPES et al., 2015; ANDERSON, 1999; PHADKE; THORP, 2009; SILVA, 2009).

As diferentes formas de faltas que normalmente ocorrem em linhas de transmissão envolvem contatos entre fases e entre fase e terra, resultando nos seguintes tipos (ALMEIDA; DAMASCENO, 1995):

- Curto-circuito trifásico, ou simétrico (fase-fase-fase, FFF);
- Curto-circuito bifásico, sem contato de terra (fase-fase, FF);
- Curto-circuito bifásico, com contato de terra (fase-fase-terra, FFT);
- Curto-circuito monofásico, ou curto para a terra (fase-terra, FT).

Conforme exposto em Glover et al. (2011), para a análise das referidas faltas, faz-se uso normalmente das componentes simétricas, que consistem em uma ferramenta de análise que permite avaliar sistemas desequilibrados por meio de subsistemas equilibrados. Assim, uma vez que a técnica PTDQ envolve os conceitos de componentes simétricas (SOLIMAN et al., 2004), conforme será demonstrado nos capítulos posteriores, torna-se importante o entendimento do comportamento dessas componentes para os diversos tipos de falta. Por isso, apresenta-se a seguir uma explicação sucinta das componentes simétricas verificadas para os diferentes tipos de falta analisados neste trabalho.

3.2.1 Curto-Circuito Trifásico

As faltas trifásicas ocorrem com menos frequência e representam cerca de 5% dos casos de curtos em sistemas de transmissão. Neste tipo de defeito, idealmente, não ocorre um desequilíbrio no sistema, pois admite-se que um mesmo potencial é aplicado a todos os condutores, como demonstrado na Figura 3.1(a). Assim, as correntes nas fases possuem valores eficazes iguais, independentemente da resistência de falta. Por este motivo, essas faltas são também conhecidas como faltas simétricas, a qual é modelada por meio da análise do circuito equivalente de sequência positiva conforme exposto na Figura 3.1(b) (ALMEIDA; DAMASCENO, 1995).

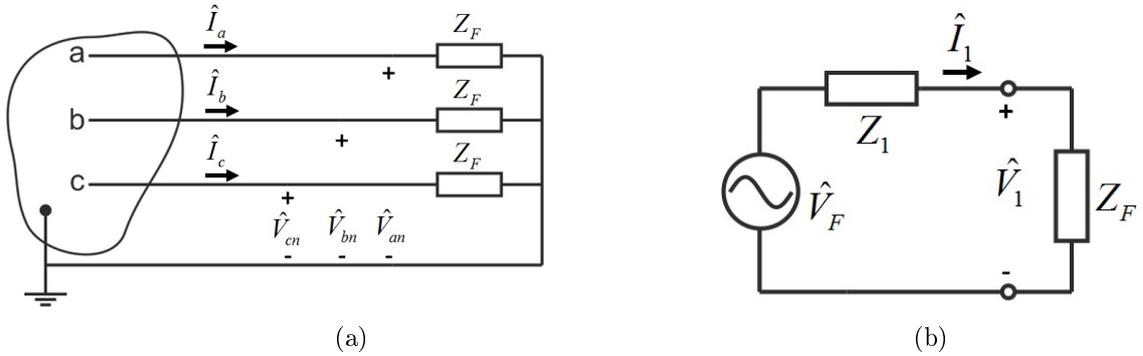


Figura 3.1. Curto trifásico: (a) Linha trifásica generalizada (b) Circuito equivalente (GLOVER et al., 2011).

Analisando os circuitos ilustrados, são deduzidas as seguintes equações no domínio de fases:

$$\hat{V}_a = a\hat{V}_b = a^2\hat{V}_c, \quad (3.5)$$

$$\hat{I}_a = a\hat{I}_b = a^2\hat{I}_c, \quad (3.6)$$

$$\hat{V}_a = Z_f\hat{I}_a. \quad (3.7)$$

Aplicando a transformação das componentens simétricas em (3.5), (3.6) e (3.7), deduz-se:

$$\hat{I}_1 = \frac{\hat{V}_F}{Z_1 + Z_F}, \quad (3.8)$$

$$\hat{I}_1 = \hat{I}_2 = \hat{I}_0, \quad (3.9)$$

$$\hat{V}_1 = ZF\hat{I}_1, \quad (3.10)$$

$$\hat{V}_0 = \hat{V}_2, \quad (3.11)$$

onde os subscritos '1', '2' e '0' referenciam as grandezas nas sequências positiva, negativa e zero respectivamente, a é um operador complexo com valor $1\angle 120^\circ$, e Z_1 , Z_2 , Z_0 e Z_f representam as impedâncias da sequência positiva, negativa, zero e de falta, respectivamente.

Como previsto, as correntes do sistema são igualmente distribuídas entre as fases, corroborando com o exposto em relação à simetria do sistema. Com isso, não são verificadas as sequências negativa e zero, restando apenas a positiva.

3.2.2 Curto-Circuito Bifásico

Mais frequentes que as faltas trifásicas, os curtos-circuitos bifásicos sem ligação com o terra representam 15% dos casos de curto-circuito em sistemas elétricos de potência. Este tipo de falta ocorre quando há um contato entre apenas duas fases, conforme ilustrado nas Figuras 3.2(a) e 3.2(b). Assim, neste tipo de curto-circuito, apenas duas fases são afetadas, sendo, portanto, classificado como um curto desequilibrado (ALMEIDA; DAMASCENO, 1995).

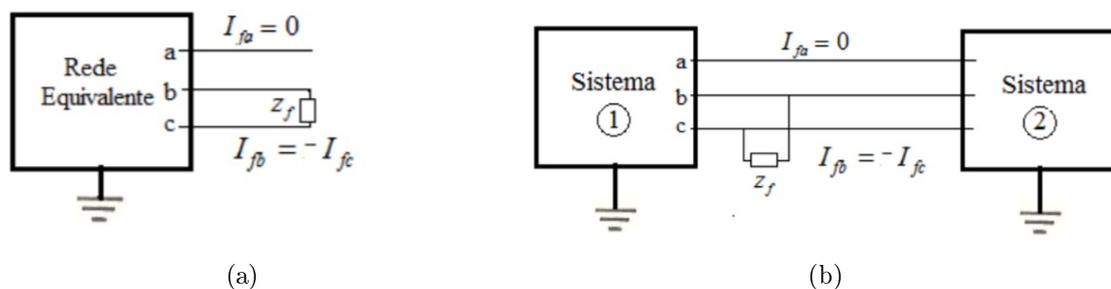


Figura 3.2. Curto bifásico sem terra: (a) Rede equivalente (b) Sistema generalizado (ALMEIDA; DAMASCENO, 1995).

Por não conter uma ligação com o terra, segundo Glover et al. (2011), não existe componente de sequência zero, de modo que as correntes de falta são calculadas utilizando somente os circuitos de sequências positiva e negativa, conforme ilustrado na Figura 3.3.

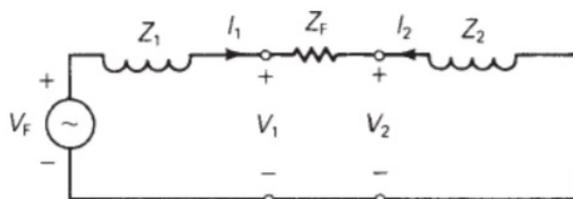


Figura 3.3. Circuito equivalente do curto bifásico sem terra. (GLOVER et al., 2011)

Aplicando a transformada de componentes simétricas às grandezas de fase, com base nos circuitos ilustrados nas Figuras 3.2(a) e 3.2(b), formula-se:

$$\widehat{I}_a = 0 , \quad (3.12)$$

$$\widehat{I}_{fb} = -\widehat{I}_{fc} , \quad (3.13)$$

$$\widehat{V}_{fb} - \widehat{V}_{fc} = Z_F \widehat{I}_{fb} . \quad (3.14)$$

Assim, no domínio de seqüências, obtém-se que:

$$\begin{bmatrix} \widehat{I}_0 \\ \widehat{I}_1 \\ \widehat{I}_2 \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & a & a^2 \\ 1 & a^2 & a \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{1}{3}(a - a^2)\widehat{I}_b \\ \frac{1}{3}(a^2 - a)\widehat{I}_c \end{bmatrix} . \quad (3.15)$$

Do exposto, pode-se concluir que:

$$\widehat{I}_0 = 0 , \quad (3.16)$$

$$\widehat{I}_1 = -\widehat{I}_2 = \frac{\widehat{V}_F}{Z_1 + Z_2 + Z_F} . \quad (3.17)$$

$$\widehat{V}_1 - \widehat{V}_2 = Z_F \widehat{I}_1 . \quad (3.18)$$

Assumindo que $(a - a^2) = -j\sqrt{3}$ e calculando as grandezas no domínio de fases, obtém-se:

$$\widehat{I}_b = \widehat{I}_0 + a^2 \widehat{I}_1 + a \widehat{I}_2 = (a^2 - a) \widehat{I}_1 = -j\sqrt{3} \widehat{I}_1 = \frac{-j\sqrt{3} \widehat{V}_F}{Z_1 + Z_2 + Z_F} . \quad (3.19)$$

$$\widehat{I}_a = \widehat{I}_0 + \widehat{I}_1 + \widehat{I}_2 = 0 , \quad (3.20)$$

$$\widehat{I}_c = \widehat{I}_0 + a \widehat{I}_1 + a^2 \widehat{I}_2 = (a - a^2) \widehat{I}_1 = -\widehat{I}_b . \quad (3.21)$$

Das equações obtidas, nota-se que as correntes nas fases com falta possuem o mesmo módulo, enquanto que, em termos de contribuição de curto-circuito, não existe corrente na fase sã.

3.2.3 Curto-Circuito Bifásico-Terra

As faltas bifásicas com terra ocorrem com menos frequência que as bifásicas sem terra, representando uma parcela de 10% do total dos curtos-circuitos em linhas de transmissão (ALMEIDA; DAMASCENO, 1995). Este tipo de defeito também é decorrente do contato entre duas fases, mas possui um contato das fases com o terra, conforme ilustrado na Figura 3.4(a). Neste tipo de falta, existem as seqüências zero, positiva e negativa, de modo que as correntes no domínio de seqüência são calculadas considerando o circuito ilustrado na Figura 3.4(b).

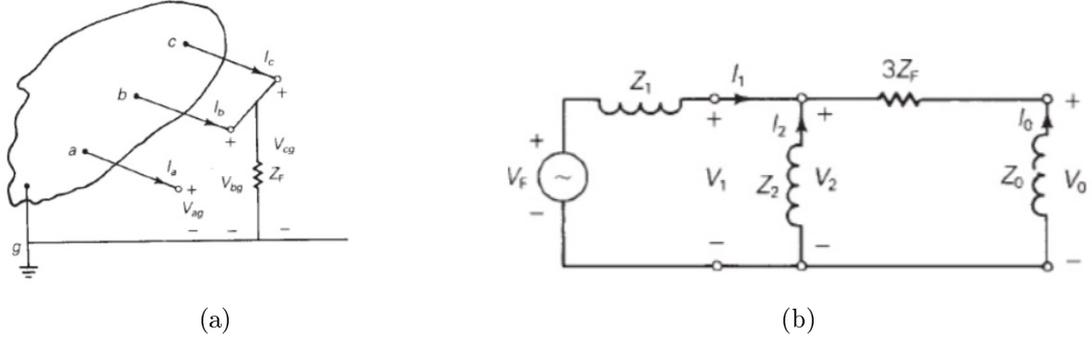


Figura 3.4. Falta bifásica com terra: (a) Sistema generalizado (b) Circuito equivalente (GLOVER et al., 2011).

Analisando o circuito da Figura 3.4(b), obtém-se:

$$\hat{I}_a = 0, \quad (3.22)$$

$$\hat{V}_{cg} = \hat{V}_{bg}, \quad (3.23)$$

$$\hat{V}_{bg} = Z_F(\hat{I}_b + \hat{I}_c). \quad (3.24)$$

Aplicando a transformação de componentes simétricas, calcula-se então que:

$$\hat{I}_a = \hat{I}_0 + \hat{I}_1 + \hat{I}_2 = 0, \quad (3.25)$$

$$\hat{V}_2 = \hat{V}_1, \quad (3.26)$$

$$\hat{I}_1 = \frac{\hat{V}_F}{Z_1 + Z_2 // (Z_0 + 3Z_F)}, \quad (3.27)$$

$$\hat{I}_2 = -\hat{I}_1 \frac{Z_0 + 3Z_F}{Z_2 + Z_0 + 3Z_F}, \quad (3.28)$$

$$\hat{I}_0 = -\hat{I}_1 \frac{Z_2}{Z_2 + Z_0 + 3Z_F}. \quad (3.29)$$

Do exposto, percebe-se a influência da impedância de falta e do sistema no valor das correntes de sequência. De fato, nota-se que, quão maior a impedância de falta, menores são as correntes no circuito. Além disso, novamente, na fase sem falta, não é verificada contribuição de curto-circuito.

3.2.4 Curto-circuito Monofásico

As faltas monofásicas consistem no tipo de falta mais recorrente, representando cerca de 70% dos casos de defeito em linhas de transmissão (ALMEIDA; DAMASCENO, 1995). Estas

faltas ocorrem em apenas uma das fases, estabelecendo contato com o terra. Por ser um curto desequilibrado, assim como para as faltas bifásicas com terra, existem todas as componentes de seqüências, ou seja, zero, positiva e negativa (GLOVER et al., 2011). Para a análise deste tipo de falta, consideram-se os circuitos ilustrados nas Figuras 3.5(a) e 3.6.

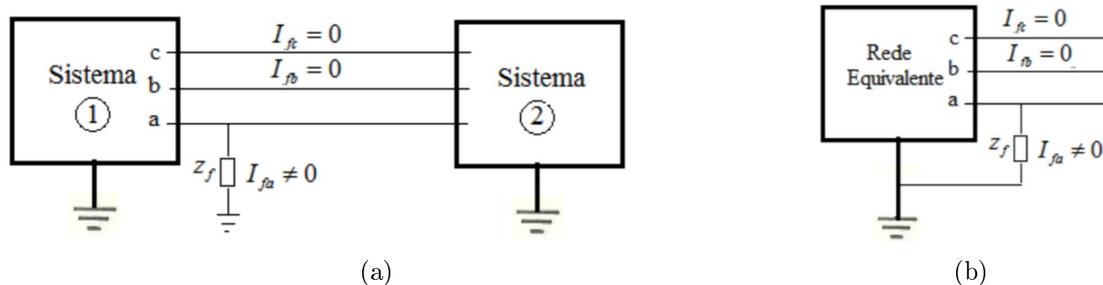


Figura 3.5. Curto monofásico terra: (a) Sistema generalizado; (b) Rede equivalente (ALMEIDA; DAMASCENO, 1995).

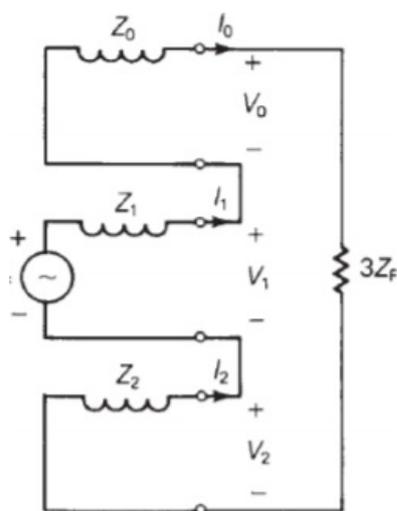


Figura 3.6. Circuito equivalente do curto monofásico (GLOVER et al., 2011).

Analisando os referidos circuitos, pode-se obter que:

$$\hat{I}_b = \hat{I}_c = 0 . \quad (3.30)$$

$$\hat{I}_0 = \hat{I}_1 = \hat{I}_2 . \quad (3.31)$$

$$\hat{V}_a = \hat{Z}_f \hat{I}_a . \quad (3.32)$$

$$(\hat{V}_0 + \hat{V}_1 + \hat{V}_2) = 3\hat{Z}_f \hat{I}_1 . \quad (3.33)$$

$$\hat{I}_0 = \hat{I}_1 = \hat{I}_2 = \frac{\hat{V}_F}{Z_0 + Z_1 + Z_2 + 3Z_F} . \quad (3.34)$$

Assim, procedendo com as devidas manipulações matemáticas e transformações, obtém-se:

$$\widehat{I}_a = \widehat{I}_0 + \widehat{I}_1 + \widehat{I}_2 = \frac{3\widehat{V}_F}{Z_0 + Z_1 + Z_2 + 3Z_F} . \quad (3.35)$$

Tomando as equações apresentadas como base, conclui-se que, assim como para o caso de falta bifásica com terra, a análise das três sequências será necessária para o estudo de curtos-circuitos monofásicos. Além disso, nota-se que a componente de sequência zero será igual às componentes de sequência positiva e negativa, diferentemente do caso de faltas bifásicas com o terra, para o qual a componente de sequência zero é menor do que a de sequência negativa.

3.3 MÉTODOS DE ESTIMAÇÃO FASORIAL AVALIADOS

Em muitos sistemas de proteção, a monitoração dos sinais da rede elétrica é realizada por meio do processo de estimação de fasores (SILVA, 2009). Embora algumas técnicas modernas de proteção que não dependem da análise de fasores venham ganhando espaço no mercado, a exemplo das soluções propostas em Schweitzer et al. (2015), as abordagens fasoriais ainda predominam, sendo, portanto, de grande interesse para as concessionárias de energia elétrica.

Existem diversos métodos para a estimação fasorial, os quais, conforme mencionado anteriormente, têm como objetivo aliar bons desempenhos em termos da resposta dinâmica dos filtros durante o período de transição do regime de pré-falta para o regime de falta, bem como da capacidade de eliminar harmônicas e/ou inter-harmônicas dos sinais monitorados. Para tanto, janelas com diferentes tamanhos são consideradas, cujos benefícios nos casos de janelas curtas e longas foram expostos no capítulo de Revisão Bibliográfica.

Dentre os diversos algoritmos existentes, serão avaliados neste trabalho os de janela fixa, mais especificamente os algoritmos de Fourier de um e meio ciclo, considerados de janela longa, bem como um algoritmo de janela curta que utiliza duas amostras por vez para estimar os fasores do sinal monitorado. Em todos os métodos, o processo de janelamento é o mesmo, sendo realizado por meio de uma janela de dados deslizante no tempo.

Na Figura 3.7, apresenta-se um exemplo do processo de janelamento de dados realizado em um dado sinal no qual o período de falta se inicia em 20 ms. Neste exemplo, o retângulo hachurado representa a janela de dados atual, enquanto que os retângulos tracejados represen-

tam janelas de instantes passados. Da figura, nota-se que, para cada instante de amostragem, a janela se desloca, descartando uma amostra e acrescentando uma nova. Assim, para cada instante avaliado, estima-se a amplitude e o ângulo de fase dos fasores dos sinais em estudo, resultando em fasores estimados a cada período de amostragem.

