UNIVERSIDADE DE SÃO PAULO–USP
ESCOLA DE ENGENHARIA DE SÃO CARLOS
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA E DE COMPUTAÇÃO
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

Rodolfo Varraschim Rocha

**Algoritmos Recursivos e
Não-Recursivos Aplicados à Estimação
Fasorial em Sistemas Elétricos de
Potência**

São Carlos
2016

Rodolfo Varraschim Rocha

**Algoritmos Recursivos e
Não-Recursivos Aplicados à Estimação
Fasorial em Sistemas Elétricos de
Potência**

Dissertação de mestrado apresentada ao Programa de Engenharia Elétrica da Escola de Engenharia de São Carlos como parte dos requisitos para a obtenção do título de Mestre em Ciências.

Área de concentração: Sistemas Elétricos de Potência

Orientador: Prof. Tit. Denis Vinicius Coury

São Carlos

2016

Trata-se da versão corrigida da dissertação. A versão original se encontra disponível na EESC/USP que aloja o Programa de Pós-Graduação de Engenharia Elétrica.

AUTORIZO A REPRODUÇÃO TOTAL OU PARCIAL DESTE TRABALHO,
POR QUALQUER MEIO CONVENCIONAL OU ELETRÔNICO, PARA FINS
DE ESTUDO E PESQUISA, DESDE QUE CITADA A FONTE.

R672a Rocha, Rodolfo Varraschim
Algoritmos Recursivos e Não-Recursivos Aplicados à
Estimação Fasorial em Sistemas Elétricos de Potência /
Rodolfo Varraschim Rocha; orientador Denis Vinicius
Coury. São Carlos, 2016.

Dissertação (Mestrado) - Programa de Pós-Graduação
em Engenharia Elétrica e Área de Concentração em
Sistemas Elétricos de Potência -- Escola de Engenharia
de São Carlos da Universidade de São Paulo, 2016.

1. Sistemas Elétricos de Potência. 2. Unidade de
Medição Fasorial. 3. Transformada Discreta de Fourier.
4. Método dos Mínimos Quadrados. 5. Transformada
Wavelet Discreta. 6. Real Time Digital Simulator. I.
Título.

FOLHA DE JULGAMENTO

Candidato: Bacharel **RODOLFO VARRASCHIM ROCHA.**

Título da dissertação: "Algoritmos recursivos e não-recursivos aplicados à estimação fasorial em sistemas elétricos de potência".

Data da defesa: 12/05/2015

Comissão Julgadora:

Resultado:

Prof. Titular **Denis Vinicius Coury (Orientador)**
(Escola de Engenharia de São Carlos/EESC)

APROVADO

Prof. Dr. **Ricardo Caneloi do Santos**
(Universidade Federal do ABC/UFABC)

APROVADO

Prof. Dr. **Daniel Dotta**
(Universidade Estadual de Campinas/UNICAMP)

Aprovado

Coordenador do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica:
Prof. Associado **Luis Fernando Costa Alberto**

Presidente da Comissão de Pós-Graduação:
Prof. Associado **Paulo César Lima Segantine**

Este trabalho é dedicado a minha família, Álvaro, Gabriela e Selma.

Agradecimentos

Agradeço a minha família em primeiro lugar, por ter me dado apoio incondicional.

Ao Prof. Tit. Denis Vinicius Coury pela excelente orientação ao longo deste trabalho e pelo esclarecimento de várias dúvidas.

A todos os amigos que tive o prazer de fazer em São Carlos.

Aos colegas do Laboratório de Sistemas de Energia Elétrica (LSEE) pelo apoio e pelas conversas durante o horário do café.

Ao colega Athila e ao Prof. Renato Machado Monaro pela ajuda com a *Open Relay*, PC104 e RTDS, durante a implementação dos métodos em *hardware*.

À Escola de Engenharia de São Carlos pelo suporte fornecido no decorrer deste trabalho e ao Conselho Nacional de Desenvolvimento Científico e Tecnológico (CNPq) pelo apoio financeiro.

*“Estudar sem pensar, isso leva a incertezas.
Pensar sem estudar, isso leva a riscos.”
(Confúcio)*

Resumo

Varraschim Rocha, Rodolfo **Algoritmos Recursivos e Não-Recursivos Aplicados à Estimação Fasorial em Sistemas Elétricos de Potência**. 131 p. Dissertação de mestrado – Escola de Engenharia de São Carlos, Universidade de São Paulo, Brasil, 2016.

Este trabalho apresenta uma análise de algoritmos computacionais aplicados à estimação de fasores elétricos em SEPs. A medição dos fasores é realizada por meio da alocação de Unidades de Medição Fasorial nestes sistemas e encontra diversas aplicações nas áreas de operação, controle, proteção e planejamento. Para que os fasores possam ser aplicados, são definidos padrões de medição, sincronização e comunicação, por meio da norma IEEE C37.118.1. A norma apresenta os padrões de mensagens, *timetag*, fasores, sistema de sincronização, e define testes para avaliar a estimação. Apesar de abranger todos esses critérios, a diretriz não define um algoritmo de estimação padrão, abrindo espaço para uso de diversos métodos, desde que a precisão seja atendida. Nesse contexto, o presente trabalho analisa alguns algoritmos de estimação de fasores definidos na literatura, avaliando o comportamento deles em determinados casos. Foram considerados, dessa forma, os métodos: Transformada Discreta de Fourier, Método dos Mínimos Quadrados e Transformada *Wavelet* Discreta, nas versões recursivas e não-recursivas. Esses métodos foram submetidos a sinais sintéticos, a fim de verificar o comportamento diante dos testes propostos pela norma, avaliando o *Total Vector Error*, tempo de resposta e atraso e *overshoot*. Os algoritmos também foram embarcados em um *hardware*, denominado PC104, e avaliados de acordo com os sinais medidos pelo equipamento na saída analógica de um simulador em tempo real (*Real Time Digital Simulator*).

Palavras-chave: Sistemas Elétricos de Potência. Unidade de Medição Fasorial. Transformada Discreta de Fourier. Método dos Mínimos Quadrados. Transformada *Wavelet* Discreta. *Real Time Digital Simulator*.

Abstract

Varraschim Rocha, Rodolfo **Recursive and Non-Recursive Algorithms Applied to Power Systems Phasor Estimation.** 131 p. Master Dissertation – São Carlos School of Engineering, University of São Paulo, Brazil, 2016.

This work presents an analysis of computational algorithms applied to phasor estimation in Electrical Power Systems. The phasor estimation process uses the allocation of Phasor Measurement Units in the system and the measures can be used in many control, operation, planning and protection applications. Therefore, the power system phasors are very useful, specially if they have a common time reference, allowing the determination of the system's condition at a given time. The procedures necessary for power system's phasors estimation and application are defined by IEEE C37.118.1 standard. The standard defines the requirements for phasor estimation, presenting tests and a methodology to evaluate the algorithms performance. Thus, the standard defines the time tag and data patterns, some synchronization methods, and message examples, simplifying the communication requirements. Despite defining all these parts, the standard does not state which estimation algorithm should be used, making room for the use of various methods, since the standard precision is met. In this context, this work analyzes some phasor estimation algorithms defined in the literature, evaluating their behavior for some cases. It was adopted the recursive and non-recursive versions of the methods: Discrete Fourier Transform, Least Squares and Discrete Wavelet Transform. They were submitted to the standard signals, evaluating the Total Vector Error, time delays, and overshoots. The algorithms were also embedded in hardware (named PC104) and evaluated by real time simulated signals, measured by the PC104 using the analog outputs of a Real Time Digital Simulator.

Keywords: Power Systems. Phasor Measurement Units. Discrete Fourier Transform. Least Squares. Discrete Wavelet Transform. Real Time Digital Simulator.