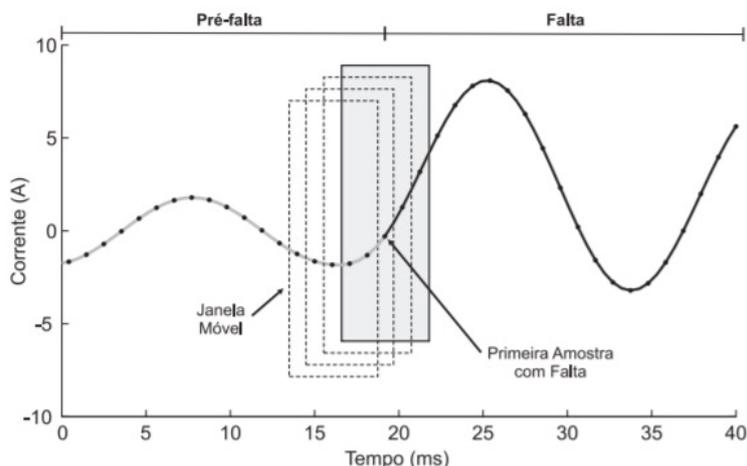


Figura 3.7. Exemplo de uma janela de amostras (SILVA, 2009).

Vale frisar que o processo de janelamento de sinais ocasiona um atraso no tempo de convergência dos fasores estimados com duração proporcional ao tamanho da janela utilizada. Por isso, a eliminação do processo de estimação de fasores ou mesmo a redução das janelas se mostra vantajosa, visto que promove análises mais rápidas das grandezas elétricas no regime de falta. Assim, em geral, busca-se diminuir o tamanho das janelas de dados, mantendo um bom custo-benefício entre a precisão dos fasores estimados e da velocidade de convergência dos métodos. A seguir, apresenta-se uma breve fundamentação matemática sobre os métodos estudados.

3.3.1 Transformada Discreta de Fourier de Um Ciclo e de Meio Ciclo

Os algoritmos baseados na Transformada Discreta de Fourier de um e meio ciclo têm a incumbência de estimar o fasor de um dado sinal a partir de janelas de dados com tamanhos iguais ao período fundamental e à metade deste período, respectivamente (PHADKE; THORP, 2009). Para aplicar os fundamentos dessa transformada, considera-se a representação de um dado sinal x_t usando a equação (3.36) demonstrada a seguir (OPPENHEIM; SCHAFER, 1989):

$$x_t = \frac{Y_0}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} Y_{cn} \cos(2\pi nft) + \sum_{n=1}^{\infty} Y_{sn} \sen(2\pi nft) , \quad (3.36)$$

onde f é a frequência fundamental, $n \cdot f$ é a n -ésima harmônica do sinal e Y_{cn} e Y_{sn} são coeficientes da série de Fourier para a n -ésima harmônica.

Para o processo de estimação, calculam-se os coeficientes Y_{cn} e Y_{sn} , resultando em:

$$Y_{c1} = \int_t^{t+T} x(t) \cos(\omega t) dt, \quad (3.37)$$

$$Y_{s1} = \int_t^{t+T} x(t) \sen(\omega t) dt, \quad (3.38)$$

Para calcular as integrais demonstradas em (3.37) e (3.38), segundo Johns & Salman (1995), considera-se N o número de amostra em um ciclo da frequência fundamental, resultando nas equações (3.39) e (3.40), nas quais Δt é o período de amostragem e x_k é o valor instantâneo da k -ésima amostra do sinal avaliado e t_k é o k -ésimo valor do tempo.

$$Y_{c1} \approx \frac{2}{N\Delta t} (x_0 \cos(\omega t_0) + x_1 \cos(\omega t_1) + \dots + x_{N-1} \cos(\omega t_{N-1})), \quad (3.39)$$

$$Y_{s1} \approx \frac{2}{N\Delta t} (x_0 \sen(\omega t_0) + x_1 \sen(\omega t_1) + \dots + x_{N-1} \sen(\omega t_{N-1})), \quad (3.40)$$

Assim, as equações supracitadas podem ser reescritas em forma de somatório, usando:

$$Y_{c1} = \frac{2}{N} \sum_{k=0}^{N-1} x_k \cos\left(\frac{2k\pi}{N}\right), \quad (3.41)$$

$$Y_{s1} = \frac{2}{N} \sum_{k=0}^{N-1} x_k \sen\left(\frac{2k\pi}{N}\right). \quad (3.42)$$

Deve-se notar que as expressões apresentadas foram desenvolvidas considerando uma janela de dados com um ciclo fundamental. Para obter as equações referentes ao algoritmo de meio ciclo, basta considerar uma janela de dados com tamanho igual à metade do período fundamental, de forma que (3.41) e (3.42) são reescritas como (PHADKE; THORP, 2009):

$$Y_{c1} = \frac{4}{N} \sum_{k=0}^{\frac{N}{2}-1} x_k \cos\left(\frac{2k\pi}{N}\right), \quad (3.43)$$

$$Y_{s1} = \frac{4}{N} \sum_{k=0}^{\frac{N}{2}-1} x_k \sen\left(\frac{2k\pi}{N}\right). \quad (3.44)$$

Por fim, para a estimação fasorial utiliza-se as Equações demonstradas a seguir:

$$|\hat{Y}_1| = \sqrt{Y_{c1}^2 + Y_{s1}^2}, \quad (3.45)$$

$$\theta_1 = \tan^{-1}\left(\frac{Y_{s1}}{Y_{c1}}\right), \quad (3.46)$$

onde $|\hat{Y}_1|$ e θ_1 representam o módulo e o ângulo de fase do fasor estimado, respectivamente.

3.3.2 Algoritmo de Janela Curta de 2 Amostras

Dentre os métodos avaliados neste trabalho, decidiu-se considerar um dos mais simples disponíveis na literatura, o qual se baseia na análise de 2 amostras por vez para estimar os fasores de interesse (PHADKE; THORP, 2009). Por possuir essa janela curta, o algoritmo não elimina harmônicas, de modo que só apresenta bom desempenho quando do tratamento de sinais perfeitamente senoidais.

Utilizando o conceito de que a componente fundamental de um sistema elétrico pode ser representada por uma senoide e que, a princípio, o período de amostragem é conhecido, o uso de dois valores instantâneos consecutivos do sinal avaliado tomados nos instantes $t_0 = 0$ e $t_1 = \Delta t$ se torna suficiente para a estimação do fasor de interesse. Assim, avaliando um dado sinal $Y(t)$, tem-se que:

$$Y(0) = Y_m \cos(0 + \theta) = Y_m \cos(\theta) , \quad (3.47)$$

$$Y(1) = Y_m \cos(\omega \Delta t + \theta) . \quad (3.48)$$

Desenvolvendo as expressões, obtém-se que:

$$Y(1) = Y_m \cos(\omega \Delta t) \cos(\theta) - Y_m \sin(\omega \Delta t) \sin(\theta) . \quad (3.49)$$

Então, sabendo que $Y(0) = Y_m \cos(\theta)$, (3.49) pode ser reescrita como:

$$Y(1) = Y(0) \cos(\omega \Delta t) - Y_m \sin(\omega \Delta t) \sin(\theta) . \quad (3.50)$$

Logo:

$$Y_m \sin(\theta) = \frac{Y(0) \cos(\omega \Delta t) - Y(1)}{\sin(\omega \Delta t)} . \quad (3.51)$$

Assim, nota-se que das expressões (3.47) e (3.51), tem-se conhecimento das parcelas real e imaginária, respectivamente, do fasor a ser calculado. Assim, processando estas componentes em conjunto, torna-se possível calcular o módulo e o ângulo de fase do fasor a ser estimado. As expressões utilizadas nesse procedimento são apresentadas a seguir:

$$|\hat{Y}| = \sqrt{Y_{re}^2 + Y_{im}^2} = \sqrt{[Y_m \cos(\theta)]^2 + [Y_m \sin(\theta)]^2} = \sqrt{Y_m^2 [\cos^2(\theta) + \sin^2(\theta)]} = Y_m , \quad (3.52)$$

$$\angle \hat{Y} = \tan^{-1} \left(\frac{Y_{im}}{Y_{re}} \right) = \tan^{-1} \left[\frac{Y_m \sin(\theta)}{Y_m \cos(\theta)} \right] = \tan^{-1} [\tan(\theta)] = \theta . \quad (3.53)$$

Cabe ressaltar que a avaliação do algoritmo de 2 amostras em conjunto com a técnica PTDQ é estratégica neste trabalho. De fato, uma vez que o método de 2 amostras não elimina harmônicas, inter-harmônicas e nem a componente CC de decaimento exponencial, as vantagens da aplicação da técnica PTDQ ficarão mais evidentes, demonstrando os seus benefícios no processo de estimação de fasores. Por outro lado, a avaliação dos métodos de Fourier de um e meio ciclo demonstrarão não só vantagens, mas também, algumas desvantagens da técnica PTDQ, conforme será abordado nos próximos capítulos.

PRÉ-PROCESSAMENTO DE SINAIS BASEADO NA TDQ APLICADO NA ESTIMAÇÃO DE FASORES

Neste capítulo, apresentam-se fundamentos da TDQ e da técnica PTDQ proposta em Soliman et al. (2004) a ser avaliada, descrevendo detalhes do passo a passo para aplicação do algoritmo como uma etapa de pré-processamento dos sinais cujos fasores serão estimados.

4.1 TRANSFORMADA DE PARK (TDQ)

A TDQ foi idealizada por Robert Park em 1929 (PARK, 1929) para auxiliar na análise das máquinas elétricas síncronas com polos salientes. Essa transformada permite que indutâncias originalmente vistas como variáveis no tempo quando analisadas a partir de eixos referenciais estáticos, possam ser vistas como constantes quando analisadas por sistemas referenciais girantes, os quais se encontram em sincronismo com o rotor da máquina analisada, girando a uma frequência angular ω_s . Esses eixos referenciais girantes foram nomeados por Park como eixo direto e eixo em quadratura, conforme ilustrado na Figura 4.1.

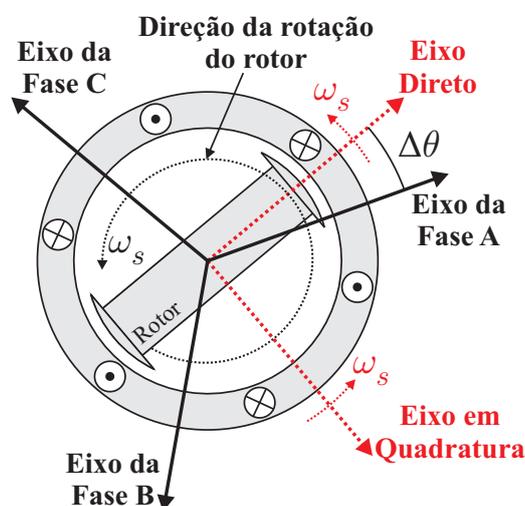


Figura 4.1. Uso da TDQ no estudo de máquinas elétricas (LOPES et al., 2013)

Da característica supracitada, ao aplicar a TDQ em sinais trifásicos de corrente ou tensão, percebe-se grandezas na frequência fundamental são vistas como constantes. Por essa transformação, a TDQ passou a ser utilizada em diversos campos da engenharia elétrica, inclusive na análise de registros oscilográficos, na detecção e localização de faltas, na proteção no tempo, entre outras (LOPES et al., 2013).

O cálculo das componente de eixo direto e eixo em quadratura é realizado usando as equações (4.1), sendo que A_d , A_q são os eixos diretos e em quadratura respectivamente e o termo A pode representar tensões ou correntes.

$$\begin{bmatrix} A_d \\ A_q \\ A_0 \end{bmatrix} = \mathbf{P}_{dq0} \cdot \begin{bmatrix} A_a \\ A_b \\ A_c \end{bmatrix} \iff \mathbf{A}_{dq0} = \mathbf{P}_{dq0} \cdot \mathbf{A}_{abc} , \quad (4.1)$$

sendo,

$$\mathbf{P}_{dq0} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \text{sen}(\omega t) & \text{sen}(\omega t + 120^\circ) & \text{sen}(\omega t + 240^\circ) \\ \text{cos}(\omega t) & \text{cos}(\omega t + 120^\circ) & \text{cos}(\omega t + 240^\circ) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} . \quad (4.2)$$

4.2 A TÉCNICA PTDQ

Para remover as harmônicas, inter-harmônicas e a componente CC de decaimento exponencial de sinais de corrente, por exemplo, a PTDQ utiliza a TDQ para estimar as componentes associadas apenas à frequência fundamental do sistema, que neste trabalho é 60 Hz. Nos estudos apresentados nesse trabalho, as rotinas implementadas recebem como entrada registros oscilográficos obtidos de simulações no ATP. Dessa forma, tornou-se possível avaliar situações nas quais apenas existem harmônicas em um sistema sem falta, bem como casos mais adversos de curtos-circuitos em uma linha de transmissão.

A técnica PTDQ faz o uso das componentes de sequência positiva, negativa e zero, cada qual contendo passos a serem seguidos, sendo que a sequência positiva e a negativa contêm 5 passos e a componente de sequência zero possui 3 passos. O procedimento para o cálculo de cada sequência é descrito nas subseções a seguir

4.2.1 Sequência positiva

1. O primeiro passo da técnica PTDQ consiste no cálculo da matriz da transformada de Park e sua matriz inversa, as quais são representadas, respectivamente, em (4.2) e (4.3), sendo o ω igual a $2\pi 60$.

$$\mathbf{P}_{dq0}^{-1} = \sqrt{\frac{3}{2}} \begin{bmatrix} \text{sen}(\omega t) & \cos(\omega t) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \text{sen}(\omega t + 240^\circ) & \cos(\omega t + 240^\circ) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \text{sen}(\omega t + 120^\circ) & \cos(\omega t + 120^\circ) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix}. \quad (4.3)$$

2. Tendo as matrizes devidamente calculadas, realiza-se a multiplicação do sinal de tensão ou corrente trifásico medido pela matriz descrita em (4.2) para cada amostra, como ilustra a equação (4.4), sendo k o número da amostra. Desta multiplicação são obtidos os sinais de eixo direto, de eixo em quadratura e de sequência zero, representados neste trabalho como A_d , A_q e A_0 .

$$\begin{bmatrix} I_a(k) \\ I_b(k) \\ I_c(k) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \text{sen}(\omega t) & \text{sen}(\omega t + 120^\circ) & \text{sen}(\omega t + 240^\circ) \\ \cos(\omega t) & \cos(\omega t + 120^\circ) & \cos(\omega t + 240^\circ) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_d(k) \\ A_q(k) \\ A_0(k) \end{bmatrix}. \quad (4.4)$$

3. Na terceira etapa da técnica PTDQ, o valor médio dos sinais A_d , A_q e A_0 são extraídos utilizando as equações (4.5), (4.6) e (4.7), na qual N é o número de amostras por ciclo.

$$A_d(CC) = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N A_d(i), \quad (4.5)$$

$$A_q(CC) = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N A_q(i), \quad (4.6)$$

$$A_0(CC) = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N A_0(i). \quad (4.7)$$

Calculado os valores médios dos eixos direto, em quadratura e zero, subtrai-se os valores encontrados, $A_d(CC)$, $A_q(CC)$, $A_0(CC)$, de A_d , A_q , A_0 encontrados na etapa anterior, obtendo-se deste modo as componentes referentes às harmônicas do sinal, representadas por $A_{d,h}$, $A_{q,h}$, $A_{0,h}$ como mostram as equações (4.8), (4.9) e (4.10). Deve-se frisar que, nas saídas da TDQ, os níveis CC são relacionados às componentes fundamentais do sistema. Por isso, os valores médios $A_d(CC)$ e $A_q(CC)$, por exemplo, possuem informações apenas e exclusivamente da frequência de 60 Hz.

$$A_{d,h} = A_d - A_d(CC), \quad (4.8)$$

$$A_{q,h} = A_q - A_q(CC), \quad (4.9)$$

$$A_{0,h} = A_0 - A_0(CC). \quad (4.10)$$

4. No quarto passo multiplica-se as componentes harmônicas achadas na terceira etapa pela matriz inversa de Park (4.3), assim achando as harmônicas do sinal original.

$$\begin{bmatrix} A_{q,h} \\ A_{d,h} \\ A_{0,h} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \text{sen}(\omega t) & \text{sen}(\omega t + 120^\circ) & \text{sen}(\omega t + 240^\circ) \\ \text{cos}(\omega t) & \text{cos}(\omega t + 120^\circ) & \text{cos}(\omega t + 240^\circ) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_{a1,h} \\ I_{b1,h} \\ I_{c1,h} \end{bmatrix} \quad (4.11)$$

5. Para completar o processo do cálculo da componentes positiva, é necessário subtrair os valores referentes as componentes harmônicas encontradas no passo 4, pelo sinal original, como indicado pelas equações (4.12), (4.13) e (4.14), obtendo-se sinais que não possuem harmônicas e, portanto, são mais adequadas para uso como entrada dos métodos de estimação de fasores.

$$I_{a1} = I_a - I_{a1,h}, \quad (4.12)$$

$$I_{b1} = I_b - I_{b1,h}, \quad (4.13)$$

$$I_{c1} = I_c - I_{c1,h}. \quad (4.14)$$

4.2.2 Sequência negativa e zero

Para o cálculo da sequência negativa basta repetir os passos do algoritmo descrito, alterando apenas a frequência de sintonia da TDQ para o negativo da frequência angular, ou seja, “ $-\omega$ ”. Com isso, as matrizes (4.2) e (4.3) ficam:

$$\mathbf{P}_{dq0} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \text{sen}(-\omega t) & \text{sen}(-\omega t + 120^\circ) & \text{sen}(-\omega t + 240^\circ) \\ \text{cos}(-\omega t) & \text{cos}(-\omega t + 120^\circ) & \text{cos}(-\omega t + 240^\circ) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix}, \quad (4.15)$$

$$\mathbf{P}_{dq0}^{-1} = \sqrt{\frac{3}{2}} \begin{bmatrix} \text{sen}(-\omega t) & \text{cos}(-\omega t) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \text{sen}(-\omega t + 240^\circ) & \text{cos}(-\omega t + 240^\circ) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \text{sen}(-\omega t + 120^\circ) & \text{cos}(-\omega t + 120^\circ) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix}. \quad (4.16)$$

Para se obter as componentes da sequência zero segundo Soliman et al. (2004) e Soliman & Belkhat (2006), deve-se seguir os três primeiros passos da sequência positiva, até se obter a componente $A_{0,h}$ e então multiplicá-la por $\frac{1}{\sqrt{3}}$ como mostrado pela equação (4.17).

$$I_0 = A_{0,h} \frac{1}{\sqrt{3}}, \quad (4.17)$$

Para finalizar o processo, somam-se as componentes de sequência positiva, negativa e zero obtidas, para cada fase, resultando nas correntes e tensões no domínio de fase. Outra possibilidade consiste em estimar os fasores de sequência e, em seguida, somá-los fasorialmente. Assim, torna-se possível reconstruir os sinais ABC do sistema no domínio da frequência. Neste trabalho, a primeira abordagem será adotada.

ANÁLISE DE RESULTADOS

Foram realizados vários testes considerando diversos cenários adversos que um sistema elétrico pode enfrentar. Basicamente, foram consideradas situações com sistemas nos quais não ocorrem faltas, mas existem harmônicas pares, ímpares e inter-harmônicas nos sinais avaliados e posteriormente curtos-circuitos dos tipos trifásico, bifásico, bifásico terra e monofásico com diferentes ângulos de incidência (com valores aproximadamente de 0 e 90 graus), nas quais se verificam situações de componentes CC de decaimento exponencial relevantes e não relevantes. Em cada situação, foram analisados apenas sinais de corrente da fase A, os quais são suficientes para a consolidação da investigação inicialmente proposta. Por questões de simplificação, foram utilizados os seguintes subscritos: ‘p’, para representar o sinal pré-processado pela técnica PTDQ de sequência positiva, ‘h’ para representar o sinais com harmônicas, ‘FCDFt’, ‘HCDFT’ e ‘2am’ para representar as saídas do módulo estimado dos fasores quando considerados os métodos de Fourier de um ciclo, de Fourier de meio ciclo e o método de 2 amostras, respectivamente.

O sistema utilizado nas simulações tem tensão nominal de 230 kV e foi modelado no *Alternative Transients Program* (ATP) por meio do software ATPDraw. Para simular os diferentes tipos de curtos, um bloco para simulação de faltas foi ativado, tornando possível alterar as características da falta como, por exemplo, o tempo em que ocorre o curto-circuito implicando na mudança do ângulo de incidência, tipo e resistência de falta.

Para simulação das harmônicas e inter-harmônicas, obteve-se inicialmente do ATP um sinal de 60 Hz sem curto, sendo este editado para conter as harmônicas de interesse no instante de 0.135 segundos da simulação. Para tanto, utilizou-se a adição de um sinal senoidal com as características das harmônicas a serem analisadas, as quais serão explicadas a cada etapa da avaliação.

5.1 CENÁRIOS AVALIADOS

5.1.1 Sistema Teste

O sistema utilizado nas simulações é ilustrado na Figura 5.1.

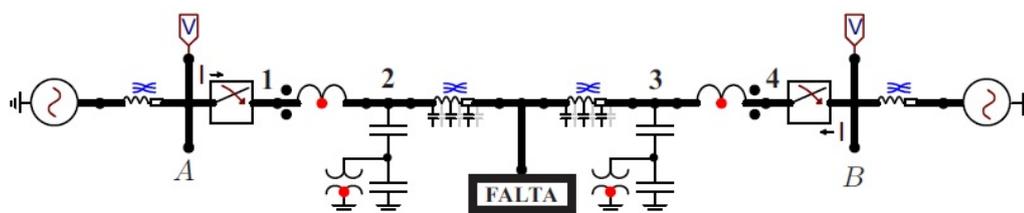


Figura 5.1. Circuito simulador de falta.

O sistema modelado consiste em uma linha de transmissão de 230 kV/60 Hz, 200 km, a qual conecta dois circuitos equivalentes de Thévenin que simulam os sistemas em torno da referida linha. O tempo de simulação considerado em cada caso foi de 0,3 s, com passo de integração de 1 μ s, adotando um modelo de linha a parâmetros distribuídos e constantes na frequência.

Deve-se destacar que, a depender do momento de aplicação da falta, o ângulo de incidência do sinal varia, fazendo com que a componente CC de decaimento exponencial altere seu valor, podendo ser este grande ou pequeno. Para tanto, é necessário alterar o tempo de fechamento das chaves que simulam a falta, as quais se encontram inseridas no bloco de falta ilustrado na Figura 5.1. Adicionalmente, para tornar as simulações mais realísticas no que se refere ao sistema de aquisição de dados, implementaram-se filtros anti-aliasing passa-baixas do tipo Butterworth de terceira ordem com frequência de corte de 180 Hz, considerando uma taxa de amostragem relativamente alta de 333 amostras/ciclo. Vale ressaltar que em relés comerciais as taxas são tipicamente menores do que a utilizada. Entretanto, neste trabalho, considerou-se uma taxa de amostragem maior para viabilizar testes sobre o impacto de altas frequências em relação ao desempenho da técnica PTDQ, com e sem o processo de filtragem do filtro anti-aliasing, conforme será apresentado posteriormente.

Os casos simulados são descritos na lista a seguir, na qual os termos "alta exponencial" e "baixa exponencial" se referem a situações nas quais a componente CC de decaimento exponencial tem elevada e baixa influência sobre os sinais monitorados:

- Curto-circuito monofásico AT, com alta e baixa componente exponencial;
- Curto-circuito Bifásico AB, com alta e baixa componente exponencial;
- Curto-circuito Bifásico terra ABT, com alta e baixa componente exponencial;
- Curto-circuito Trifásico ABC, com alta e baixa componente exponencial (em relação à fase A).

Em cada situação de falta, foram analisados apenas sinais de corrente, os quais são suficientes para a consolidação da investigação proposta. Já para a simulação das harmônicas e inter-harmônicas no sinal monitorado, conforme mencionado anteriormente, obteve-se inicialmente do ATP um sinal sem curto, sendo este editado para conter as harmônicas de interesse.

5.2 RESULTADOS OBTIDOS

5.2.1 Harmônicas Ímpares

As primeiras simulações foram feitas com sinais sem falta, porém considerando a presença de harmônicas ímpares e sem aplicar a filtragem proveniente do filtro anti-aliasing passa-baixas. Neste caso, embora sabe-se que esses filtros são cruciais para o processo de digitalização dos sinais, assume-se os sinais foram digitalizados corretamente, mas sem a atenuação das altas frequências que ocorreria em um sistema de aquisição de dados real.

A frequência da harmônica introduzida variou entre três vezes a frequência fundamental até quinze vezes, sendo cada caso avaliado um por vez. As Figuras 5.2, 5.3 e 5.4 ilustram o desempenho dos algoritmos FCDFE, HCDFT e de 2 amostras, com e sem a aplicação da técnica PTDQ.

Para cada gráfico ilustrados nas figuras a seguir, os subscritos I_h e I_f , são a representação da corrente com a harmônica, $I_{f,p}$ é a corrente com harmônica processada pelo método PTDQ, I_{FCDFE} , I_{HCDFT} e I_{2am} são os módulos dos fasores calculados pelos algoritmos “FCDFE”, “HCDFT” e “2 amostras” para o sinal não processado pela Transformada de Park e $I_{FCDFE,p}$, $I_{HCDFT,p}$ e $I_{2am,p}$ com o adicional do subscrito “p” são para o sinal processado pela técnica PTDQ.

Do referido teste, comprova-se que os métodos FCDFE e HCDFT conseguem eliminar

harmônicas ímpares, pois não são verificadas diferenças entre os módulos estimados com e sem a aplicação da técnica PTDQ, ou seja, as distorções introduzidas no sinal avaliado não consistem em problemas. Por outro lado, para o método de 2 amostras, o qual não elimina as harmônicas ímpares, nota-se que o módulo I_{2am} apresenta oscilações relevantes após a aplicação da harmônica de 3^a ordem, as quais são bastante atenuadas após a aplicação da técnica PTDQ. Nesse contexto, é importante frisar que as oscilações não somem completamente em $I_{2am,p}$, muito embora os desvios sejam reduzidos significativamente. Isso se deve a erros no cálculo dos valores médios presentes nos sinais de eixo e em quadratura, impossibilitando a estimação perfeita da componente fundamental.

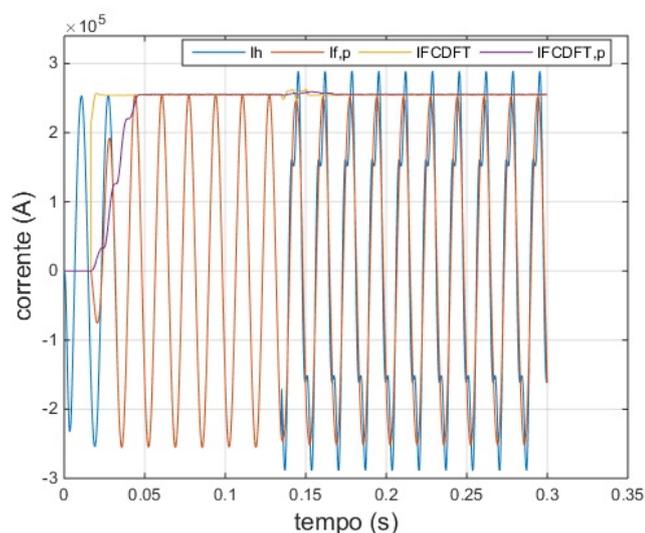


Figura 5.2. 3^a harmônica algoritmo FCDFT.

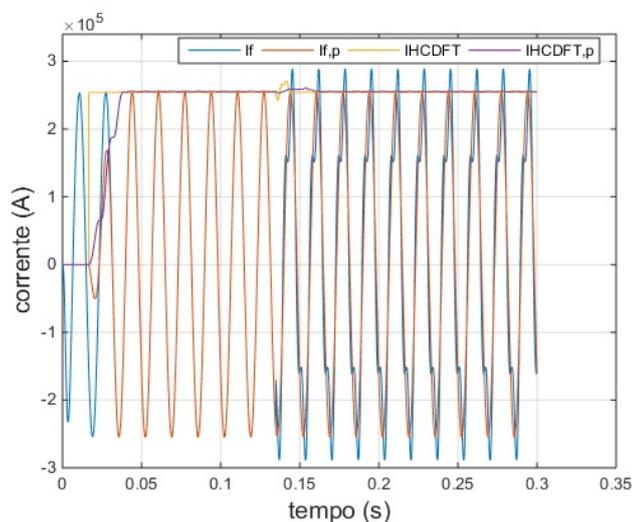


Figura 5.3. 3^a harmônica algoritmo HCDFT.

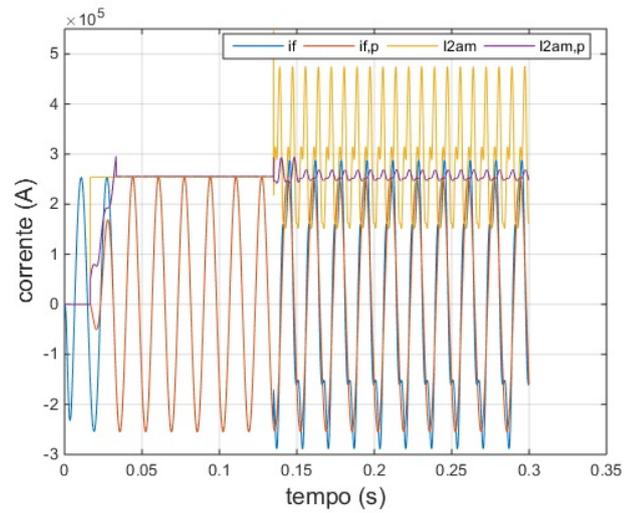


Figura 5.4. 3ª harmônica algoritmo de 2 amostras.

Aumentando a frequência das harmônicas para 5, 7 e 15 vezes o valor da fundamental, sem considerar ainda os efeitos do filtro anti-aliasing, são obtidas as Figuras 5.5, 5.6 e 5.7, respectivamente, para o método de 2 amostras.

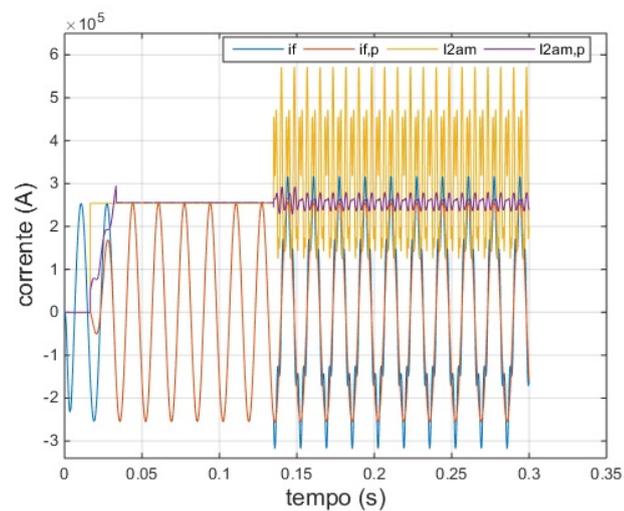


Figura 5.5. Algoritmo de 2 amostras para a 5ª harmônica.

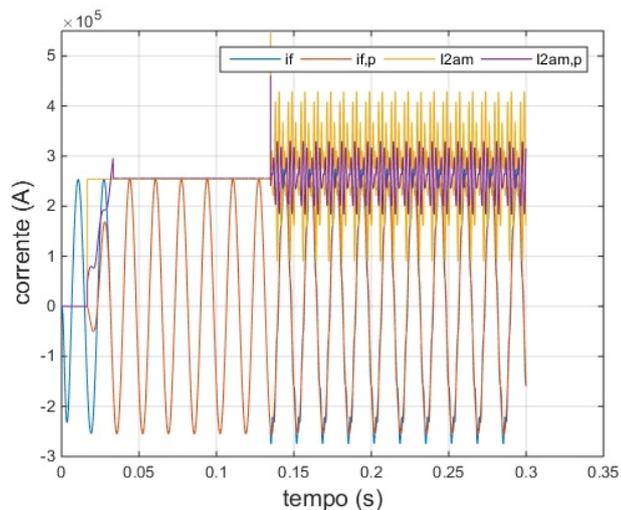


Figura 5.6. Algoritmo de 2 amostras para a 7ª harmônica.

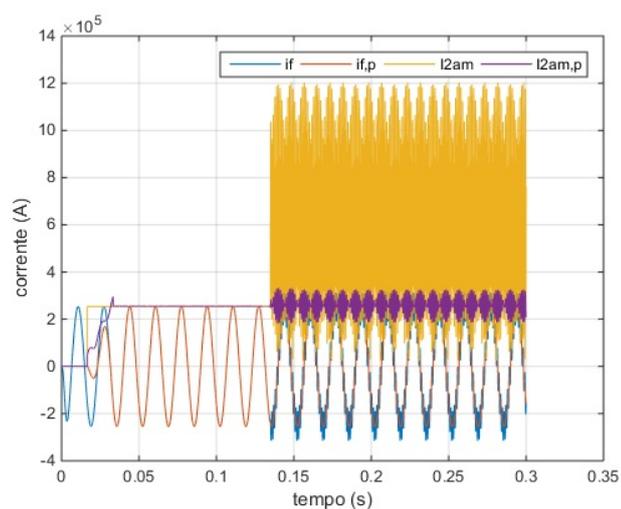


Figura 5.7. Algoritmo de 2 amostras para a 15ª harmônica.

Dos resultados, observa-se que, quanto maior a frequência da harmônica, mais instável é a estimação fasorial, piorando cada vez mais o cálculo do fasor. Neste contexto, passa-se a considerar o efeito do filtro anti-aliasing, o qual promove a atenuação das componentes de alta frequência. De fato, para o algoritmo de 2 amostras, as harmônicas de maior ordem são filtradas significativamente, originando os resultados apresentados nas Figuras 5.8 e 5.9. Analisando as figuras, é notável que ao atenuar as altas frequências, o desempenho do método de 2 amostras melhora, dando indícios que o processo de filtragem típico utilizado em sistemas de aquisição de dados pode contribuir para o desempenho da estimação de fasores quando aplicada em conjunto com a técnica PTDQ. Ainda, caso o próprio filtro anti-aliasing não viabilize

tal atenuação, podem ser implementados filtros passa-baixas digitais, que permitam a mesma atenuação verificada no exemplo apresentado.

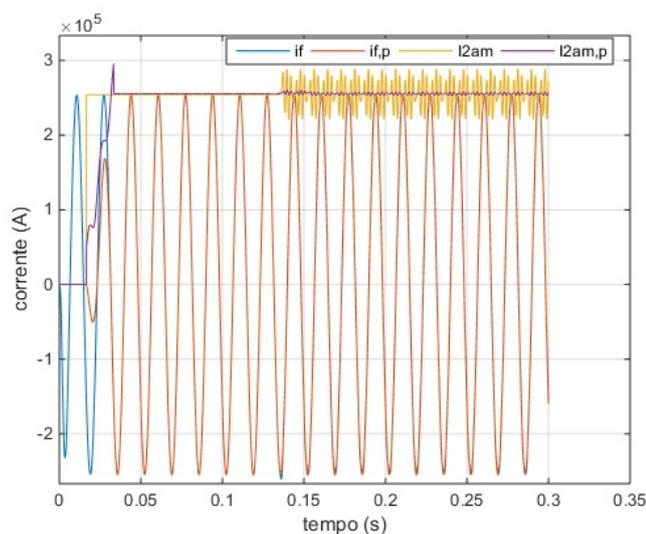


Figura 5.8. Algoritmo de 2 amostras com filtro anti-aliasing para a 7ª harmônica.

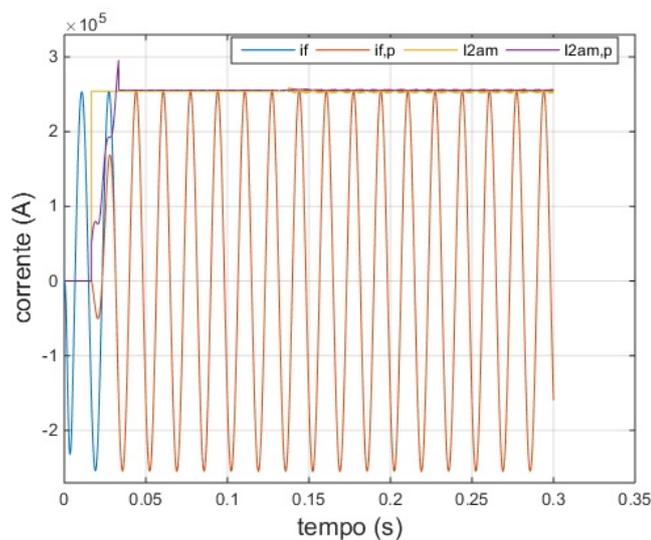


Figura 5.9. Algoritmo de 2 amostras com filtro anti-aliasing para a 15ª harmônica.

5.2.2 Harmônicas pares

Nesta segunda etapa da avaliação, foram aplicadas harmônicas pares a partir do instante 0,135 s da simulação. As frequências simuladas foram variadas de duas vezes a frequência fundamental até doze vezes, com e sem o uso do filtro passa-baixas, conforme realizado na subseção anterior.

Relembrando o significado de cada subscrito nos gráficos analisados nesta subseção, I_h e I_f , são a representação da corrente com a harmônica, $I_{f,p}$ é a corrente com harmônica processada pelo método PTDQ, I_{FCDFT} , I_{HCDFT} e I_{2am} são os módulos dos fasores calculados pelos dos algoritmos “FCDFT”, “HCDFT” e “2 amostras” para o sinal não processado pela Transformada de Park e $I_{FCDFT,p}$, $I_{HCDFT,p}$ e $I_{2am,p}$ com o adicional do subscrito “p” são para o sinal processado pela técnica PTDQ.