Lista de ilustrações

Figura 1	Representação de uma senoide por fasor.	32
Figura 2	Arquitetura interna de uma Unidade de Medição Fasorial.	35
Figura 3	Sistema de Medição de Sincrofasores por Unidades de Medição Fasorial com sincronização por satélite.	38
Figura 4	Estimação de dois fasores consecutivos pela Transformada Discreta de Fourier.	48
Figura 5	Algoritmo não-recursivo baseado na Transformada Discreta de Fourier para estimação de fasores.	49
Figura 6	Estimação de dois fasores consecutivos pela Transformada Discreta de Fourier Recursiva.	50
Figura 7	Algoritmo recursivo baseado na Transformada Discreta de Fourier para estimação de fasores.	51
Figura 8	Algoritmo não-recursivo baseado no Método dos Mínimos Quadrados para estimação de fasores.	54
Figura 9	Algoritmo recursivo baseado no Método dos Mínimos Quadrados para estimação de fasores.	57
Figura 10	Funções Wavelet do tipo Haar e Db2.	57
Figura 11	Decomposição Wavelet de um sinal $s(t)$ em coeficientes $W(a_n, s_n)$	58
Figura 12	Filtragem de um sinal por meio da Transformada <i>Wavelet</i> Discreta. . .	59
Figura 13	Algoritmo não-recursivo baseado na Transformada <i>Wavelet</i> Discreta para estimação de fasores.	61
Figura 14	Algoritmo recursivo baseado na Transformada <i>Wavelet</i> Discreta para estimação de fasores.	64
Figura 15	Comparativo sobre a inicialização dos métodos.	69
Figura 16	Resposta dos métodos para um sinal com componente de decaimento exponencial, sem compensação.	70
Figura 17	Desvio de fase no sinal provocado pelo DDF.	71

Figura 18	Resposta dos métodos para um sinal com componente de decaimento exponencial. Os métodos Transformada Discreta de Fourier (TDF), Transformada Discreta de Fourier Recursiva (TDFR) e Transformada <i>Wavelet</i> Discreta (TWD) receberam sinais filtrados pelo DDF. Os métodos Método dos Mínimos Quadrados (MMQ), Mínimos Quadrados Recursivos (MQR) e Transformada <i>Wavelet</i> Recursiva (TWR) receberam o sinal sem compensação.	72
Figura 19	Influência dos erros de magnitude e fase no TVE.	73
Figura 20	Tempo de Atraso, Tempo de Resposta e <i>overshoot</i> devido a ocorrência de um degrau no sinal.	74
Figura 21	Sinal, Fasor e <i>Total Vector Error</i> (TVE) para o teste de precisão de Módulo e Fase.	75
Figura 22	Sinal, Fasor e TVE para o teste de Distorção Harmônica.	77
Figura 23	Deslocamento angular devido a perda da sincronia entre f_0 e F_a	77
Figura 24	Sinal, Fasor e TVE para o teste de Desvio de Frequência.	78
Figura 25	Sinal, Fasor e TVE para o teste de Modulação de Amplitude.	81
Figura 26	Sinal, Fasor e TVE para o teste de Modulação de Fase.	82
Figura 27	Sinal, Fasor e TVE para o teste de Rampa de Frequência.	83
Figura 28	Sinal, Fasor e TVE para o teste de Degrau de Magnitude.	84
Figura 29	Sinal, Fasor e TVE para o teste de Degrau de Ângulo.	85
Figura 30	Ligação de equipamentos em malha fechada com o <i>Real Time Digital Simulator</i> (RTDS).	89
Figura 31	Sistema Elétrico de Potência adotado para as simulações do RTDS. . .	90
Figura 32	Estrutura considerada para as linhas de transmissão.	92
Figura 33	Empilhamento dos módulos - PC104.	93
Figura 34	Cubo PC104 montado.	94
Figura 35	Arquitetura interna do PC104.	95
Figura 36	Funcionamento da Real Time Application Interface.	96
Figura 37	Organização da <i>Open Relay</i>	96
Figura 38	Pontos de medição no Sistema Elétrico de Potência (SEP) simulado. .	97
Figura 39	Estimação dos fasores das tensões verificadas pela UMF 1 durante a simulação do evento 1.	99
Figura 40	Estimação dos fasores das correntes verificadas pela UMF 1 durante a simulação do evento 1.	100
Figura 41	Estimação dos fasores das tensões verificadas pela UMF 1 durante a simulação do evento 2.	101
Figura 42	Estimação dos fasores das correntes verificadas pela UMF 1 durante a simulação do evento 2.	101

Figura 43	Estimação dos fasores das tensões verificadas pela UMF 1 durante a simulação do evento 3.	102
Figura 44	Estimação dos fasores das correntes verificadas pela UMF 1 durante a simulação do evento 3.	103
Figura 45	Estimação dos fasores das tensões verificadas pela UMF 1 durante a simulação do evento 4.	104
Figura 46	Estimação dos fasores das correntes verificadas pela UMF 1 durante a simulação do evento 4.	104
Figura 47	Estimação dos fasores das tensões verificadas pela UMF 2 durante a simulação do evento 1.	105
Figura 48	Estimação dos fasores das correntes verificadas pela UMF 2 durante a simulação do evento 1.	106
Figura 49	Estimação dos fasores das tensões verificadas pela UMF 2 durante a simulação do evento 2.	107
Figura 50	Estimação dos fasores das correntes verificadas pela UMF 2 durante a simulação do evento 2.	108
Figura 51	Estimação dos fasores das tensões verificadas pela UMF 2 durante a simulação do evento 3.	109
Figura 52	Estimação dos fasores das correntes verificadas pela UMF 2 durante a simulação do evento 3.	109
Figura 53	Estimação dos fasores das tensões verificadas pela UMF 2 durante a simulação do evento 4.	110
Figura 54	Estimação dos fasores das correntes verificadas pela UMF 2 durante a simulação do evento 4.	111
Figura 55	Estimação dos fasores das tensões verificadas pela UMF 3 durante a simulação do evento 1.	112
Figura 56	Estimação dos fasores das correntes verificadas pela UMF 3 durante a simulação do evento 1.	113
Figura 57	Estimação dos fasores das tensões verificadas pela UMF 3 durante a simulação do evento 2.	113
Figura 58	Estimação dos fasores das correntes verificadas pela UMF 3 durante a simulação do evento 2.	114
Figura 59	Estimação dos fasores das tensões verificadas pela UMF 3 durante a simulação do evento 3.	115
Figura 60	Estimação dos fasores das correntes verificadas pela UMF 3 durante a simulação do evento 3.	116
Figura 61	Estimação dos fasores das tensões verificadas pela UMF 3 durante a simulação do evento 4.	117

Figura 62 Estimação dos fasores das correntes verificadas pela UMF 3 durante a
simulação do evento 4. 118

Figura 63 Tempos de estimação para os métodos recursivos e não recursivos sob
três taxas de amostragem N: 16, 32 e 64 amostras por ciclo. 119

Lista de tabelas

Tabela 1	Condições de referência para os testes estáticos	74
Tabela 2	<i>Total Vector Error</i> [%] para os testes estáticos	79
Tabela 3	Condições de referência para os testes dinâmicos	80
Tabela 4	<i>Total Vector Error</i> [%] para os testes de modulação	82
Tabela 5	<i>Total Vector Error</i> [%] para o teste de rampa de frequência	83
Tabela 6	Tempo de resposta [ms], tempo de atraso [ms] e <i>overshoot</i> [%] para o degrau de magnitude	85
Tabela 7	Tempo de resposta [ms], tempo de atraso [ms] e <i>overshoot</i> [%] para o degrau de fase	86
Tabela 8	Potências e tensões nominais dos geradores	90
Tabela 9	Parâmetros para a simulação de G_1^R	90
Tabela 10	Parâmetros para a simulação de G_2^R, G_4^R, G_5^R	91
Tabela 11	Parâmetros para a simulação de G_3^R	91
Tabela 12	Tensões nominais e comprimentos das linhas de transmissão	92
Tabela 13	Parâmetros para simulação das linhas de transmissão	92
Tabela 14	Potência nominal e conexão das cargas	93

Lista de siglas

AD Analógico/Digital

AG Algoritmo Genético

CC Corrente Contínua

DHT Distorção Harmônica Total

DDF *Double Differentiator Filter*

FE *Frequency Error*

GPS *Global Positioning System*

GOES *Geostationary Operational Environmental Satellite*

GLONASS *Russian satellite-based radionavigation system*

GSL *GNU Scientific Library*

INMARSAT *International Maritime Satellite System*

IEEE *Institute of Electrical and Electronics Engineers*

MMQ Método dos Mínimos Quadrados

MQR Mínimos Quadrados Recursivos

OPGW *Optical Ground Wire*

OPLAT Ondas Portadoras em Linhas de Alta Tensão

PLL *Phase-Locked Loop*

ROCOF *Rate of Change of Frequency*

RNA Rede Neural Artificial

RTDS *Real Time Digital Simulator*

RFE *Rate of Change of Frequency Error*

RTHAL *Real Time Hardware Abstraction Layer*

RTAI *Real Time Application Interface*

SEP Sistema Elétrico de Potência

SIN Sistema Interligado Nacional

SCADA *Supervisory Control and Data Acquisition*

TVE *Total Vector Error*

TA Tempo de Atraso

TR Tempo de Resposta

TP Transformador de Potencial

TC Transformador de Corrente

TDF Transformada Discreta de Fourier

TWD Transformada *Wavelet* Discreta

TDFR Transformada Discreta de Fourier Recursiva

TWR Transformada *Wavelet* Recursiva

UMF Unidade de Medição Fasorial

Sumário

1	Introdução	25
2	Medição de Fasores em Sistemas Elétricos de Potência	31
2.1	Fasores de Sistemas Elétricos de Potência	31
2.2	Unidades de Medição Fasorial	34
2.3	Sincronização de Unidades de Medição Fasorial	36
2.4	Sistema de Medição Fasorial	37
2.5	A Norma IEEE C37.118	39
2.6	Métodos para Estimação de Fasores Encontrados na Literatura	40
3	Métodos para Estimação de Fasores	45
3.1	Algoritmos Derivados da Transformada de Fourier	45
3.1.1	Transformada Discreta de Fourier	46
3.1.2	Transformada Discreta de Fourier Recursiva	48
3.2	Algoritmos Derivados do Método dos Mínimos Quadrados	51
3.2.1	Método dos Mínimos Quadrados	52
3.2.2	Mínimos Quadrados Recursivos	54
3.3	Algoritmos Derivados da Transformada <i>Wavelet</i>	56
3.3.1	Transformada <i>Wavelet</i> Discreta	58
3.3.2	Transformada <i>Wavelet</i> Recursiva	61
4	Testes Iniciais Utilizando Dados Sintéticos	67
4.1	Análise Inicial Sobre o Comportamento dos Métodos	67
4.1.1	Inicialização dos Métodos	68
4.1.2	Influência de Componentes de Decaimento Exponencial	68
4.2	Análise Segundo os Testes da IEEE C37.118.1	71
4.2.1	Parâmetros para Avaliar a Estimação de Fasores	71
4.2.2	Testes Estáticos	74

4.2.3	Testes Dinâmicos	79
5	Estimação de Fasores de Sistemas Elétricos de Potência em Tempo Real	87
5.1	<i>Real Time Digital Simulator</i>	87
5.1.1	Descrição do Sistema Elétrico de Potência Simulado	89
5.2	PC104	93
5.3	Estimação Fasorial do Sistema Elétrico de Potência Simulado sob Condições Transitórias	97
5.3.1	UMF 1	98
5.3.2	UMF 2	105
5.3.3	UMF 3	111
5.4	Algoritmos Recursivos e Não-Recursivos	118
6	Conclusão	121
6.1	Trabalhos Futuros	123
6.2	Publicações	124
	Referências	125

Introdução

Este capítulo apresentará uma introdução sobre o tema abordado neste trabalho, contextualizando os tópicos que serão apresentados nos próximos capítulos.

O desenvolvimento e aplicação de técnicas de processamento de sinais para SEP permite a extração de informações que indicam as condições do sistema. Por meio de medidas de tensão e corrente em pequenas e grandes áreas, algoritmos embarcados em equipamentos de medição/proteção auxiliam a tomada de decisões e facilitam a automação de processos, como o controle do SEP. Aliado a isso, o uso de equipamentos microprocessados permitiu a adoção de técnicas de processamento avançadas, as quais não podiam ser aplicadas em equipamentos analógicos, incorporando novos métodos de monitoramento *on-line* e *off-line* para SEPs.

Atualmente, grande parte dos equipamentos aplicados em proteção, medição e controle dos SEPs são microprocessados, posto que estão, gradativamente, substituindo os eletromecânicos e eletrônicos. O Sistema Interligado Nacional (SIN), por exemplo, apresenta projetos de modernização de subestações, que propõe a substituição de equipamentos analógicos por microprocessados à medida que os antigos apresentam defeito (MATSUDO, 2011).

Outra vantagem do uso de equipamentos digitais é a facilidade de comunicação entre duas ou mais unidades. Dessa forma, diferentes processos podem ser integrados, contribuindo para uma melhor operabilidade de cada um deles, tornando o sistema no qual estão instalados mais eficiente e confiável. Nesse contexto, a medição de fasores em SEPs é um exemplo de como a integração de processos beneficia-se com o uso de equipamentos e técnicas digitais.

As Unidades de Medição Fasorial (UMFs) são equipamentos microprocessados empregados na medição de fasores em SEP. O fasor que representa o sinal medido (tensão ou corrente alternadas) é estimado por *software* a partir das amostras obtidas na etapa de aquisição e quantificadas durante a conversão Analógico/Digital (AD). As unidades também podem comunicar suas medidas por meio de uma rede de dados, isto é, unidades próximas podem se comunicar mediante uma rede de comunicações entre duas subestações.

Para medições em grandes áreas de um SEP, as medidas das UMFs são sincronizadas via satélite no intuito de que os fasores apresentem uma referência comum de fase. Assim, todas as medidas podem ser enviadas para centros de dados, em que ficam disponíveis para estudos sobre o respectivo SEP.

O uso de equipamentos digitais facilita a integração dos diversos processos citados há pouco. Sem essa integração o sistema se tornaria impraticável, pois o erro na medição de fasores para tal sistema não favoreceria a aplicação dessas medidas. Segundo (PHADKE; THORP, 2008), as primeiras tentativas de medir fasores apresentavam imprecisões de 32 μs , muito maiores do que os de sistemas de medição atuais, 1 μs . De fato, a precisão do instante de medida é o ponto mais crítico de sistemas de medição por UMFs, pois quanto menor o erro, melhor a representação do SEP pelos fasores.

Projetos de subestações modernas normalmente incluem UMFs, mas poucos SEPs apresentam unidades suficientes para explorar as aplicações das medidas. No Brasil, por exemplo, o projeto “Medfase” (UFSC, 2015) realiza medições de fasores do SIN por meio de UMFs instaladas em várias universidades federais e estaduais. Essas atitudes contribuem para estudos de aplicação de medições por UMF, posto que quanto maior o número de unidades instaladas melhor será a interpretação do SEP.