O algoritmo FCDFT é capaz de eliminar as componentes múltiplas inteiras da frequência fundamental de um sistema de potência, sendo, portanto, imune também às harmônicas pares. Esta peculiaridade é notada na Figura 5.10, na qual não são verificadas diferenças entre os resultados para o sinal pré-processado $I_{FCDFT,p}$ e o sinal que não é pré-processado I_{FCDFT} . Portanto até aqui, o método PTDQ não demonstrou ser vantajoso para aplicação em conjunto com o algoritmo FCDFT.

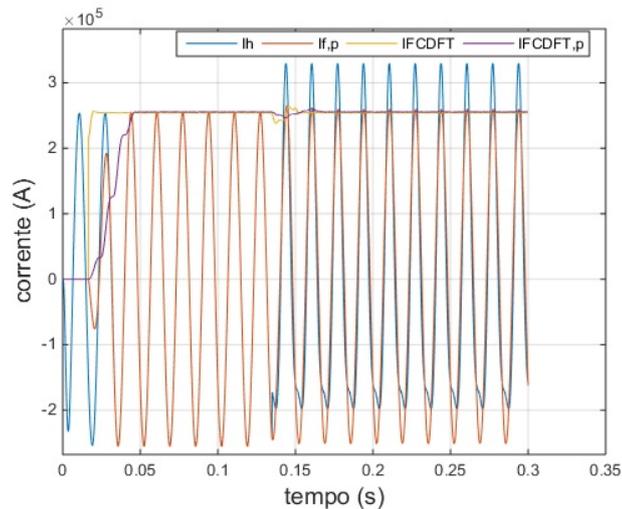


Figura 5.10. Estimação do algoritmo FCDFT Para 2ª harmônica.

Agora analisando o algoritmo HCDFT, algumas vantagens do uso da técnica PTDQ começam a ser visualizadas. De fato, conforme mencionado em capítulos anteriores, o método HCDFT não elimina harmônicas pares, sendo susceptível a erros provenientes das harmônicas analisadas nesta seção. Tal característica é comprovada na Figura 5.11, onde demonstra-se que I_{HCDFT} oscila após a aplicação da harmônica. Assim, ao aplicar a técnica PTDQ, essas oscilações são reduzidas sobremaneira, viabilizando uma estimação mais estável. Novamente, a melhora é nítida, pois as oscilações originalmente presentes na estimação fasorial são quase que eliminadas por completo. Ainda assim, deve-se observar que as oscilações não são eliminadas

em sua totalidade.

Aumentando-se a frequência da harmônica par, não foram verificadas grandes mudanças no cálculo dos fasores, os quais, quando da aplicação da técnica PTDQ, se mostraram estáveis ao longo do tempo com pequenas oscilações, conforme apresentado nas Figuras 5.12, 5.13 e 5.14.

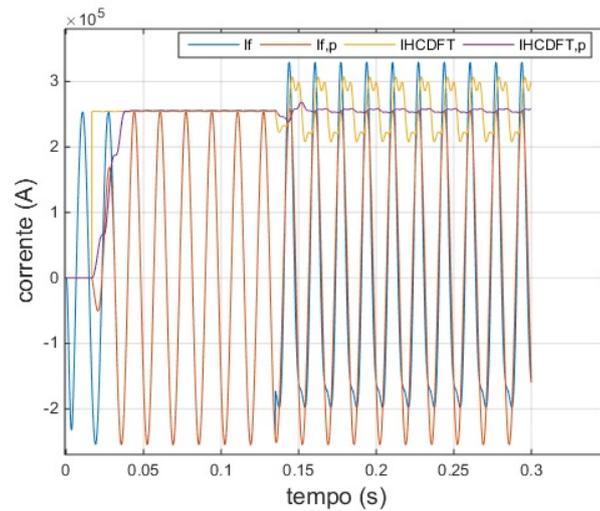


Figura 5.11. Estimação do algoritmo HCDFT para 2ª harmônica.

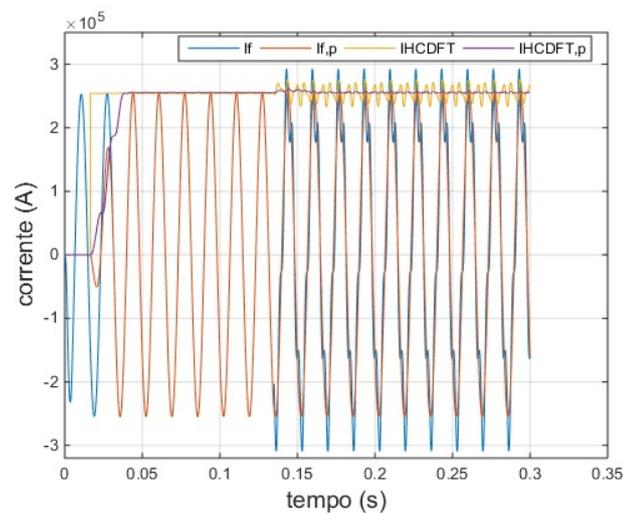


Figura 5.12. Algoritmo HCDFT para a 4ª harmônica.

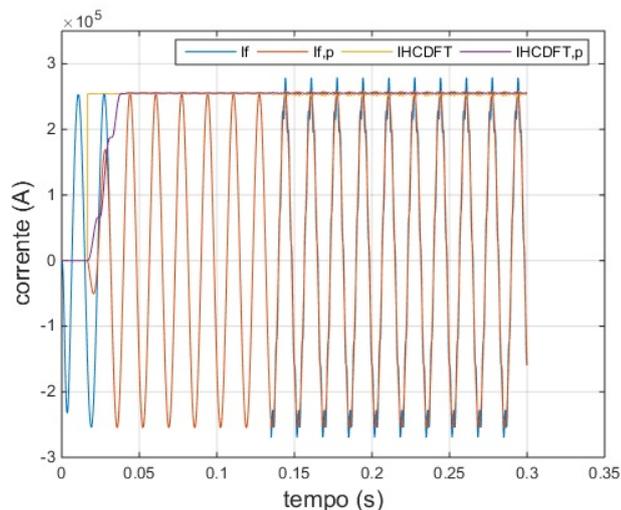


Figura 5.13. Algoritmo HCDFT para a 8ª harmônica.

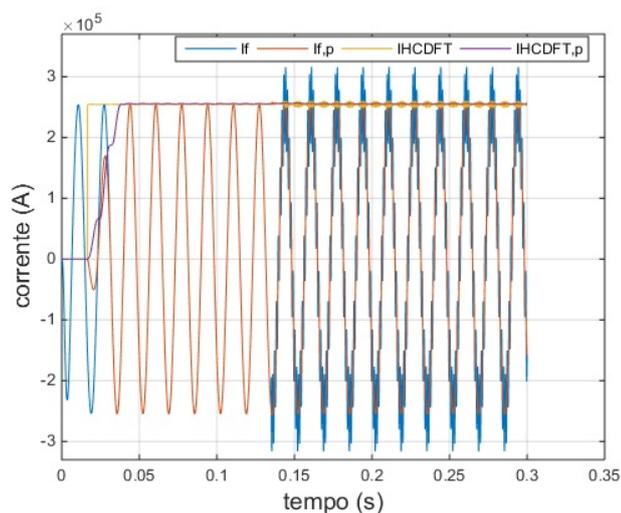


Figura 5.14. Estimação do algoritmo HCDFT para 14ª harmônica.

Por fim, considerou-se o efeito do filtro anti-aliasing, o qual elimina as componentes de frequência mais elevada. Os resultados obtidos são ilustrados nas Figuras 5.15, 5.16 e 5.17 considerando a combinação do filtro anti-aliasing com a técnica PTDQ para sinais com a 4ª, 8ª e 14ª ordens, respectivamente. Percebe-se que, embora as oscilações sejam bastante reduzidas, estas ainda se mostram presentes no sinal avaliado. Isso se deve ao fato de que o filtro anti-aliasing não é ideal, de modo que não elimina completamente as harmônicas. Pela proximidade com a frequência de corte, justifica-se então o fato do caso da harmônica de 4ª ordem oscilar mais que o de 8ª ordem, permitindo concluir que os erros seriam maiores para o caso de frequências harmônicas mais próximas a frequência fundamental.

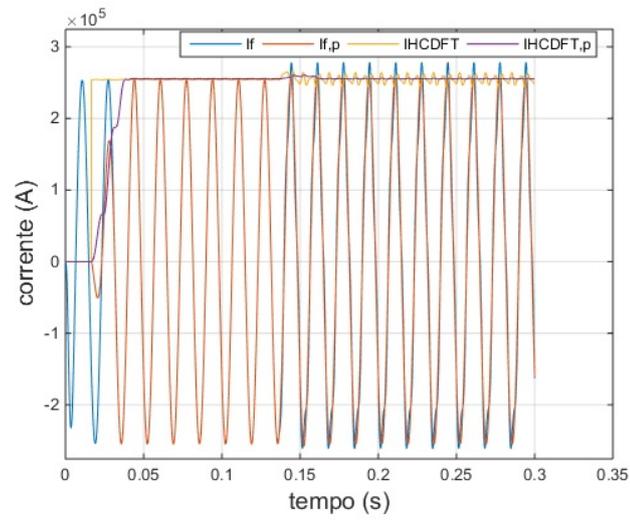


Figura 5.15. Algoritmo HCDFT com filtro anti-aliasing para a 4ª harmônica.

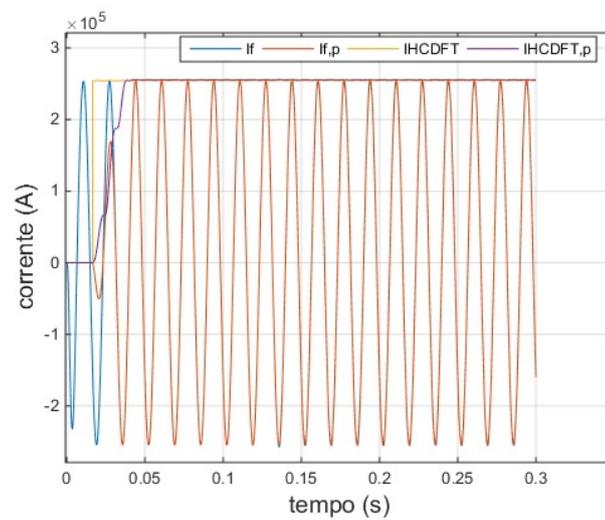


Figura 5.16. Algoritmo HCDFT com filtro anti-aliasing para a 8ª harmônica.

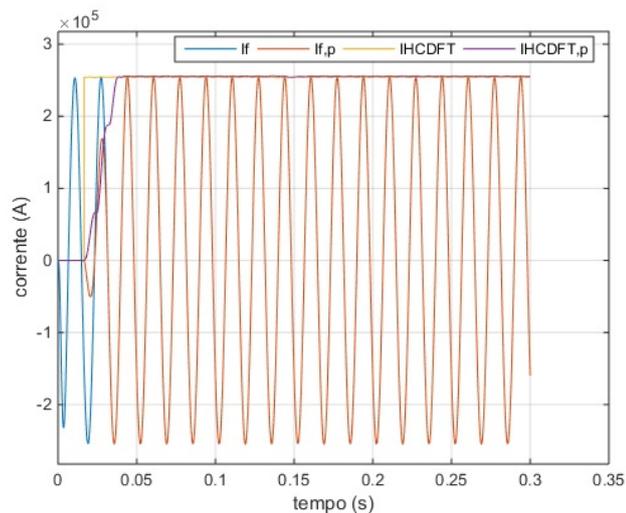


Figura 5.17. Estimação do algoritmo HCDFE com filtro anti-aliasing para 14ª harmônica.

O método de 2 amostras é o sistema mais simples de estimação fasorial e, por utilizar janela curta, também não é capaz de eliminar a 2ª harmônica, conforme ilustrado na Figura 5.18. Para este método, $I_{2am,h}$ tem uma acentuada oscilação, a qual é mais significativa que o método HCDFE. Entretanto, ao aplicar a técnica PTDQ, as harmônicas são atenuadas, fazendo com que $I_{2am,p}$ tenha um resultado melhor. As Figuras 5.19, 5.20 e 5.21 representando a 4ª, 8ª e a 14ª harmônica, respectivamente. Novamente, ao aumentar a frequência da harmônica, a estimação fica pior. Ainda, com a aplicação da técnica PTDQ, as respostas melhoram para o algoritmo de 2 amostras.

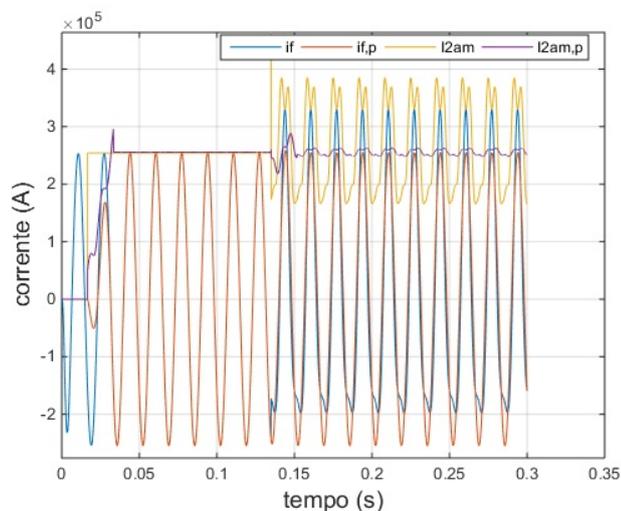


Figura 5.18. Algoritmo de 2 amostras para a 2ª harmônica.

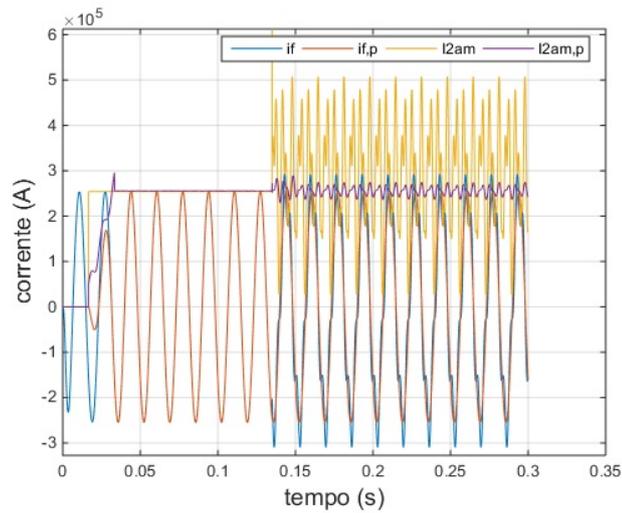


Figura 5.19. Algoritmo de 2 amostras para a 4ª harmônica.

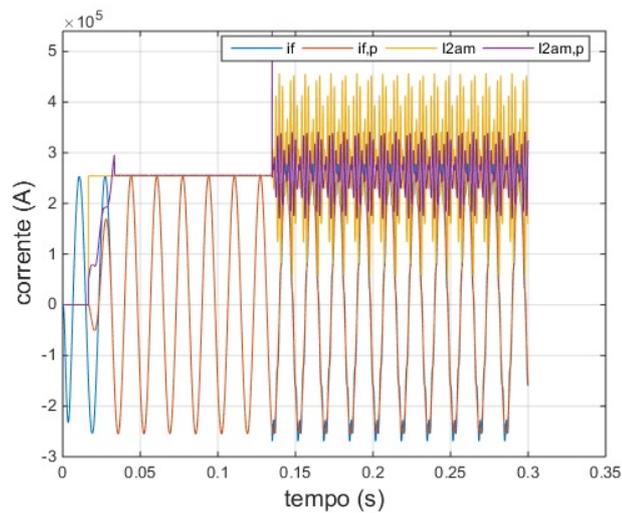


Figura 5.20. Algoritmo de 2 amostras para a 8ª harmônica.

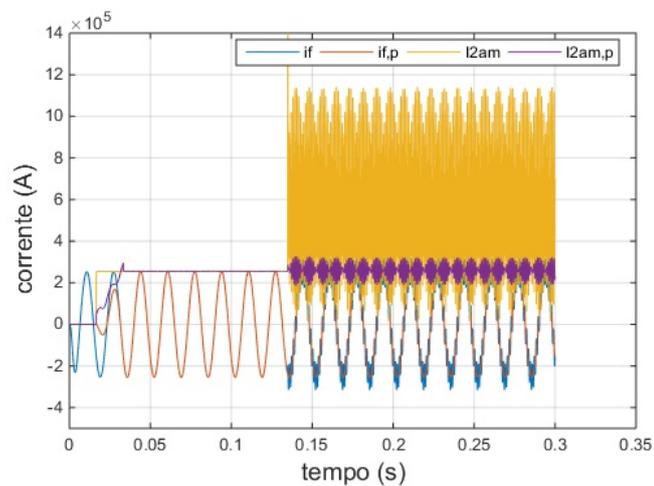


Figura 5.21. Algoritmo de 2 amostras para a 14ª harmônica.

Devido à melhora comprovada na subseção anterior na estimação fasorial usando a combinação do algoritmo de 2 amostras, do filtro anti-aliasing e da técnica PTDQ, repetiu-se a mesma análise para as harmônicas pares. Os resultados são ilustrados nas Figuras 5.22, 5.23 e 5.24 para a aplicação da 4^a, 8^a e 14^a harmônicas, respectivamente.

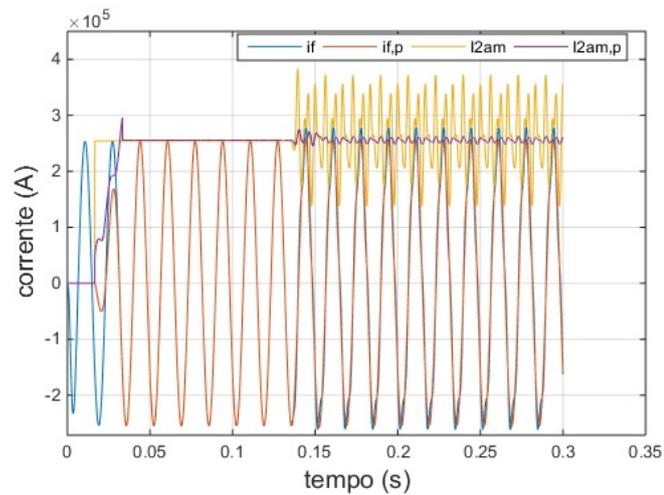


Figura 5.22. Algoritmo de 2 amostras com filtro anti-aliasing para a 4^a harmônica.