A medição de fasores em SEP encontra diversas aplicações para o monitoramento, controle, proteção e planejamento do sistema. Para o monitoramento, os fasores são usados como indicativo da tensão em determinado barramento, podendo-se inferir, a partir da análise dos dados medidos, a condição de carga, presença de faltas, etc. O uso de fasores para cálculo de fluxo de potência, por sua vez, determina as condições a que os equipamentos do sistema estão submetidos, a necessidade de emprego de métodos para o controle de potência ativa e reativa e também contribui para o controle e planejamento de expansão energética e estrutural. No que diz respeito à proteção, a medição de fasores vem contribuindo para o desenvolvimento de filosofias, como a proteção diferencial baseada em fasores e a proteção de distância de linhas de transmissão, além de possibilitar a adoção de novas técnicas, como a proteção adaptativa por meio das informações de diversos barramentos do sistema.

Segundo (TAO et al., 1994), fasores são importantes para as áreas de sistemas de comunicação, potência e controle. Dessa forma, os fasores de um SEP são ferramentas básicas para análise do circuito equivalente desse sistema, pois representam as suas condições em regime permanente e auxiliam a interpretação de estados transitórios, uma vez que as variações de tensão e corrente no SEP são lentas o suficiente para se considerar uma sucessão de estados permanentes.

O processo de estimação do fasor do sinal elétrico consiste em, a partir da medição de suas amostras, calcular o valor de amplitude e fase que melhor representam determinada frequência que o compõe; para o caso de SEP, a frequência de interesse é a fundamental (salvo para estudos de componentes harmônicas), 60 Hz no caso do SIN. A amplitude e

fase estimada compõem o número complexo denominado fasor, que pode ser apresentado na forma polar ($X\angle\phi$), ou retangular ($X\cos(\phi) + jX\sin(\phi)$).

Os fasores medidos pelas UMFs em um SEP de grandes dimensões geográficas são sincronizados com base em uma fonte de tempo comum e confiável, geralmente o *Global Positioning System* (GPS), responsável por fornecer a referência no instante de medição. Após sincronizados, os fasores recebem uma *timetag*, que indica o instante da medição (fornecido pela fonte de tempo), e são denominados Sincrofasores. Além dos Sincrofasores, as UMFs fornecem a frequência e taxa de variação de frequência, ou *Rate of Change of Frequency* (ROCOF).

Os padrões para os sistemas de medição de Sincrofasores por UMFs são definidos pelas normas IEEE C37.118.1 (IEEE, 2011b) e IEEE C37.118.2 (IEEE, 2011a) de 2011. A primeira trata o processo de medição e a segunda, da comunicação. As duas novas versões da norma derivaram da IEEE C37.118 de 2005 (IEEE, 2005), que abrangia todos os processos para estimação e comunicação.

A (IEEE, 2011a) cobre, portanto, a comunicação e armazenamento dos fasores, padronizando os processos para facilitar a troca de informações entre os equipamentos de medição, coleção de dados e aplicação. Também fornece um método de livre acesso para transmissão de dados que pode ser usado diretamente ou com outros protocolos de comunicação, tal como o IEC 61850 (IEC, 2012).

Por seu turno, a (IEEE, 2011b) define cada fase do processo de estimação de fasores, frequência e ROCOF em subestações, além de fornecer métodos e requerimentos para verificar a medição. Ademais, define os padrões para a *timetag* e medidas, traz uma discussão sobre as possíveis referências de tempo, as características de operação e erro da sincronização, propõe um método para avaliar o erro do Sincrofasor, o TVE, e também fornece modelos para testes e limites para o *Frequency Error* (FE), *Rate of Change of Frequency Error* (RFE) e TVE. No entanto, os métodos para estimação de frequência e de fasores não são definidos, cabendo ao desenvolvedor a escolha de qual usar.

Desde o surgimento do conceito de medição fasorial, vários algoritmos foram propostos para essa função. Os métodos disponíveis na literatura variam desde a aplicação de técnicas clássicas para processamento de sinal, como a Transformada de Fourier (PHADKE; THORP; ADAMIAK, 1983) e Método dos Mínimos Quadrados (SACHDEV; BARIBEAU, 1979), até a utilização de algoritmos baseados em Inteligência Artificial, como Redes Neurais Artificiais (RNAs) (KAMWA et al., 1996) e Algoritmos Genéticos (AGs) (MARSOLLA, 2015). No que concerne à estimação de frequência, adotam-se técnicas como: “cruzamento em zero” e *Phase-Locked Loop* (PLL). Alguns métodos, todavia, estimam tanto a frequência quanto o fasor.

Como o processo de estimação de fasores de SEPs é relativamente novo - as primeiras medições em um sistema real, segundo (PHADKE; THORP, 2008), foram feitas na década de 1980 - várias de suas etapas ainda estão sujeitas a estudos técnicos para aplicação em SEPs

reais. Os trabalhos nesta área vão desde a alocação otimizada de UMFs (PEPPANEN et al., 2012) e estudo de métodos para sincronização e transmissão das medidas (NARENDRA; WEEKES, 2008), até as aplicações das medidas para controle, automação, manutenção e proteção do SEP (PHADKE et al., 2009) (CHEN; LIU; JIANG, 2002).

Devido ao fato da norma (IEEE, 2011b) não definir um método padrão para a estimação de fasores, são realizadas diversas pesquisas para desenvolvimento de novas técnicas, como em (SILVA, 2012), e de melhorias em técnicas clássicas (WANG; SUN, 2006). Há também estudos relativos às influências de alguns eventos do SEP na medição de fasores, como em (KARIMI-GHARTEMANI; OOI; BAKHSHAI, 2010).

A Transformada de Fourier ainda é a técnica mais adotada para processamento de sinais de SEPs e, portanto, a mais utilizada em UMFs comerciais (ALSTOM, 2010). O algoritmo foi proposto por (PHADKE; THORP; ADAMIAK, 1983) e trata-se de uma adaptação da transformada para sinais discretos, a TDF. O mesmo trabalho também propôs a versão recursiva para a TDF, a TDFR, como forma de reduzir o esforço computacional exigido. Esse algoritmo foi o primeiro a ser utilizado em uma unidade comercial. Desde então, melhorias foram propostas, como nos trabalhos de (WANG; SUN, 2006) e (XUE; SONG; YANG, 2013).

Outra técnica aplicada para estimação foi a de mínimos quadrados, ou MMQ, como proposto por (SACHDEV; BARIBEAU, 1979). A técnica apresenta semelhanças com as de Fourier, porém, apresenta a desvantagem de exigir maior esforço computacional. Para compensar esse defeito, trabalhos como (SADINEZHAD; AGELIDIS, 2013) propuseram a versão recursiva, denominada MQR.

A partir de técnicas de controle foram desenvolvidos algoritmos baseados em PLL, que são normalmente técnicas recursivas e apresentam baixo tempo de processamento. Em (ZIARANI; KONRAD, 2004), os autores propuseram o primeiro algoritmo baseado nesta técnica, enquanto (KARIMI; KARIMI-GHARTEMANI; IRAVANI, 2004) e (CHEN; TIMORABADI; DAWSON, 2005) propuseram alterações para melhoria da estabilidade do método.

Trabalhos recentes investigaram a aplicação de Transformada *Wavelet* para essa finalidade. Em (WONG et al., 2001), os autores propuseram a TWD. No entanto, esse método exige alto esforço computacional, uma vez que envolve sinais de referência e a decomposição do sinal por *Wavelet*. No intuito de evitar esse esforço, (REN; KEZUNOVIC, 2009) propuseram um método recursivo baseado em *Wavelet*, a TWR.

Além das técnicas citadas, outras foram propostas utilizando Inteligência Artificial. (TAO et al., 1994) apresenta um sistema *Fuzzy* desenvolvido para a estimação de fasores. Por outro lado, (SADINEZHAD; AGELIDIS, 2009) e (KAMWA et al., 1996) usam RNAs, e (MARSOLLA, 2015) e (SILVA, 2012) usam AGs. Tais métodos possuem grande potencial para aplicação em estimação pois tentam otimizá-la. Em contrapartida, exigem mais esforço computacional do que técnicas como a TDF.