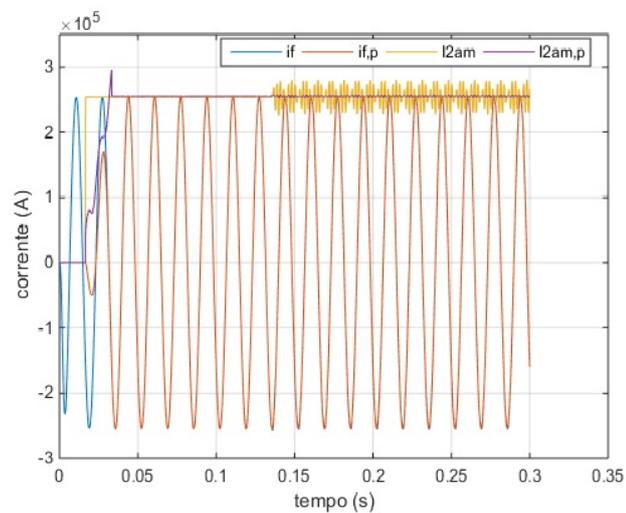


Figura 5.23. Algoritmo de 2 amostras com filtro anti-aliasing para a 8^a harmônica.

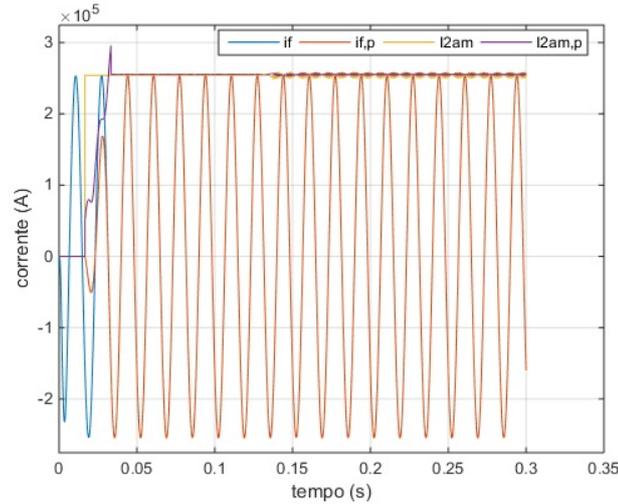


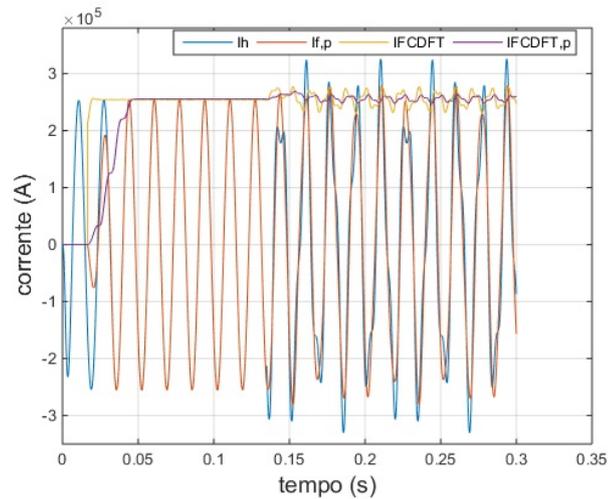
Figura 5.24. Estimação do algoritmo de 2 amostras com filtro anti-aliasing para 14ª harmônica.

Novamente, nota-se que o efeito do filtro passa-baixas anti-aliasing contribui para um melhor desempenho da técnica PTDQ. De fato, ao aplicar a referida solução considerando o efeito do filtro passa-baixas, as oscilações nos fasores reduzem sobremaneira, o que fica ainda mais evidente ao analisar os resultados obtidos para o método de 2 amostras.

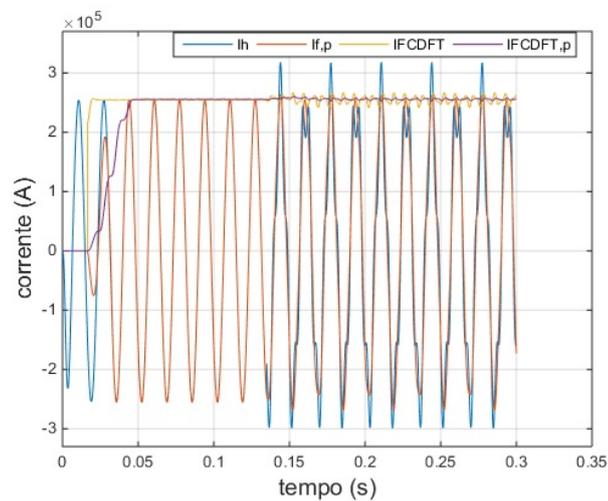
5.2.3 Inter-harmônicas

Para casos em que um sinal elétrico apresenta componentes com frequências múltiplas não inteiras da frequência fundamental, a técnica PTDQ gera seus resultados mais promissores. Isso porque nenhum dos métodos de estimação fasorial avaliados nesse trabalho são capazes de eliminar inter-harmônicas, mesmo o método FCDFE, o qual apresentou o melhor desempenho nos casos anteriores. Na Figura 5.25(a) apresenta-se uma simulação na qual se considerou uma inter-harmônica de 2,4 vezes a frequência fundamental. Do exposto, nota-se que I_{FCDFE} possui oscilações no tempo. Em contrapartida, é notório que $I_{FCDFE,p}$ (módulo do fasor obtido considerando a técnica PTDQ) apresenta uma oscilação bem menor.

Novamente os subscritos I_h e I_f , são a representação da corrente com a harmônica, $I_{f,p}$ é a corrente com harmônica processada pelo método PTDQ, I_{FCDFE} , I_{HCDFE} e I_{2am} são os módulos dos fasores calculados pelos algoritmos “FCDFE”, “HCDFE” e “2 amostras” para o sinal não processado pela Transformada de Park e $I_{FCDFE,p}$, $I_{HCDFE,p}$ e $I_{2am,p}$ com o adicional do subscrito “p” são para o sinal processado pela técnica PTDQ.



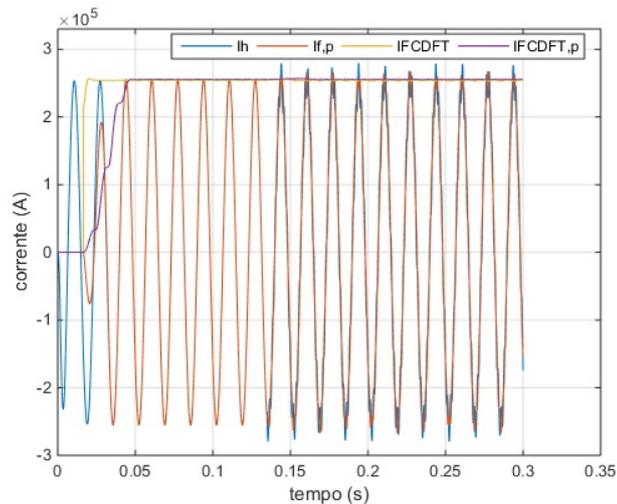
(a)



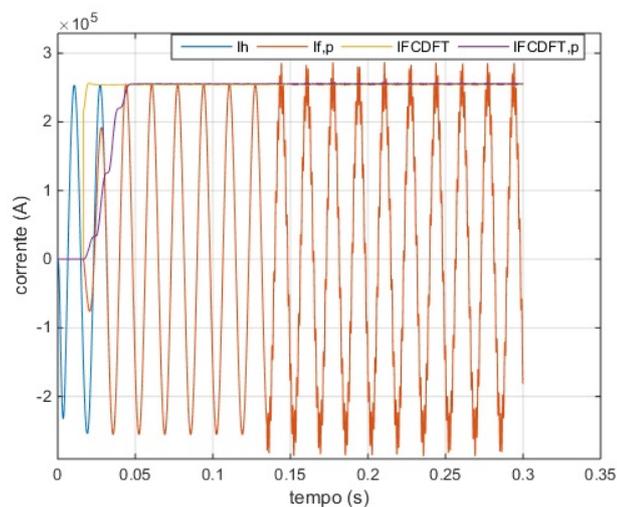
(b)

Figura 5.25. Estimação pelo algoritmo FCDFE: (a) 2,4 harmônica; (b) 3,5 harmônica

As Figuras 5.25(b), 5.26(a) e 5.26(b) são referentes à simulação de inter-harmônicas com frequências iguais a 8,7 e 13,55 vezes a frequência fundamental. Interpreta-se das figuras que, apesar do aumento das oscilações em $I_{FCDFE,p}$, a amplitude demonstra uma pequena influência sobre o método FCDFE, o qual, embora não elimine, promove a atenuação de frequências da inter-harmônicas.



(a)

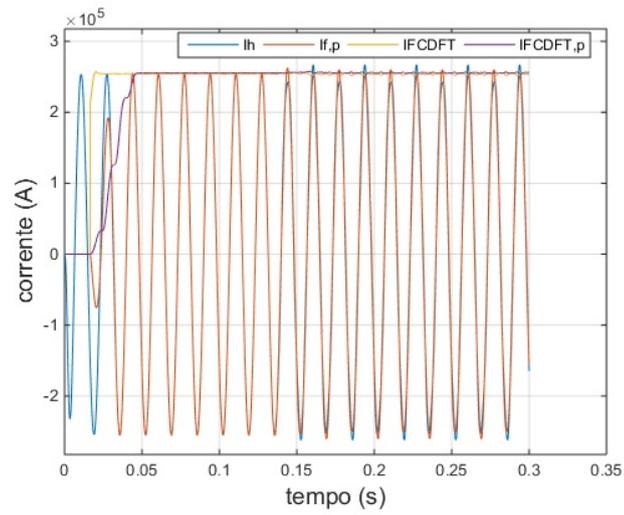


(b)

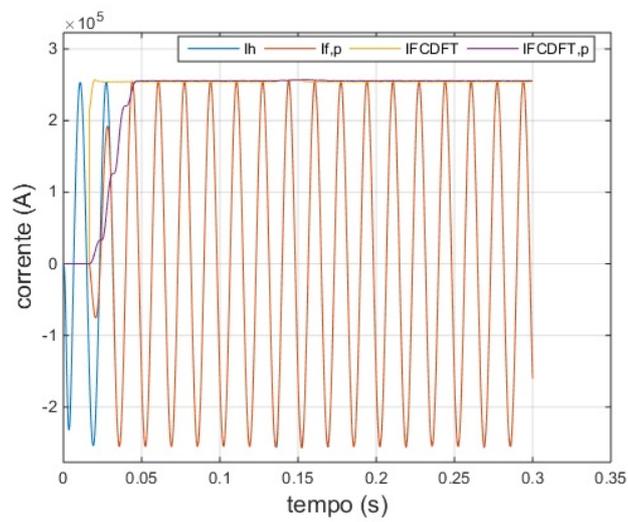
Figura 5.26. Estimação pelo algoritmo FCDFT (a) 8,7 harmônica; (b) 13,55 harmônica.

Os mesmos casos são analisados agora considerando o efeito do filtro anti-aliasing passa-baixas. Os resultados são apresentados nas Figuras 5.27(a), 5.27(b) e 5.28. Novamente, para o método FCDFT, as melhorias não são tão expressivas, ao contrário dos demais métodos que serão ainda avaliados para estes mesmos cenários.

Nas Figuras 5.29(a), 5.29(b), 5.30 e 5.31, pode-se verificar o desempenho do método HCDFT, sem filtro passa-baixas.



(a)



(b)

Figura 5.27. Algoritmo FCDFT com filtro anti-aliasing (a) 3,5 harmônica; (b) 8,7 harmônica

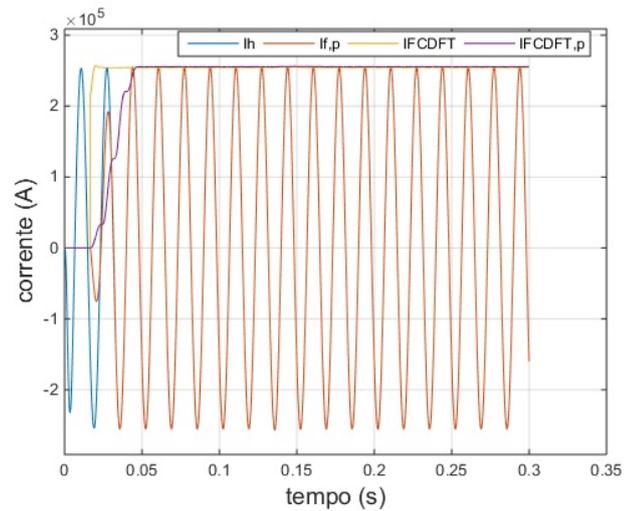
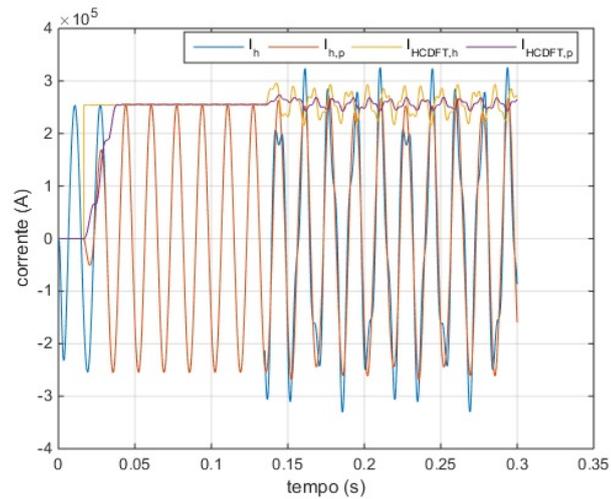
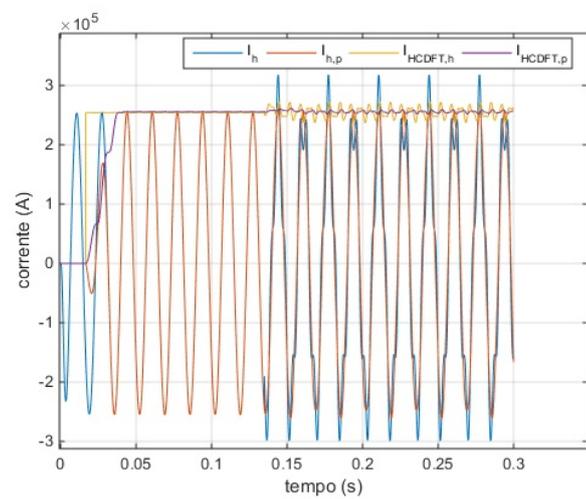


Figura 5.28. Estimação do algoritmo FCDFT com filtro anti-aliasing para 13,55 harmônica.

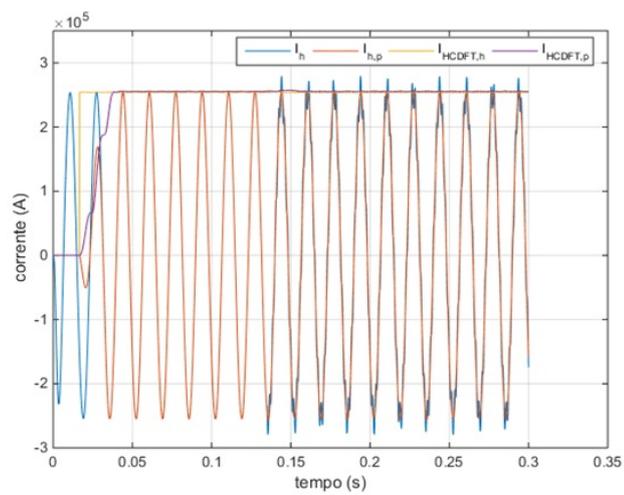
Conforme demonstrado, o algoritmo HCDF^T consegue eliminar apenas as harmônicas ímpares, sendo ineficiente na eliminação de harmônicas pares e inter-harmônicas. Com isso, I_{HCDF^T} possui um comportamento oscilatório. Da mesma forma, $I_{HCDF^{T,p}}}$ também é instável, porém este apresenta uma menor amplitude em sua oscilação. Considerando frequências inter-harmônicas iguais a 2,4, 3,5, 8,7 e 13,55 e repetindo o processo de estimação, sem contemplar os efeitos do filtro passa-baixas, obtêm-se as Figuras 5.29(a), 5.29(b), 5.30 e 5.31, respectivamente. Adicionalmente, nas Figuras 5.32, 5.33 e 5.34, apresentam-se os mesmos casos, porém considerando o efeito dos filtros anti-aliasing.



(a)



(b)

Figura 5.29. Estimação pelo algoritmo HCDFT: (a) 2,4 harmônica; (b) 3,5 harmônica**Figura 5.30.** Estimação pelo algoritmo HCDFT para a inter-harmônica de 8,7.

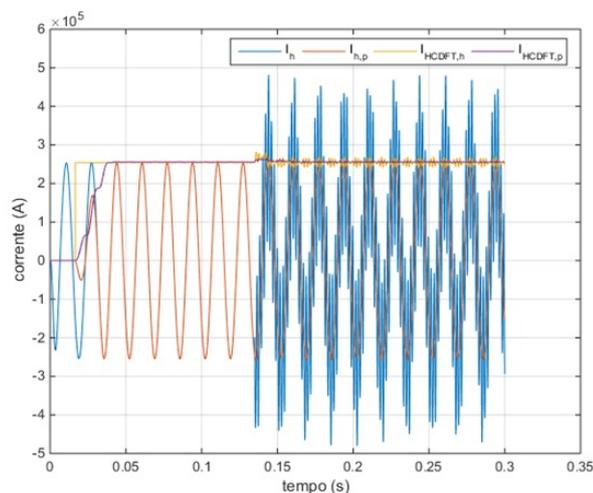


Figura 5.31. Estimação pelo algoritmo HCDFT para a inter-harmônica de 13,55.

Dos casos sem o filtro passa-baixas, verifica-se que existe de fato a influência de inter-harmônicas no método HCDFT. Entretanto, a aplicação da técnica PTDQ reduziu sobremaneira essa influência, viabilizando melhores resultados em todas as situações analisadas. Novamente, ao considerar os efeitos do filtro anti-aliasing, as oscilações nos fasores estimados diminuíram, ficando muito próximos dos resultados obtidos quando considerada a técnica PTDQ.

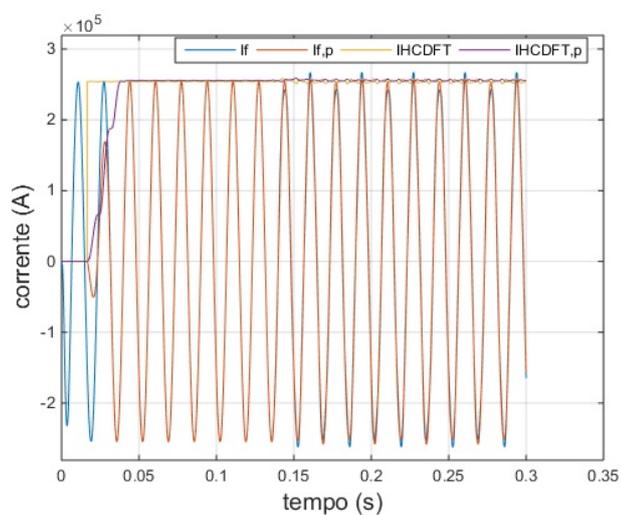


Figura 5.32. Algoritmo HCDFT com filtro anti-aliasing para a inter-harmônica de 3,5 harmônica.

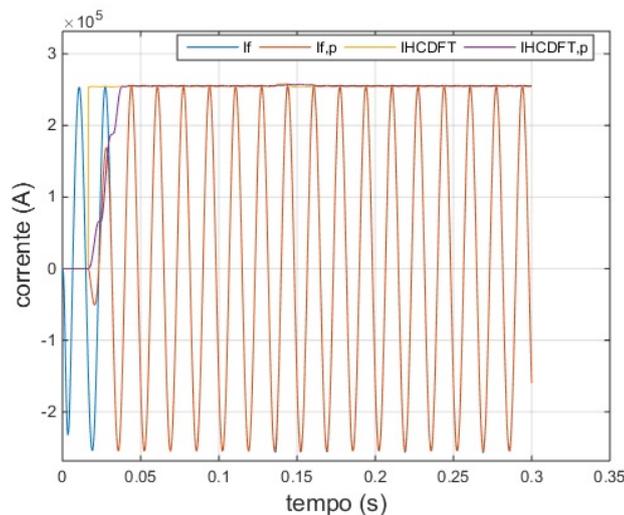


Figura 5.33. Algoritmo HCDFT com filtro anti-aliasing para a inter-harmônica de 8,7 harmônica.

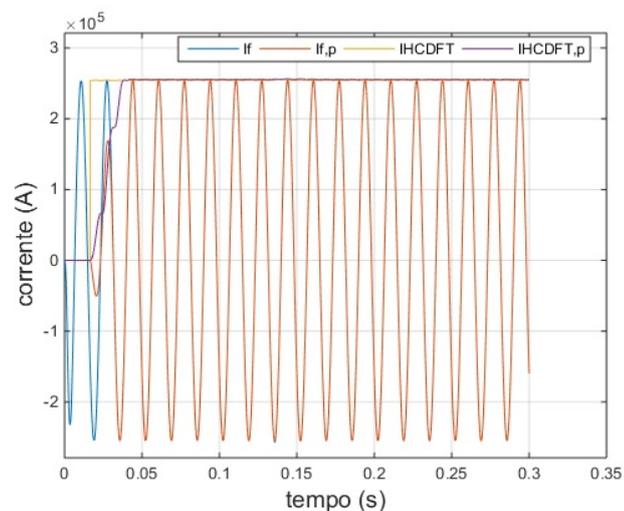
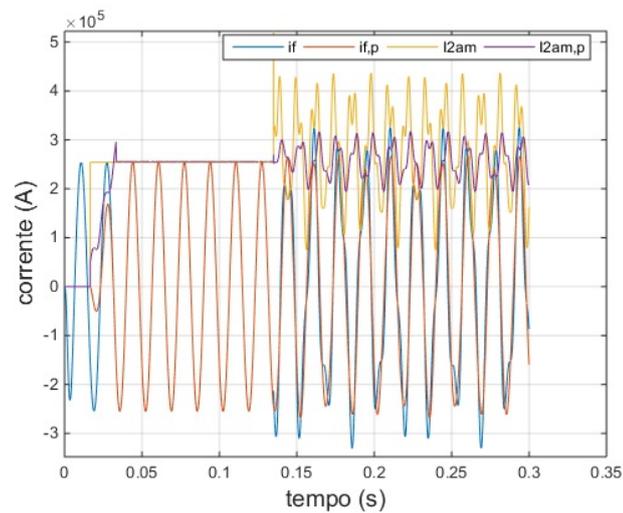


Figura 5.34. Estimação do algoritmo HCDFT com filtro anti-aliasing para 13,55 harmônica.

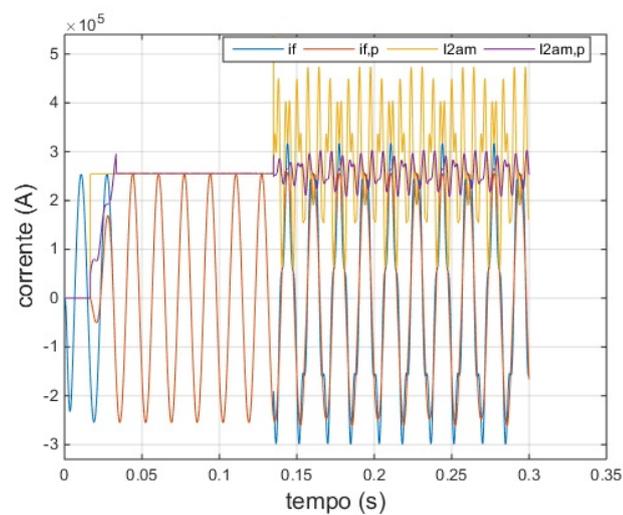
Em última análise, o algoritmo de 2 amostras foi utilizado para estimar os sinais na presença das inter-harmônicas simuladas. Primeiramente, com a inter-harmônica 2,4 vezes maior que a frequência fundamental. Nas Figuras 5.35(a), 5.35(b), 5.36(a) e 5.36(b), apresentam-se os resultados obtidos.

Como já previamente observado, este estimador não possui recursos suficientes para eliminar as harmônicas e inter-harmônicas em um processo de estimação fasorial. Sendo assim, seu comportamento durante este processo não é satisfatório. Porém, conforme ilustrado nos resultados, ao aplicar a técnica PTDQ, as oscilações nos módulos dos fasores estimados são minimizadas, muito embora ainda permaneçam com amplitudes críticas para o processo em estudo. Com isso,

nota-se uma limitação da PTDQ, a qual, embora atenuar componentes não-fundamentais, não demonstra ser capaz, em sua formulação original, de eliminar completamente as harmônicas do sinal. De acordo com o exposto anteriormente, supõe-se que essa limitação esteja relacionada ao processo de cálculo do valor médio das componentes de eixo direto e quadratura, que são utilizadas no processo de estimação da componente fundamental.

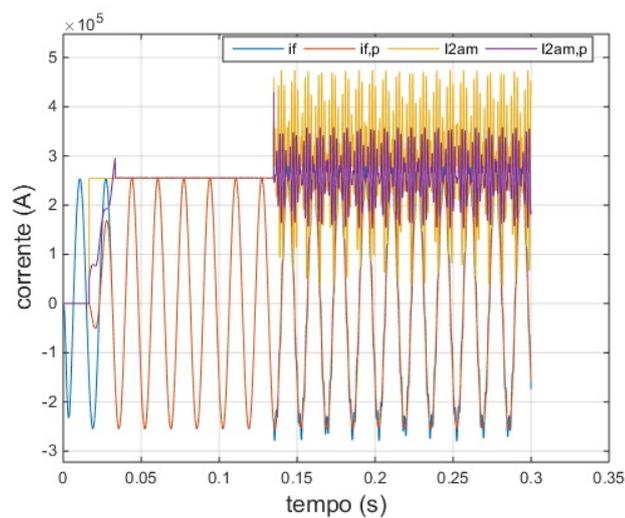


(a)

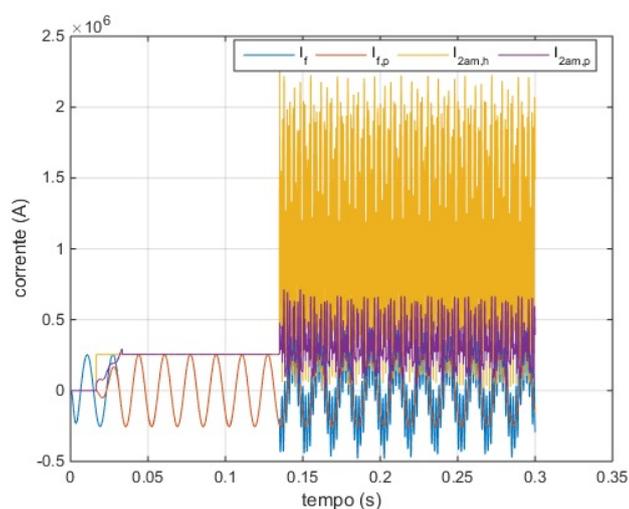


(b)

Figura 5.35. Estimação pelo algoritmo de 2 amostras: (a) 2,4 harmônica; (b) 3,5 harmônica.



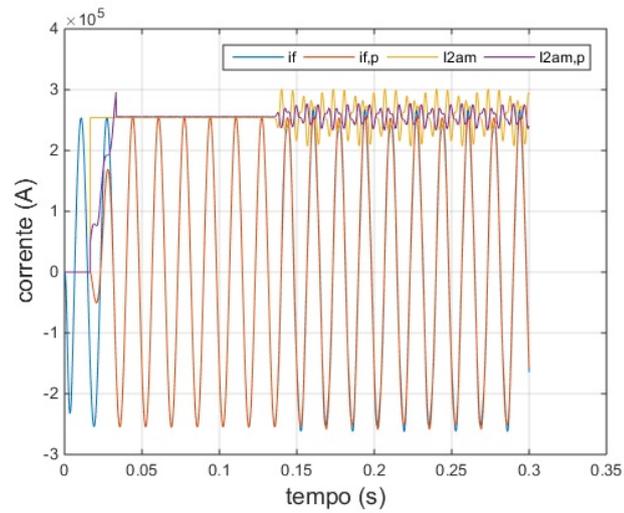
(a)



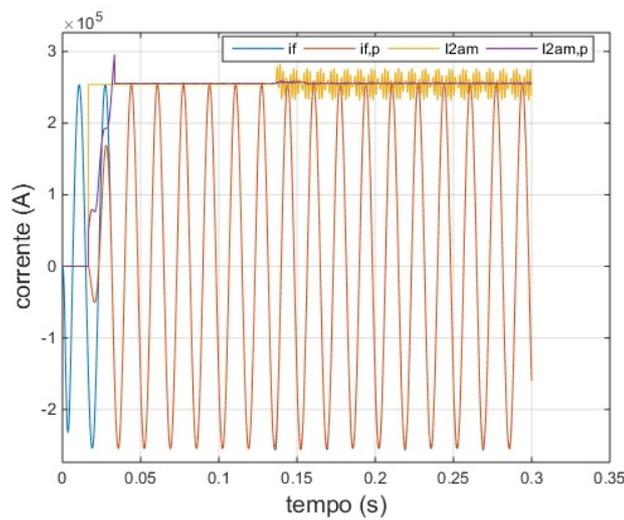
(b)

Figura 5.36. Estimação pelo algoritmo de 2 amostras: (a) 8,7 harmônica; (b) 13,55 harmônica.

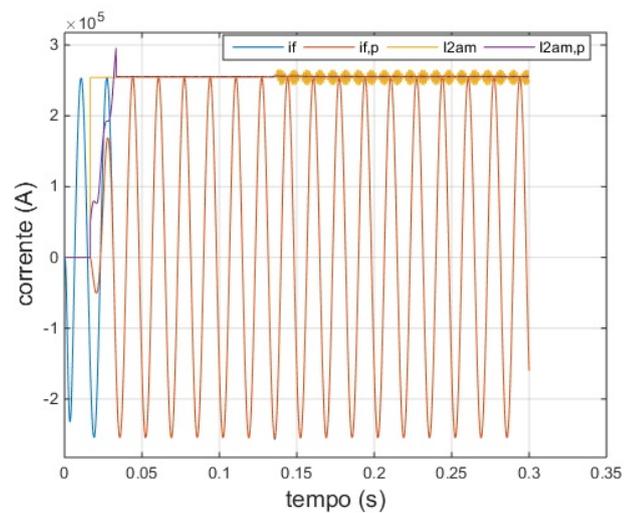
Ao incluir a filtragem por parte do filtro anti-aliasing, os resultados melhoram, conforme demonstrado nas Figuras 5.37(a), 5.37(b) e 5.37(c). De fato, uma vez que o filtro passa-baixas atenua as componentes de frequência elevada, a técnica PTDQ consegue calcular de forma mais precisa o valor médio das saídas da TDQ, resultando em um processo de estimação mais confiável, mesmo em situações de inter-harmônicas. Neste contexto, cabe destacar que o algoritmo de 2 amostras, considerado inapto a funcionar em aplicações reais, passa a ter um desempenho satisfatório quando combinado com o filtro anti-aliasing.



(a)



(b)



(c)

Figura 5.37. Estimação do algoritmo de 2 amostras com filtro anti-aliasing para: (a) 3,5 harmônica; (b) 8,7 harmônica; (c) 13,55 harmônica.

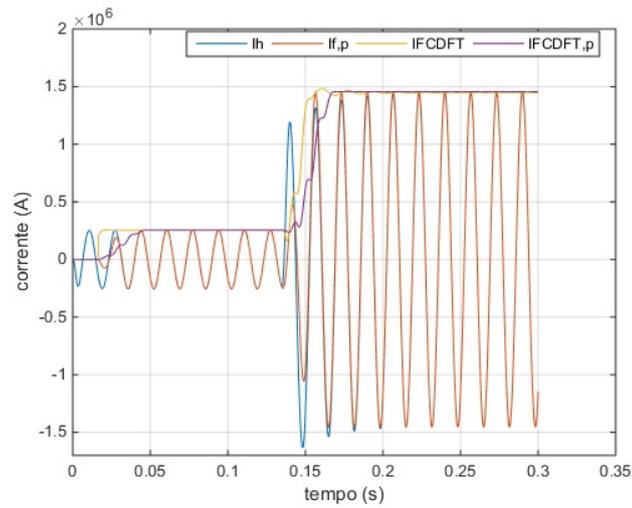
5.2.4 Curto-circuito Trifásico

As primeiras análises envolvendo curtos-circuito, foram realizadas considerando um sinal trifásico com falta. Conforme reportado na literatura, os sinais com falta podem apresentar uma componente CC de decaimento exponencial, cuja amplitude depende, dentre outros fatores, do ângulo de incidência do curto. Nesta primeira etapa da avaliação, foram considerados curtos trifásicos com ângulos de incidência de 90 e 0 graus, os quais resultaram em situações de baixa e alta componentes CC de decaimento exponencial, respectivamente.

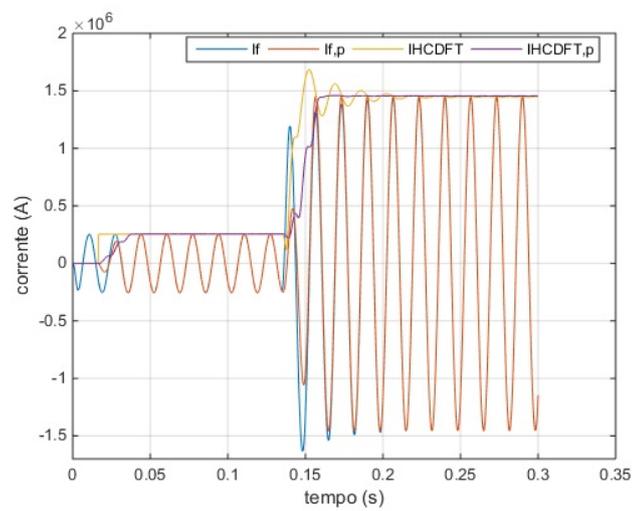
Para estes resultados o subscrito I_f , representa a corrente faltosa, $I_{f,p}$ é a corrente com falta processada pelo método PTDQ, I_{FCDFE} , I_{HCDFE} e I_{2am} são os módulos dos fasores calculados pelo algoritmos “FCDFE”, “HCDFE” e “2 amostras” para o sinal de curto não processado pela Transformada de Park e $I_{FCDFE,p}$, $I_{HCDFE,p}$ e $I_{2am,p}$ com o adicional do subscrito “p” são para o sinal processado pela técnica PTDQ.

Apesar das faltas trifásicas não possuírem as componentes de sequência negativa e zero (ou seja, só existe componente de sequência positiva), optou-se por seguir por inteiro o método descrito em Soliman et al. (2004).

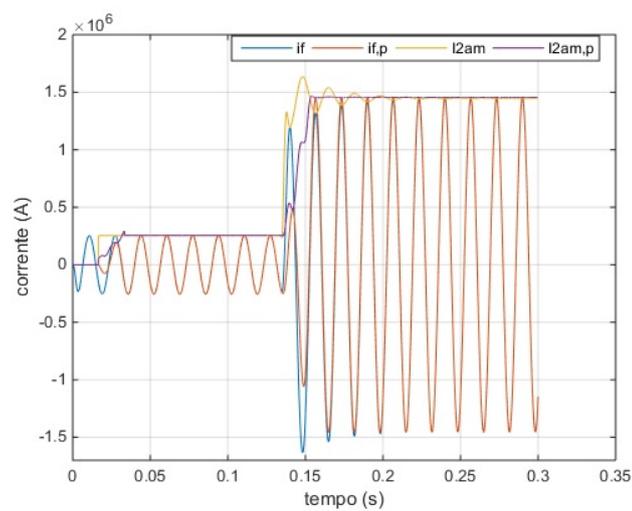
As Figuras 5.38(a), 5.38(b) e 5.38(c) apresentam a falta trifásica com alta componente CC de decaimento exponencial e os respectivos módulos dos fasores estimados com e sem a técnica PTDQ. Visualmente, é perceptível a atenuação da componente CC no caso para o sinal pré-processado usando a técnica PTDQ. Porém, nota-se que ao usar apenas os métodos de estimação, a convergência dos módulos calculados ocorre mais rapidamente, demonstrando que o uso da técnica PTDQ impõe um atraso adicional aos algoritmos. De fato, por requerer o cálculo do valor médio das saídas da TDQ, o atraso do processo de estimação de fasores quando utilizada a técnica PTDQ passa a ser a soma das janelas do algoritmo de estimação e da janela usada no cálculo do valor médio. Assim, se o valor médio é estimado considerando uma janela de um ciclo, o uso das combinações FCDFT+PTDQ, HCDFT+PTDQ e 2 amostras+PTDQ resultam em atrasos de dois ciclos, um ciclo e meio, e um ciclo mais duas amostras, respectivamente. Ainda assim, deve-se destacar que os métodos HCDFT e de 2 amostras, os quais oscilaram de forma significativa quando da utilização dos sinais originais como entradas, passaram a ter um melhor comportamento após a aplicação da técnica PTDQ.



(a)



(b)



(c)

Figura 5.38. Falta trifásica com incidência de 0 graus: (a) FCDFT; (b) HCDFT; (c) 2 amostras.