Nesse contexto, o presente trabalho propõe uma análise de alguns métodos de esti-

mação, apresentando um estudo comparativo entre os testes definidos por norma e as simulações de um SEP. Para a comparação, foram escolhidos os métodos recursivos e não-recursivos: TDF, TDFR, MMQ, MQR, TWD e TWR. A escolha das versões não-recursivas e recursivas de uma mesma técnica foi feita para avaliar a diferença de processamento e dinâmica para as duas versões.

Os sinais propostos pela norma (IEEE, 2011b) foram gerados sinteticamente, de forma a se definir os fasores de referência para cada instante. A partir dos testes adotados, foi possível avaliar o TVE dos métodos sob condições permanentes, e o tempo de resposta e TVE para transitórios (oscilações, degraus e rampas).

Além dos testes da norma, verificou-se a operação dos métodos frente a eventos em um SEP. Para tanto, simulou-se um sistema de transmissão através de um simulador RTDS. Um computador destinado a implementações em tempo real de algoritmos de proteção e medição, denominado PC104, foi conectado em malha com o RTDS. A partir de alguns pontos de medição nesse sistema, averiguou-se a resposta dos algoritmos citados quando submetidos a alguns eventos, como por exemplo, faltas elétricas.

Ao longo desta dissertação, serão apresentadas as definições de alguns conceitos comuns em sistemas de medição por UMF, a teoria de cada método estudado, as condições para os testes da norma (IEEE, 2011b) e para o SEP simulado. O presente capítulo visa a introdução do leitor ao assunto abordado, contextualizando as partes que integram os sistemas UMF e a relação com outras subáreas de SEPs.

No segundo capítulo, são apresentados os conceitos de fasores e Sincrofasores e as suas respectivas aplicações em SEPs. Posteriormente, expõe-se a arquitetura interna de uma UMF, os meios para sincronização das unidades e a comunicação das medidas. Encerrando essa seção, discorre-se sobre a norma para medição de Sincrofasores e é apresentada uma revisão dos métodos propostos para estimação de fasores em SEPs.

O capítulo 3 traz uma revisão sobre a teoria dos métodos para estimação de fasores em SEPs analisados neste trabalho. Traz também os algoritmos usados para a implementação de cada método, bem como ferramentas usadas durante essa implementação.

O capítulo 4 traz os testes usando dados sintéticos. Inicialmente, realiza-se uma análise preliminar a respeito da inicialização e da resposta dos métodos quando há componente de decaimento exponencial em Corrente Contínua (CC). Posteriormente, utilizou-se os testes da norma IEEE C37.118.1-2011 (IEEE, 2011b), considerando as alterações realizadas em 2014. São apresentados os parâmetros utilizados para comparação, como o TVE e os tempos: Tempo de Resposta (TR) e Tempo de Atraso (TA). Após a descrição de cada teste, apresenta-se os resultados obtidos por meio de gráficos que ilustram as estimações de módulo, ângulo, e o TVE, além de tabelas que resumem o TVE, TR e TA obtidos.

No capítulo 5, são expostos os equipamentos usados para a análise dos algoritmos durante a estimação de fasores em tempo real. Descreve-se o simulador RTDS, o sistema simulado, a plataforma PC104 e a ligação entre o RTDS e o PC104. Por fim, apresenta-se

uma análise das estimações de módulo e fase para alguns eventos simulados via RTDS, além de uma discussão sobre os tempos de processamento em *hardware* dos métodos recursivos e não-recursivos.

Medição de Fasores em Sistemas Elétricos de Potência

Este capítulo apresentará a definição de fasores e Sincrofasores, os sistemas de medição por Unidades de Medição Fasorial, algumas aplicações para fasores em Sistemas Elétricos de Potência, a norma que rege as medições de Sincrofasores, e uma revisão sobre os métodos para estimação de fasores encontrados na literatura.

Os sistemas de medição por UMFs apresentam características particulares de operação que permitem integrar as medidas de diversas localidades do SEP, de forma que os dados obtidos possam ser aplicados em estudos sobre o respectivo SEP. Para tanto, deve-se garantir que a estrutura do sistema permita essa atividade, definindo a alocação dos medidores e a forma como eles serão sincronizados. Além disso, a padronização de algumas partes (como a transmissão dos dados) aumenta a confiabilidade das medidas e facilita a comunicação entre diferentes unidades e processos dentro da subestação.

O objetivo dos sistemas de medição por UMFs é a extração de informações do SEP para aplicações em estudos de controle, planejamento e proteção deste. As UMFs realizam a estimação dos parâmetros do sinal, definindo a frequência, a taxa de variação da frequência e o fasor que o representa.

2.1 Fasores de Sistemas Elétricos de Potência

A tensão nos barramentos e correntes nos ramos são importantes para estudos e monitoramento do SEP. Os valores, medidos ou estimados, são aplicados para o controle do sistema e cálculo de outras grandezas, como potências ativas e reativas.

Salvo os sistemas de transmissão de energia em corrente contínua, a tensão e corrente do SEP serão sinais alternados, definidos por uma função trigonométrica do tipo seno ou cosseno. Como pode ser notado na Equação 1, os sinais possuem amplitude $\sqrt{2}X$, fase ϕ e frequência f_0 .

$$s(t) = \sqrt{2}X \text{sen}(2\pi f_0 t + \phi) \quad (1)$$

O fasor é um número complexo que indica a magnitude X e a fase ϕ do sinal, assim como ilustrado pela Figura 1. Ele pode ser definido na forma polar ($X \angle \phi$) ou retangular ($X \cos \phi + jX \sin \phi$). Contudo, o fasor não fornece informação de frequência diretamente, a qual, por esse motivo, é fornecida separadamente, juntamente à sua taxa de variação.

Figura 1 – Representação de uma senoide por fasor.

Fasores são ferramentas básicas para análise de circuitos em corrente alternada e encontram aplicações nas áreas de comunicação, controle e potência. Segundo (PHADKE; THORP, 2008), os fasores são usados para representar sinais elétricos em regime permanente, mas também podem ser aplicados em transitórios, uma vez que as variações no sistema são lentas o suficiente para se considerar uma sucessão de regimes permanentes.

A medição precisa de fasores de tensão e corrente em tempo real facilita procedimentos de controle baseados em medições diretas do sistema. Os ângulos de fase das tensões em diferentes terminais são usados para determinar o fluxo de potência. A frequência local e a taxa de variação da frequência podem ser usadas para rejeição e restauração de cargas. Além disso, a representação do SEP usa como base os fasores de sequência positiva (PHADKE; THORP; ADAMIAK, 1983).

Se os fasores forem medidos no mesmo instante de tempo é possível inferir a situação do SEP com mais precisão e rapidez. De fato, a sincronização das medidas é a principal vantagem dos sistemas de medição por UMFs (PHADKE; THORP, 2008).

Considerando que várias áreas usam os fasores do sistema, a medição sincronizada dos fasores do SEP traz informações para melhorar processos consolidados e abre possibilidades para novas aplicações:

- a) Estimação de Estado do SEP: Como parte do processo de controle de SEPs, operadores tinham à disposição medidas locais realizadas em subestações, as quais eram fornecidas à programas de fluxo de potência, determinando assim as tensões em alguns barramentos do sistema. Entretanto, esse método fornece uma visão superficial do estado do sistema, e frequentemente o comportamento era diferente

do esperado. A medida de fasores sincronizados em diversos pontos de um SEP, por outro lado, possibilita uma visão geral do sistema, tornando a estimação de estado mais precisa e contribuindo para um processo de controle mais eficiente (PHADKE et al., 2009).

- b) Controle de SEPs com *feedback* de fasores: Antes da introdução de medições de fasores em tempo real, o controle de SEPs era feito por medições locais e estimativas para o resto do sistema. As medições fasoriais permitiram a consideração de locais remotos nas decisões de controle, reduzindo a sua dependência em relação aos modelos do sistema (QIANG et al., 2011).
- c) Proteção de SEPs: A medição sincronizada de fasores oferece soluções para vários problemas de proteção, tais como: proteção de linhas multiterminais e linhas com compensação série (PHADKE; THORP, 2008). Para essas e várias outras situações, a medição de tensão e corrente em barramentos remotos com a mesma referência de fase de medidas locais trouxe contribuições significativas. Nesse contexto, a utilização de UMFs traz a possibilidade de novas filosofias de proteção. (SAUHATS et al., 2015), por exemplo, propuseram um esquema para proteção de perda de sincronismo por meio da identificação da instabilidade angular entre várias áreas do SEP, recorrendo a medidores alocados no próprio sistema. Outro destaque para aplicação de fasores na proteção de SEP é o auxílio do controle de proteção de retaguarda e definição dos ajustes de relés.
- d) Proteção Adaptativa de SEPs: Sistemas de proteção convencionais respondem a faltas e outros eventos anormais de forma predeterminada pelos seus ajustes. A “Proteção Adaptativa” aceita que relés podem precisar de alterações para se adequar às condições de carregamento do sistema ou às novas configurações de operação. Isso é possível devido à comunicação entre relés e um sistema supervisor, o qual pode informar reajustes para a proteção. (CHUNJU et al., 2004) utilizam as medidas de tensão e corrente realizadas por UMFs nos terminais de uma linha de transmissão para configuração *on-line* de segunda zona em relés de distância.
- e) Planejamento do SEP: A maioria das decisões tomadas em SEPs são baseadas em estudos de fluxo de potência e modelos matemáticos do sistema, incluindo decisões de expansão de geração e determinação de estabilidade deste quanto a eventos transitórios. Nesse contexto, a medição de fasores fornece dados em tempo real, simplificando os processos de planejamento de expansão de geração e transmissão. Em (DASGUPTA; SOMAN, 2013), por exemplo, os autores usam medidas de fasores do SEPs para estimar os parâmetros de linhas de transmissão, os quais são usados para estudos de proteção, planejamento e expansão.

A medição de fasores no sistema é realizada pelas UMFs sincronizadas por uma fonte de tempo, que geralmente é o GPS. Os fasores medidos em um mesmo instante são deno-

minados Sincrofasores, os quais são aplicados nas áreas discutidas no presente capítulo. Os medidores, o sistema de sincronização e a norma para medição de Sincrofasores serão discutidos nas próximas seções.

2.2 Unidades de Medição Fasorial

As Unidades de Medição Fasorial são equipamentos microprocessados utilizados para medir fasores em SEPs. Segundo (PHADKE; THORP, 2008), os primeiros protótipos de UMF foram construídos no início da década de 1980 pela Universidade Estadual da Virgínia (*Virginia Tech*), nos Estados Unidos, e implantados em subestações da empresa *Bonneville Power Administration*. Em 1991, as UMFs começaram a ser comercializadas pela empresa Macrodyne. Atualmente, várias empresas produzem suas próprias UMFs.

A partir da Figura 2 é possível notar que uma UMF tem arquitetura interna semelhante aos relés microprocessados. Os sinais elétricos, devidamente reduzidos por transformadores de potencial e corrente, passam por transformadores isoladores associados a dispositivos de proteção contra surtos para evitar que a unidade seja danificada (ALSTOM, 2010). Em seguida, passam por filtros “passa-baixa” para evitar que componentes de frequência elevada do sinal provoquem *Aliasing* durante a amostragem. Os sinais, até então contínuos no tempo, são amostrados em intervalos iguais definidos pela frequência de amostragem: $T_a = 1/(F_a)$. Posteriormente, cada amostra passa pelo conversor AD para que, mais tarde, sejam tratadas pelo processador.

Em uma UMF, as amostras do sinal serão apresentadas aos algoritmos para estimação do fasor, frequência e taxa de variação da frequência do sinal. Como se trata de um equipamento digital, *hardwares* semelhantes podem comportar diferentes *softwares* para a estimação dos parâmetros citados. Visto que não há um método padrão, apenas requisitos mínimos para a precisão da medição, fica a cargo do fabricante a escolha de qual usar. Em (ALSTOM, 2010), por exemplo, é usada a Transformada Discreta de Fourier (TDF).

As UMFs também possuem meios para comunicação entre unidades e outros processos, como *Supervisory Control and Data Acquisition* (SCADA), usado na automação de subestações e plantas industriais. Devido a essa possibilidade, os sistemas para medição de fasores em SEPs apresentam, além das UMFs, centros concentradores de dados que recebem e conservam as medidas disponíveis para estudos sobre o respectivo SEP.

A principal diferença física entre os relés microprocessados e as UMFs é a sincronização das medidas. Como as unidades instaladas no SEP estão distantes geograficamente, necessita-se de um sistema que forneça a referência de tempo com precisão suficiente para que as medidas destas unidades reflitam a condição do SEP em um mesmo instante.

As UMFs podem ser classificadas conforme o desempenho. Nesse sentido, a norma (IEEE, 2011b) define duas classes: P e M. A classe P é voltada à aplicações que requerem tempo de resposta pequeno, e a classe M é indicada para casos em que a precisão das

Figura 2 – Arquitetura interna de uma Unidade de Medição Fasorial.

Adaptado de: (ALSTOM, 2010)

medidas é mais importante. As letras P e M são adotadas para representar Proteção e Medição, respectivamente. No entanto, essa nomeação não limita as aplicações de cada classe.

Os métodos para estimação dos fasores, comunicação das medidas e sincronização das UMFs serão discutidos ao longo deste trabalho. Também se discutirá a norma que rege a medição de fasores no SEP, a qual traz os requisitos necessários à sincronização, medição e comunicação do sistema de medição.

2.3 Sincronização de Unidades de Medição Fasorial

Segundo (PHADKE; THORP, 2008), a medição por UMFs se faz interessante devido à sincronização das medidas entre diferentes localidades, tanto para extremidades de uma linha de transmissão, quanto para grandes SEPs (como o SIN). Portanto, este é um aspecto importante a se discutir para a instalação das UMFs.

A medição de fasores começou a ser aplicada no princípio da década de 1980, quando se passou a estudar meios de medir ângulos de fase, usados em cálculos de fluxo de potência e proteção, a partir de uma referência comum. Segundo (PHADKE; THORP, 2008), esses primeiros sistemas usavam satélites e redes de rádio para sincronização e apresentavam precisão de tempo de 40 μ s, tornando-os inviáveis para grandes áreas, posto que grandes imprecisões (para grandes distâncias) geram erro de fase, comprometendo as aplicações das medidas. Nessa época, o GPS estava começando a ser implantado e verificou-se que o sistema apresentava potencial para sincronização entre longas distâncias. Até hoje, o sistema mais adotado para sincronização de UMFs é o GPS, devido à sua rapidez, precisão, confiabilidade e disponibilidade para uso (IEEE, 2011b).

O GPS é propriedade do governo dos Estados Unidos e fornece serviços de posição, navegação e tempo (GPS, 2015). Esse sistema pode ser dividido em três áreas: Espaço, Controle e Uso. As duas primeiras são operadas pela Força Aérea Norte-americana. A parte do Espaço é constituída por uma constelação de 24 satélites, que se divide em seis planos orbitais com quatro satélites igualmente espaçados, transmitindo sinais de rádio. Em 2011, o sistema foi alterado, permitindo o uso de três satélites extras, aumentando a precisão. Os satélites do GPS contêm relógios nucleares sincronizados entre si que contribuem para a obtenção de uma referência de tempo precisa e acessível para várias localidades.