Prosseguindo com o estudo, foram feitas as simulações para o curto trifásico com baixa exponencial, cujos resultados são apresentados nas Figuras 5.39, 5.40(a) e 5.40(b). Nesta situação, a problemática dos atrasos adicionais impostos pela técnica PTDQ ficam mais evidentes, visto que mesmo os algoritmos FCDFE, HCDFE e de 2 amostras não são afetados de forma relevante pelo período de transição do regime de pré-falta para o de falta. Ainda assim, demonstra-se que mesmo o baixo conteúdo da componente CC de decaimento exponencial promove oscilações nos fasores, as quais são reduzidas após a aplicação da técnica PTDQ. De fato, em detrimento do atraso imposto pela técnica PTDQ proposta em Soliman et al. (2004) e Soliman & Belkhat (2006), deve-se destacar que em todos os casos, o uso da referida técnica melhorou a estabilização dos fasores nos cenários em que o sinal apresentava uma alta componente exponencial, sem comprometer a convergência dos fasores nos casos de baixa componente exponencial.

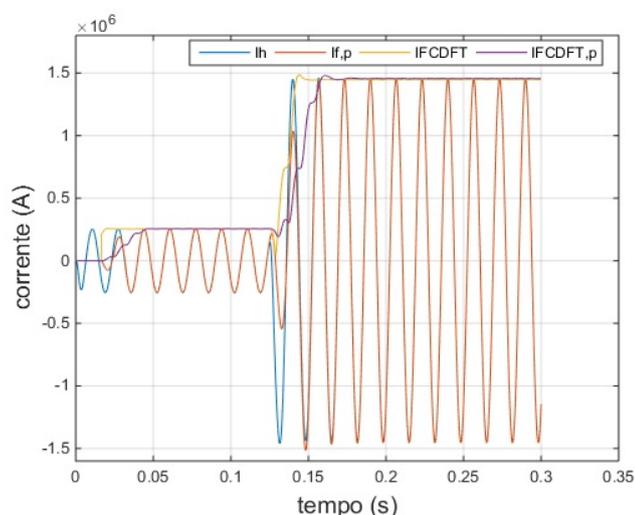
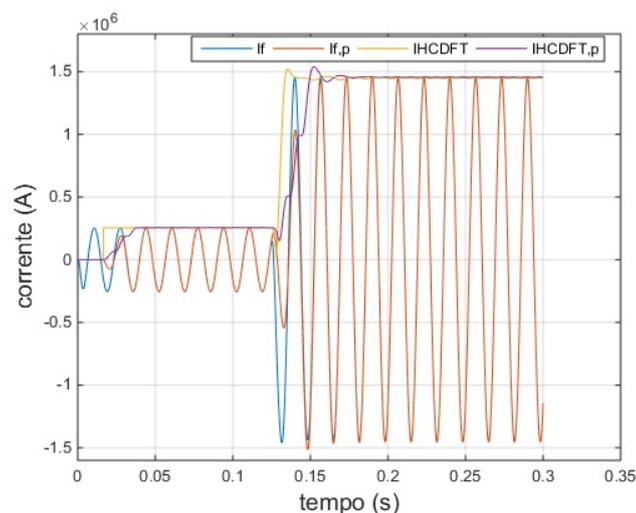
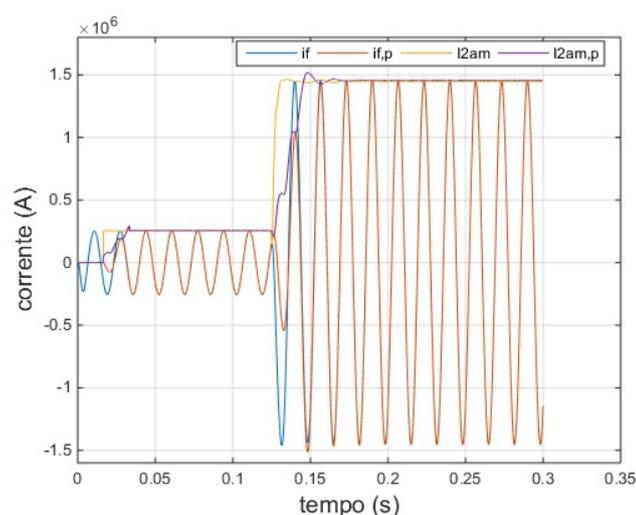


Figura 5.39. Falta trifásica com incidência de 90 graus para o algoritmo FCDFE.



(a)



(b)

Figura 5.40. Falta trifásica com incidência de 90 graus: (a) HCDFE; (b) 2 amostras.

5.2.5 Curto-circuito Bifásico

Prosseguindo com as simulações, a falta analisada nesta subsecção é do tipo bifásico sem terra. Como já previamente demonstrado, no cálculo das componentes simétricas deste curto-circuito, a componente de sequência zero, assim como na falta trifásica, é nula. Entretanto, novamente, optou-se por aplicar todo o procedimento da técnica PTDQ calculando as componentes de sequência positiva, negativa e zero para obtenção das componentes no domínio das fases.

Para análise dos resultados os subscritos considerados foram, I_f , que representa a corrente faltosa, $I_{f,p}$ é a corrente com falta processada pelo método PTDQ, I_{FCDFE} , I_{HCDFE} e I_{2am} são

os módulos dos fasores calculados pelos algoritmos “FCDFE”, “HCDFE” e “2 amostras” para o sinal de curto não processado pela Transformada de Park e $I_{FCDFE,p}$, $I_{HCDFE,p}$ e $I_{2am,p}$ com o adicional do subscrito “p” são para o sinal processado pela técnica PTDQ.

A Figura 5.41 mostra a diferença entre as fases de um sinal faltoso com uma alta componente de decaimento exponencial filtrado pela técnica PTDQ e outro que não passou pelo mesmo processo. Os sinais I_a , I_b e I_c demoram alguns ciclos para alcançarem seu valor de regime permanente, enquanto que $I_{a,p}$, $I_{b,p}$ e $I_{c,p}$ alcançam seu valor de regime permanente mais rapidamente. Igualmente ao caso anterior, esta atenuação da componente CC melhora a operação dos algoritmos HCDFE, FCDFE e de 2 amostras, viabilizando uma melhor estimacão dos fasores. As Figuras 5.42(a), 5.42(b) e 5.42(c) corroboram com esta afirmacão, uma vez que os módulos $I_{FCDFE,p}$, $I_{HCDFE,p}$ e $I_{2am,p}$ alcançam seu valor final com menores oscilações, se comparados com os módulos I_{FCDFE} , I_{HCDFE} e I_{2am} . Deste resultado, é possível perceber que a atenuação da componente CC de decaimento exponencial é vantajosa para todos os algoritmos de estimacão fasorial, especialmente para os que são incapazes de eliminá-la por conta própria.

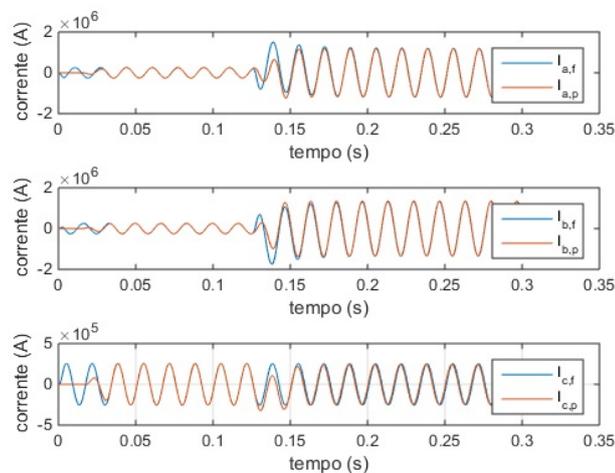
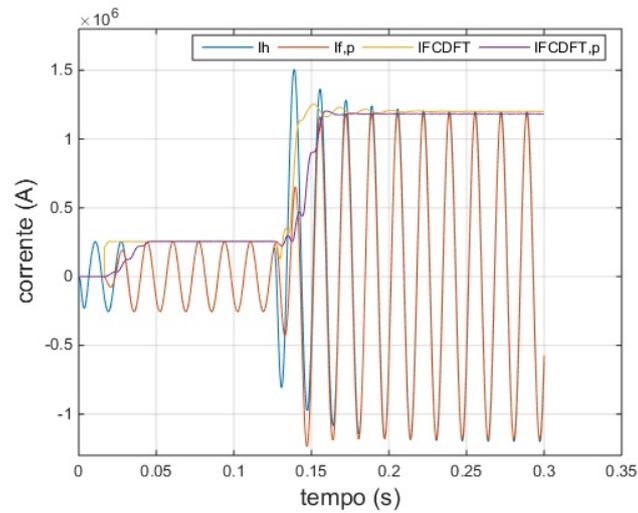
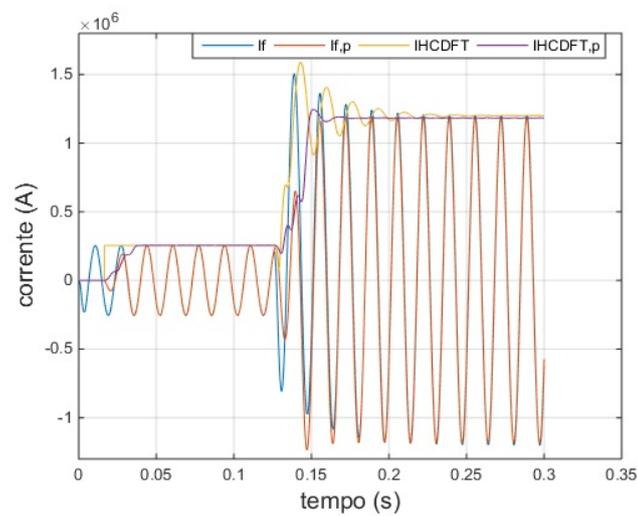


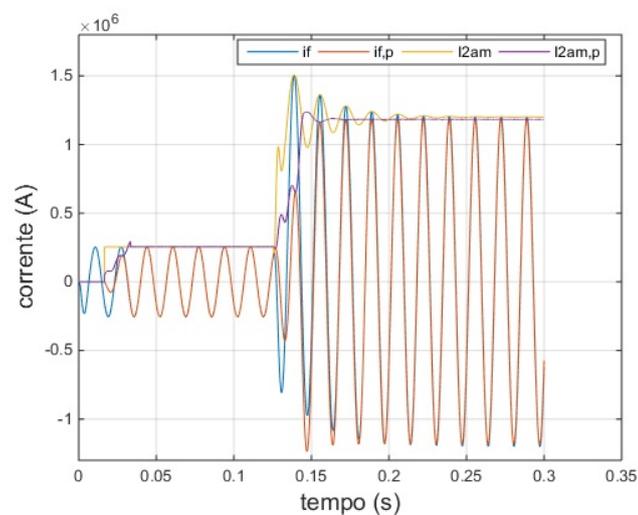
Figura 5.41. Curto bifásico com alta exponencial com e sem o processamento pela PTDQ.



(a)



(b)



(c)

Figura 5.42. Falta bifásica com incidência de 0 grau para: (a) FCDFT; (b) HCDFD; e (c) algoritmo de 2 amostras.

No caso para a falta bifásica com um ângulo de incidência de 90° , as correntes afetadas pelo curto-circuito passam rapidamente pelo regime transitório, alcançando em poucos milésimos de segundo o seu valor final, como mostrado na Figura 5.43. Sendo assim, contrapondo a melhora relacionada à redução das oscilações do caso com alta componente CC, evidencia-se nas Figuras 5.44, 5.45(a) e 5.45(b) a desvantagem da técnica PTDQ em relação aos atrasos adicionais na estimação fasorial. De fato, novamente, os sinais pré-processados apresentam um atraso proporcional ao tamanho da janela de média utilizada.

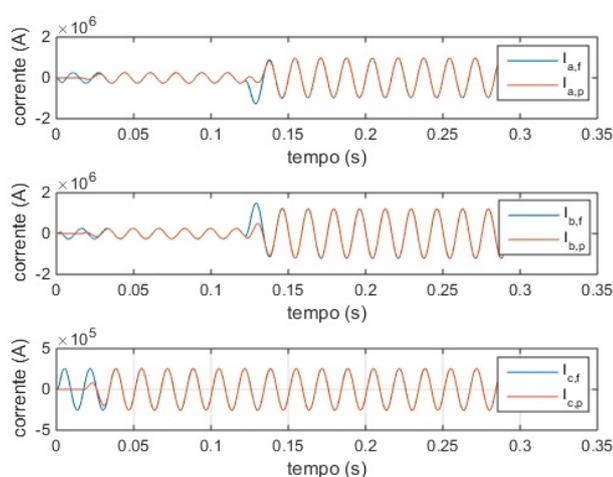


Figura 5.43. Curto bifásico com baixa exponencial com e sem o processamento pela PTDQ.

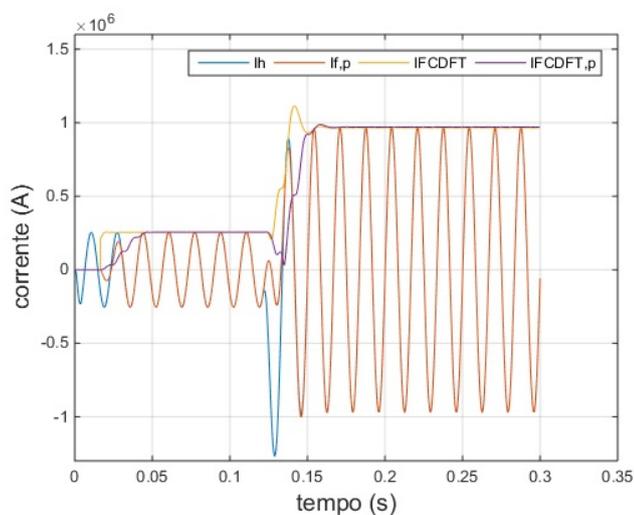
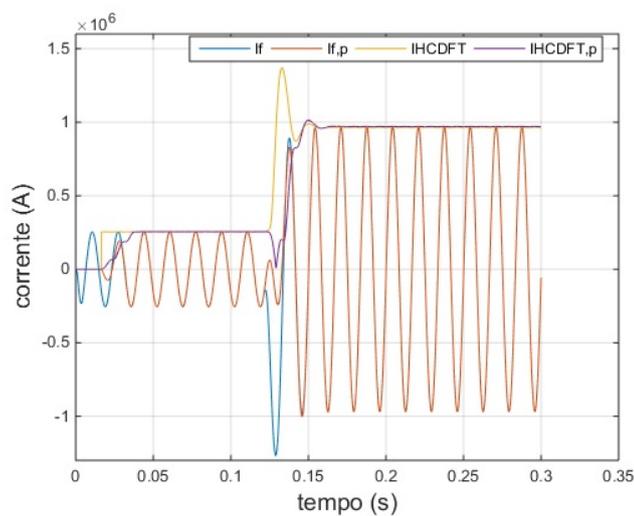
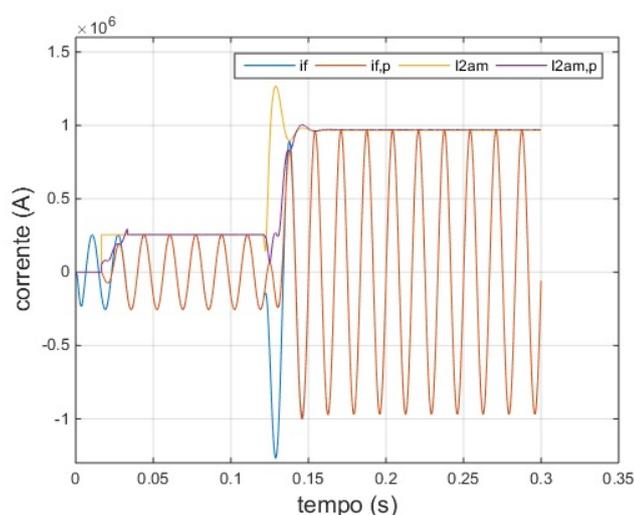


Figura 5.44. Falta bifásica com incidência de 90 grau para o algoritmo FCDFT.



(a)



(b)

Figura 5.45. Falta bifásica com incidência de 90 grau para: (a) HCDFT; e (b) algoritmo de 2 amostras.

Ainda das figuras apresentadas nesta seção, de ambos os casos de alto e baixo CC offset, percebe-se um pequeno erro inerente ao método de Park, fazendo com que o pico do sinal processado seja um pouco menor que o sinal faltoso em seu estado final. Analisando os valores de pico do sexto ciclo após o curto, verifica-se os erros entre os sinais originais e pré-processados não ultrapassam 2,23%.

5.2.6 Curto-Circuito Bifásico-Terra

As Figuras 5.46, 5.47 e 5.48 simuladas para o caso de falta bifásica-terra com alto decaimento exponencial mostram que, igualmente aos casos anteriores, o cálculo fasorial efetuado pelas

técnicas FCDFT, HCDFT e 2 amostras são mais velozes para alcançarem a estabilidade em sua estimação, se comparado com as suas respectivas aplicações em conjunto com a técnica PTDQ. Os motivos dessa constatação já foram explicados anteriormente. Novamente, dos resultados, como o sinal de corrente possui uma componente CC de decaimento exponencial alta, o próprio sinal de corrente demora para atingir seu regime permanente. Neste novo cenário, entretanto, demonstra-se mais uma vez que, embora atrase o processo de estimação de fasores, a técnica PTDQ reduz as oscilações decorrentes da componente CC de decaimento exponencial, dando indícios que, se existir uma forma de calcular as médias das saídas da TDQ de forma mais rápida, seria possível obter soluções vantajosas.

Relembrando os subscritos, que para este caso de curto são iguais ao do caso de falta anterior, sendo I_f , representa a corrente faltosa, $I_{f,p}$ é a corrente com falta processada pelo método PTDQ, I_{FCDFT} , I_{HCDFT} e I_{2am} são os módulos dos fasores calculados pelos algoritmos “FCDFT”, “HCDFT” e “2 amostras” para o sinal de curto não processado pela Transformada de Park e $I_{FCDFT,p}$, $I_{HCDFT,p}$ e $I_{2am,p}$ com o adicional do subscrito “p” são para o sinal processado pela técnica PTDQ.