Diferente da aplicação de GPS em navegação, em que é necessário o recebimento do sinal de no mínimo quatro satélites para se realizar o cálculo da posição tridimensional (GPS, 2015), para se obter a referência de tempo o sinal de um único satélite é suficiente, de forma que unidades distantes serão sincronizadas por satélites diferentes, o que faz o sistema ser pouco afetado por condições atmosféricas.

O maior problema do uso de transmissões de satélite é que todos foram implantados para outras aplicações e, em caso de problemas (seja por segurança ou defeitos operacionais), a prioridade é dada à função principal e quem necessita apenas de dados referentes ao tempo, pode perder o acesso. O próprio sistema GPS está disponível a todos os usuários, exceto para casos de emergência nacional dos Estados Unidos, quando o serviço é suspenso.

A norma (IEEE, 2011b) fornece alguns exemplos de fonte de sincronização. A sincronização por satélites pode ser feita pelos sistemas: *Geostationary Operational Environmental Satellite* (GOES), utilizado para meteorologia e estudos ambientais; *Russian satellite-based radionavigation system* (GLONASS), versão russa do GPS; *International Maritime*

Satellite System (INMARSAT), usado para navegações marítimas; e o GALILEO, com projeto em andamento, criado para ser uma alternativa independente aos sistemas russos e norte-americanos. Segundo (IEEE, 2005), até que o GALILEO esteja concluído, a única alternativa aplicável para sincronização de fasores por satélite atualmente é o GPS, com precisão em torno de $1 \mu s$.

Além das transmissões por satélite existem alternativas para transmissão de localidades terrestres. A norma define que transmissões de rádio, apesar de baratas, são as mais suscetíveis a interferências e que apresentam menor precisão (em torno de $1 ms$, o que é inaceitável para medição fasorial). Transmissões via micro-ondas e fibra ótica apresentam boa precisão (em torno de $1 \mu s$), mas são caras e difíceis de serem usadas para grandes áreas.

Com relação à sincronização de unidades em uma mesma subestação, pode-se adotar a conexão de rede disponível, e.g. *Ethernet*. Segundo (IEEE, 2011b), a sincronização de unidades por rede *Ethernet*, padronizada pela norma IEEE 1588 (IEEE, 2008), proporciona precisão melhor que $1 \mu s$.

Nesse contexto, o erro inserido devido à sincronização é o primeiro fator que determinará a aplicabilidade da medição. Se a fonte de tempo possui precisão de $1 \mu s$, isso será refletido ao fasor como um erro de fase de $0,022^\circ$ para um sistema de $60 Hz$. Um erro de fase de $0,57^\circ$ (provocado por uma imprecisão de $26 \mu s$), por si só, proporciona o erro limite de estimação.

2.4 Sistema de Medição Fasorial

A aplicação de UMFs em SEPs parte do pressuposto que algumas unidades serão alocadas em lugares estratégicos e definidas de acordo com a aplicação desejada. As unidades podem ser instaladas para monitoramento de pequenas ou grandes partes do SEP. Para grandes áreas é interessante que as unidades instaladas proporcionem a melhor visualização do sistema, possibilitando a interpretação de eventos próximos ou remotos a um ponto de medição.

Buscando o equilíbrio entre precisão e custo, vários métodos de alocação de medidores foram propostos para determinar o número mínimo de medidores e sua posição. A alocação é geralmente feita por métodos estocásticos, podendo aplicar inteligência coletiva e algoritmos evolutivos, como proposto em (PEPPANEN et al., 2012) e (HUANG et al., 2014), respectivamente. Para um SEP com poucas barras é possível alocar as UMFs visualmente, priorizando as partes com cargas maiores, a geração ou as linhas de transmissão muito carregadas.

Depois de alocadas no sistema, as unidades serão sincronizadas por uma das fontes discutidas na Seção 2.3, e as medidas de cada uma delas serão transmitidas à centros de controles locais e regionais, conforme ilustrado pela Figura 3. O controle local representa

a subestação mais próxima da medição, e o regional o que receberá todas as medidas. Também é possível a comunicação entre as unidades.

Figura 3 – Sistema de Medição de Sincrofasesores por Unidades de Medição Fasorial com sincronização por satélite.

Adaptado de: (SILVA, 2012)

O padrão de mensagem apresentado pela norma visa a compatibilidade com vários tipos de rede, para que o usuário opte pelo mais adequado às condições disponíveis no local de medição (IEEE, 2005). Segundo a norma (IEEE, 2011a), geralmente a comunicação é feita por meio da rede de computadores da subestação, mas também é possível o uso dos sistemas *Optical Ground Wire* (OPGW) e Ondas Portadoras em Linhas de Alta Tensão (OPLAT). A comunicação pode ocorrer, inclusive, por protocolo IEC 61850 como consta em (IEC, 2012).

O fato das medidas das UMFs serem realizadas a cada nova amostra do sinal gera um grande volume de dados para armazenar. Dessa forma, os dados são transmitidos por uma taxa menor que a de amostragem, mas que seja suficiente para representar transitórios e oscilações no sinal. Esse ponto será detalhado durante a discussão sobre a norma que rege as medições fasoriais em SEPs, a IEEE C37.118.

Foi dito que o SIN tem passado por um processo de modernização de suas instalações, no qual equipamentos antigos têm sido substituídos por digitais. Novos projetos de

subestações incorporam a instalação de UMFs, mas como a aplicação das medidas está relacionada ao desenvolvimento de estudos na área, elas ainda permanecem pouco usadas. Um exemplo do estudo sobre UMFs no Brasil é o projeto “MedFasee”, parceria entre a Universidade Federal de Santa Catarina e outras entidades e empresas (UFSC, 2015), que conta com unidades instaladas em várias universidades brasileiras.

2.5 A Norma IEEE C37.118

A norma original para Sincrofasores era a IEEE 1344-1995, a qual foi substituída pela IEEE C37.118, em 2005. Esta norma compilou, em um documento, as definições para os sistemas de medição, os testes para aferição das UMFs, os requisitos para sincronização, e os padrões de mensagem e estrutura da comunicação.

Em 2011, a norma IEEE C37.118 foi dividida em duas versões: a C37.118.1 (IEEE, 2011b) e a C37.118.2 (IEEE, 2011a). A (IEEE, 2011a) cobre a comunicação e armazenamento dos fasores, padronizando os processos no intuito de facilitar a troca de informações entre os equipamentos de medição, armazenamento de dados e aplicação. Também fornece um método de livre acesso para transmissão de dados que pode ser usado sozinho ou com outros protocolos de comunicação, tal como o IEC 61850 (IEC, 2012).

A (IEEE, 2011b) define cada fase do processo de estimação de fasores, frequência e ROCOF em subestações, além de fornecer métodos e requerimentos para verificar a precisão da medição. A versão também determina os padrões para definição da *timetag* e transmissão das medidas, e traz uma discussão sobre as possíveis referências de tempo e suas características de operação.

Os primeiros pontos abordados pela norma (IEEE, 2011b) são as definições de fasor e Sincrofasor apresentadas na Seção 2.1, e a medição de frequência e taxa de variação desta. Também apresenta-se as convenções para medição do Sincrofasor, tanto sob frequência nominal (60 Hz para o SIN), como quando há desvio na frequência fundamental.