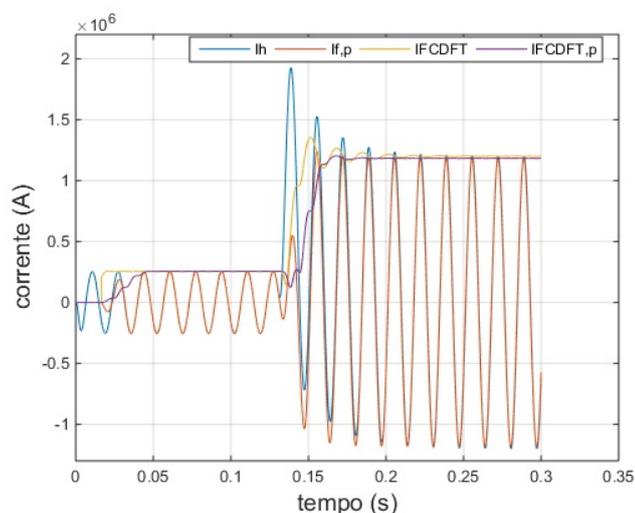


Figura 5.46. Falta bifásica-terra com incidência de 0 grau para o algoritmo FCDFT

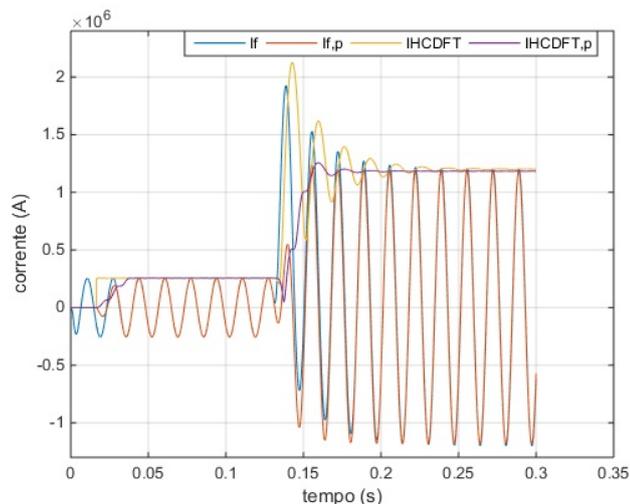


Figura 5.47. Falta bifásica-terra com incidência de 0 grau para o algoritmo HCDFT

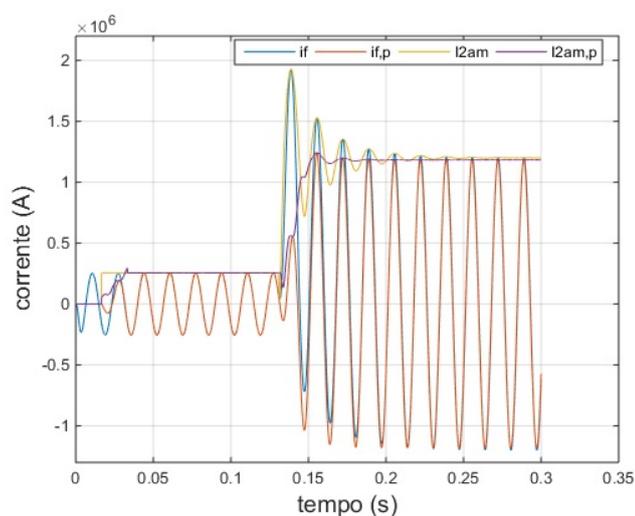


Figura 5.48. Falta bifásica-terra com incidência de 0 grau para o algoritmo de 2 amostras.

Em relação aos casos de faltas bifásicas-terra com alta exponencial, pode-se dizer que as conclusões são semelhantes às obtidas a partir dos casos de faltas bifásicas sem terra. Entretanto, de um modo geral, do exposto até então, nota-se que para faltas com conexão para o terra, nas quais existe a componente de sequência zero, verifica-se um pequeno desvio no regime permanente das correntes quando utilizada a técnica PTDQ. Essa constatação será confirmada posteriormente quando da análise de faltas monofásicas. Dessa verificação, percebe-se um indício que a presença da sequência zero é problemática quando da construção dos sinais no domínio de fases.

5.2.7 Curto-Circuito Monofásico

A falta monofásica é o caso mais crítico dentre as faltas para a técnica PTDQ, especialmente pela questão relacionada à componente de sequência zero. Os resultados obtidos são apresentados na Figura 5.49.

Os subscritos utilizados nos gráficos foram o I_f , representando a corrente faltosa, $I_{f,p}$ é a corrente com falta processada pelo método PTDQ, I_{FCDFT} , I_{HCDFT} e I_{2am} são os módulos dos fasores calculados pelos “FCDFT”, “HCDFT” e “2 amostras” para o sinal de curto não processado pela Transformada de Park e $I_{FCDFT,p}$, $I_{HCDFT,p}$ e $I_{2am,p}$ com o adicional do subscrito “p” são para o sinal processado pela técnica PTDQ.

Do exposto, nota-se que o sinal filtrado é deformado, de tal forma que as três fases após o procedimento de filtragem tem suas amplitudes alteradas de forma erroneamente. Dada essa nova configuração dos sinais com a técnica PTDQ, os algoritmos FCDFT, HCDFT e de 2 amostras, acabam se tornando ineficazes. De fato, embora em Soliman et al. (2004) demonstre-se que o cálculo da componente de sequência positiva é satisfatória, a estimação das grandezas de fase se torna problemática, especialmente quando do envolvimento da sequência zero, conforme demonstrado nas Figuras 5.50(a), 5.50(b) e 5.50(c).

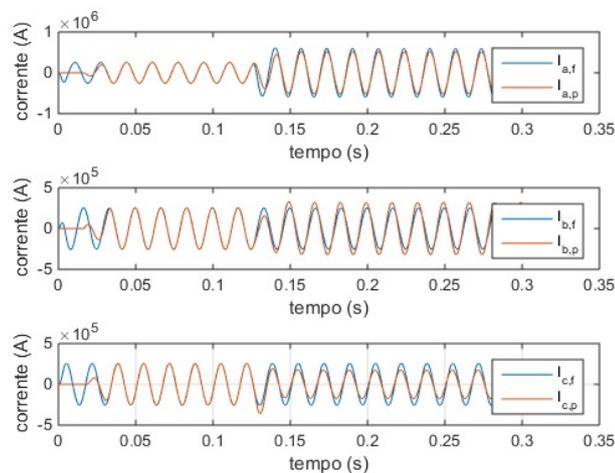
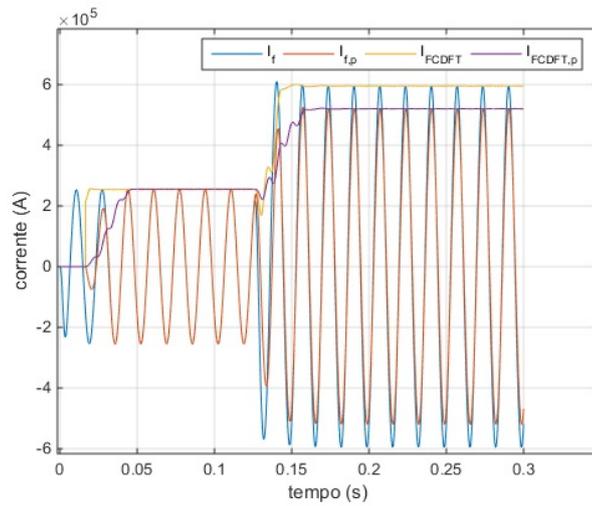
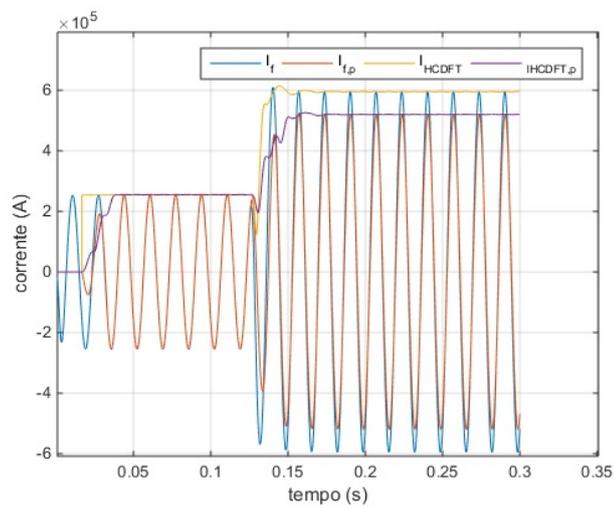


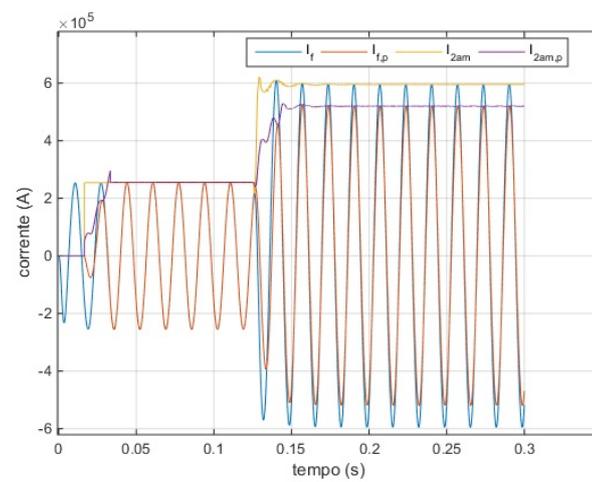
Figura 5.49. Falta monofásica.



(a)



(b)



(c)

Figura 5.50. Falta monofásica: (a) FCDFT; (b) HCDFT; e (c) algoritmo de 2 amostras.

De acordo com os resultados apresentados, percebe-se que a aplicação da técnica PTDQ merece maiores estudos em relação a sua aplicação para estimar componentes de fase. De fato, em casos nos quais a sequência zero existe, as estimações não foram eficientes. Entretanto, não se pode tirar o mérito da técnica em outros casos, nos quais proporcionou uma melhor eliminação das harmônicas, inter-harmônicas e componente CC de decaimento exponencial.

Em trabalhos futuros, espera-se desenvolver soluções para os problemas encontrados, a exemplo dos relacionados à presença da sequência zero e aos atrasos impostos pela janela de média.

CONCLUSÕES E PROPOSTAS

Neste trabalho, realizou-se o estudo das vantagens e desvantagens do uso da transformada de Park como uma etapa de pré-processamento de sinais medidos em sistemas elétricos durante o processo de estimação fasorial. A técnica, denominada neste trabalho de PTDQ, foi aplicada em conjunto com três métodos diferentes de estimação de fasores: FCDFT, HCDFT e um método de 2 amostras. Dentre os cenários avaliados, foram consideradas situações nas quais os sinais medidos contêm conteúdo harmônico (pares e ímpares) e inter-harmônico bem como situações de faltas, analisando casos de alta e baixa componente CC de decaimento exponencial para os diferentes tipos de curto-circuito.

As simulações foram realizadas considerando as mais diversas situações que um sistema elétrico pode enfrentar, viabilizando a identificação fatores de grande relevância que devem ser mencionados em relação à técnica PTDQ. O primeiro é que, apesar de bons resultados, o pré-processamento do sinal, que tem por intuito eliminar todas as componentes deste que diferem da frequência fundamental do sistema, não são completamente eliminados, muito embora os efeitos destas componentes sejam minimizados em relação aos casos de não aplicação da técnica PTDQ. Por isso, promove-se uma melhora dos algoritmos em relação às oscilações nos fasores decorrentes de casos de alta componente CC de decaimento exponencial. De fato, os algoritmos baseados na Transformada Discreta de Fourier de um e meio ciclo e o de 2 amostras não são capazes de eliminar completamente esta componente.

Com a atenuação da componente CC pelo método baseado na TDQ, os algoritmos de estimação se tornam mais eficientes no quesito oscilações no período de transição entre o regime permanente e o regime de falta. Porém, em detrimento dessa melhora, os algoritmos se tornam mais lentos, em decorrência da janela de média aplicada. Tal fato é identificado como uma desvantagem da técnica PTDQ, visto que a velocidade de convergência dos fasores está diretamente relacionada à velocidade das funções de proteção baseadas na análise de componentes

fundamentais.

A avaliação dos dados colhidos sobre as componentes harmônicas e inter-harmônicas no método estudado, orientam para algumas importantes conclusões. Novamente não há uma completa extinção das harmônicas, mas sim uma forte atenuação destas. Os algoritmos mais robustos como o FCDFE e o HCDFT conseguem eliminar as harmônicas ímpares, portanto, para este caso, a técnica PTDQ não se mostrou vantajosa. Porém, para esta mesma situação, o método PTDQ melhora a estimação fasorial de algoritmos mais simples, a exemplo do de 2 amostras analisado. De fato, sem a técnica PTDQ, o método de 2 amostras se mostrou inviável, fato este que mudou após o pré-processamento dos sinais via TDQ. Ainda assim, como uma constatação promissora, identifica-se que a técnica PTDQ pode colaborar na eliminação de inter-harmônicas, problema este que não é resolvido com a utilização de técnicas clássicas.

Com os dados colhidos e avaliados nesta obra, conclui-se que esta é uma técnica promissora, mas que requer mais estudos até ser consolidada no âmbito da estimação de componentes no domínio de fases. Apesar de alguns bons resultados, as desvantagens não se mostram comprometedoras para aplicações práticas, de modo que, para trabalhos futuros, propõem-se as seguintes atividades:

- Desenvolver soluções para estimar o valor médio das saídas da TDQ com janelas curtas;
- Corrigir os erros em casos nos quais a componente de sequência zero está presente nos sinais avaliados;
- Analisar outras situações de curto-circuito, a exemplo de casos de saturação de transformadores de corrente;
- Avaliar o desempenho da técnica PTDQ com outros algoritmos de janela curta.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- ALMEIDA, W. G.; DAMASCENO, W. F. *Circuitos Polifásicos*. [S.l.]: FINATEC, 1995. Citado 10 vezes nas páginas iii, 1, 5, 12, 13, 14, 15, 16, 17, and 18.
- ANDERSON, P. M. *Power System Protection*. Piscataway, New Jersey, EUA: John Wiley & Sons Inc., 1999. Citado 3 vezes nas páginas 1, 5, and 13.
- BENMOUYAL, G. Removal of dc-offset in current waveforms using digital mimic filtering. *IEEE Transactions on Power Delivery*, v. 10, n. 2, p. 621–630, Apr 1995. ISSN 0885-8977. Citado 3 vezes nas páginas 2, 8, and 9.
- DASH, P. K.; PANDA, S. K.; LIEW, A. C.; MISHRA, B. R.; JENA, R. K. A new approach to monitoring electric power quality. *Electric Power Syst Res*, p. 11–20, 1998. Citado na página 10.
- GLOVER, J. D.; SARMA, M. S.; OVERBYE, T. J. *Power System Analysis and Design*, 5. ed. [S.l.]: CENGAGE Learning, 2011. Citado 6 vezes nas páginas iii, 13, 14, 15, 17, and 18.
- HART, D. G.; NOVOSEL, D.; SMITH, R. A. *Modified Cosine Filters*. U. S. Patent 6154687. [S.l.], 2000. Citado na página 10.
- JOHNS, A. T.; SALMAN, S. K. *Digital Protection for Power Systems*. Herts, United Kingdom: Peter Peregrinus Ltd, 1995. Citado na página 21.
- LOPES, F. V.; BARROS, D.; REIS, R.; COSTA, C.; NASCIMENTO, J.; BRITO, N.; NEVES, W.; MORAES, S. Disturbance analysis and protection performance evaluation. *International Conference on Power Systems Transients (IPST2015)*, June 2015. Citado 2 vezes nas páginas 1 and 13.
- LOPES, F. V.; FERNANDES, D.; NEVES, W. L. A. A traveling-wave detection method based on park's transformation for fault locators. *IEEE Transactions on Power Delivery*, v. 28, n. 3, p. 1626–1634, July 2013. ISSN 0885-8977. Citado 3 vezes nas páginas iii, 24, and 25.
- MANN, B. J.; MORRISON, I. F. Digital calculation of impedance for transmission line protection. *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*, PAS-90, n. 1, p. 270–279, Jan 1971. ISSN 0018-9510. Citado 2 vezes nas páginas 6 and 7.
- MCLAREN, P.; MCCONNACH, J. Sampling techniques applied to the derivation of impedance characteristics for use in power-system protection. *Electronics Letters*, p. 10–11, Mar. 1965. Citado na página 6.
- OPPENHEIM, A. V.; SCHAFER, R. W. *Discrete-Time Signal Processing*. New Jersey, USA: Prentice-Hall, 1989. Citado na página 20.
- PARK, R. H. Two-reaction theory of synchronous machines generalized method of analysis-part i. *Transactions of the American Institute of Electrical Engineers*, v. 48, n. 3, p. 716–727, July 1929. ISSN 0096-3860. Citado na página 24.

- PAULILO, G.; TEIXEIRA, M. D. Harmônicos. *O Setor Elétrico*, p. 34–42, Fev. 2013. Citado na página 11.
- PHADKE, A. G.; HLIBKA, T.; IBRAHIM, M. A digital computer system for ehv substation: Analysis and field tests. *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*, p. 635–645, Jan 1976. Citado na página 8.
- PHADKE, A. G.; HLIBKA, T.; IBRAHIM, M. Fundamental basis for distance relaying with symmetrical components. *IEEE Large Engineering Systems Conference on Power Engineering*, p. 635–645, May 1977. Citado na página 8.
- PHADKE, A. G.; THORP, J. S. *Computer Relaying for Power Systems*; 2. ed. [S.l.]: John Wiley & Sons Inc., 2009. Citado 8 vezes nas páginas 1, 2, 5, 9, 13, 20, 21, and 22.
- ROCHA, R. V. *Algoritmo Recursivos e Não-Recursivos à Estimação Fasorial em Sistemas Elétricos de Potência*. 133 p. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) — USP: Universidade de São Paulo, São Carlos, SP, Maio 2016. Citado na página 5.
- ROCKEFELLER, G. D. Fault protection with a digital computer. *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*, PAS-88, n. 4, p. 438–464, April 1969. ISSN 0018-9510. Citado na página 6.
- ROCKEFELLER, G. D.; UDREN, E. A. High-speed distance relaying using a digital computer ii-test results. *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*, PAS-91, n. 3, p. 1244–1258, May 1972. ISSN 0018-9510. Citado na página 7.
- SAHA, M. M.; IZYKOWSKI, J.; ROSOLOWSKI, E. *Fault Location on Power Networks*. Londo, England: Ed. Springer, 2010. ISBN 978-1-84882-885-8. Citado 2 vezes nas páginas 1 and 13.
- SCHWEITZER, E.; KASZTENNY, B.; GUZMÁN, A.; SKENDZIC, V.; MYNAM, M. Speed of line protection - can we break free of phasor limitations? In: *68th Annual Conference for Protective Relay Engineers*. [S.l.: s.n.], 2015. Citado 3 vezes nas páginas 2, 6, and 19.
- SCHWEITZER, E. O.; HOU, D. *Filtering for Protective Relays*. Schweitzer Engineering Laboratories Inc., Pullman, WA, 1993. Citado na página 2.
- SILVA, K. M. e. *Estimação de Fasores Baseada na Transformada Wavelet para Uso na Proteção de Distância de Linhas de Transmissão*. 203 f. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) — Universidade de Campina Grande, Campina Grande-PB, Brasil, abr. 2009. Citado 7 vezes nas páginas iii, 6, 7, 10, 13, 19, and 20.
- SOLIMAN, S. A.; ALAMMARI, R. A.; HAWARY, M. E. E. A new digital transformation for harmonics and dc offset removal for the distance fault locator algorithm. In: *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*. [S.l.: s.n.], 2004. p. 389–395. Citado 9 vezes nas páginas 2, 3, 9, 13, 24, 27, 54, 56, and 64.
- SOLIMAN, S. A.; BELKHAYAT, M. Power systems fault type identification based on park's transformation algorithm. In: *2006 Large Engineering Systems Conference on Power Engineering*. [S.l.: s.n.], 2006. p. 141–145. Citado 4 vezes nas páginas 2, 9, 27, and 56.