O fasor estimado não será igual ao ideal em consequência das características dos métodos de estimação. A norma define que o erro entre o fasor estimado e o ideal pode ser quantizado por um método chamado TVE. O erro de frequência e taxa de variação da frequência são dados pelo FE e RFE, respectivamente. Para avaliar esses erros, a norma propõe testes estáticos e dinâmicos e os limites de TVE, FE e RFE em cada teste. O TVE e os sinais para avaliar a estimação de Sincrofasores serão apresentados no capítulo referente aos testes da norma.

A UMF deve receber a referência de tempo de uma fonte precisa e confiável, como o GPS, ou outra das citadas na Seção 2.3, com uma precisão tal que o TVE não exceda 1%. Entretanto, como a estimação do Sincrofasor está sujeita a erros de magnitude e fase, a fonte que fornece o tempo deve apresentar erro mínimo para que não se introduzam erros elevados que prejudiquem, principalmente, a estimação de fase.

Para exemplificar a influência do sincronismo, uma imprecisão de $1\ \mu\text{s}$ proporciona um erro de $0,022^\circ$ em um sistema operando a 60 Hz, e $0,018^\circ$ a 50 Hz. Um erro de fase de $0,57^\circ$ ($0,01$ radiano), correspondente à imprecisões de $26\ \mu\text{s}$ (60 Hz) e $31\ \mu\text{s}$ (50 Hz), causa TVE igual a 1%.

A referência de tempo será usada para definir a *timetag* do Sincrofasor, isto é, o instante de realização da medição. A *timetag* é expressa em segundos e indica o instante de medição relativo às 00:00 do dia 1 de janeiro de 1970. Quando várias UMFs são sincronizadas por GPS, as *timetags* são iguais e definem-se pelos pulsos do relógio dos satélites.

A norma (IEEE, 2011b) define duas classes de desempenho das UMFs: P e M. A classe P é voltada à aplicações que requerem tempo de resposta pequeno, e a classe M é indicada para casos em que a precisão das medidas é mais importante do que o tempo de resposta.

A (IEEE, 2011b) também apresenta discussões sobre precisão de magnitude e fase, questões que serão abordadas no capítulo referente aos testes da norma. A mesma norma apresenta uma referência para a medição do ângulo de tensão e potência em geradores síncronos.

Dessa forma, a norma IEEE C37.118 trata todo o processo de medição de fasores e frequência, servindo como referência para estudos técnicos sobre estimação e aplicação de Sincrofasores em SEPs.

2.6 Métodos para Estimação de Fasores Encontrados na Literatura

Uma das vantagens das UMFs serem equipamentos microprocessados, como citado no capítulo 1, é a possibilidade de adotar vários algoritmos para medição de fasores. Dessa forma, desde o desenvolvimento das primeiras UMFs, em 1980, surgiram várias técnicas para se trabalhar com essa função.

Antes da proposição das UMFs, os algoritmos de estimação de fasores foram aplicados nos primeiros relés microprocessados como forma de extrair a magnitude e fase do sinal, que são usados nos algoritmos de proteção. Durante a década de 1970 foram propostos métodos baseados em técnicas como: Transformada de Fourier, Método dos Mínimos Quadrados (ou MMQ) e Funções Walsh.

O estudo de (RAMAMOORTY, 1972) propôs a aplicação da TDF para identificação de faltas, enquanto (PHADKE; HLIBKA; IBRAHIM, 1976) sugeriram a utilização da TDF com janelas de meio ciclo de onda para reduzir o tempo de resposta, posteriormente aplicada em relés de proteção de linhas de transmissão (GANGADHARAN; ANBALAGAN, 1992). Tais trabalhos são complementados pelo estudo de (HARRIS, 1978), sobre a influência de vários tipos de janela (Hamming, Blackman, etc.) na análise harmônica do sinal.

O trabalho de (HORTON, 1975) sugeriu o uso de Funções Walsh para aumentar a velocidade dos relés de proteção digitais. Também em 1970, (MUNDAY; LUCKETT; MURRAY, 1976) aplicaram a técnica de MMQ para proteção e controle de subestações. Já (JR., 1977) propôs o uso do MMQ para proteção de distância, enquanto (SACHDEV; BARIBEAU, 1979) usaram em relés de impedância digitais. Outra técnica aplicada em relés digitais foi a de Filtros de Kalman, por (GIRGIS; BROWN, 1981).

O primeiro trabalho a propor um algoritmo para estimar fasores, voltado para aplicação em UMFs foi publicado em 1983 por (PHADKE; THORP; ADAMIAK, 1983). O trabalho estabeleceu um método baseado na Transformada de Fourier para sinais discretos (TDF) e a versão recursiva desta, a TDFR, adequada a *hardwares* mais simples devido ao seu baixo esforço computacional. Os autores, ademais, determinaram métodos para medir a frequência e taxa de variação da frequência, por meio do cálculo de fase dos algoritmos TDF e TDFR (PHADKE; THORP; ADAMIAK, 1983).

As pesquisas de (WANG; SUN, 2006) apresentaram modificações para o método TDF proposto por (PHADKE; THORP; ADAMIAK, 1983). Os autores obtiveram respostas mais precisas sob condições de desvio de frequência e harmônicos. Por outro lado, (MAI et al., 2009) desenvolveram um algoritmo híbrido baseado em TDF e MMQ. Outros algoritmos híbridos foram propostos em (FAN; CENTENO, 2008) e (JAFARIAN; SANAYE-PASAND, 2009).

As estimativas de magnitude e fase por TDF foram aperfeiçoadas por (SERNA, 2005) e (SERNA, 2007). Nos trabalhos o autor usa *phasorlets* (estimativas feitas em fração de ciclo) para melhorar a precisão e o tempo de resposta da TDF. Apesar disso, o método é prejudicado por componentes não-senoidais, como ruídos, requerendo uma boa filtragem do sinal.

Alguns trabalhos atuais, como (KARIMI-GHARTEMANI; OOI; BAKHSHAI, 2010) estudaram o desempenho de algoritmos baseados em TDF para condições não-nominais. Em (MACII; PETRI; ZORAT, 2012), por exemplo, propõe-se um algoritmo TDF usando janela de dados não-retangular para otimizar a estimação, enquanto (XUE; SONG; YANG, 2013) estudaram um algoritmo que aplica a TDF consecutivamente, obtendo uma resposta melhor que a TDF tradicional sob oscilações do sinal. Por outro lado, (AKKE; THORP, 2010) propuseram um método que ajusta as amostras de uma janela do sinal para se adaptar ao modelo de estimação da TDF; o método proporciona menor erro para a estimação de módulo e fase sob desvio de frequência fundamental, e requer menos processamento do que técnicas que re-amostram o sinal.

Os autores (BARCHI et al., 2015) compararam o algoritmo TDF tradicional com alguns modificados: a TDF interpolada e o algoritmo de Taylor-Fourier. No trabalho, os autores verificaram o comportamento dos métodos sob oscilações, distorções harmônicas e degraus, concluindo que cada um apresenta vantagens para certas condições do sinal, sendo que o método tradicional é menos sensível a harmônicas e degraus.

A partir da teoria de MMQ para estimação de fasores, (SACHDEV; GIRAY, 1985) propuseram um método para estimar frequência em SEPs, e (ISAKSSON, 1988) apresentou a versão recursiva da MMQ (a MQR) para aplicação em relés digitais de proteção. Através destas técnicas, em (KAMWA; GRONDIN, 1991) os autores estudaram a aplicação de esquemas adaptativos usando os métodos MMQ, MQR e Kalman para estimação de fasores e frequência local.

A investigação feita por (ABDOLLAHI et al., 2013) apresenta um algoritmo baseado em MMQ para estimação de fasores e frequência, conseguindo resposta rápida na estimação de frequência sob condições como degrau e modulação. Por outro lado, (SADINEZHAD; AGELIDIS, 2013) investigaram a técnica MQR, propondo um algoritmo no qual a estimação de diferentes componentes harmônicas pode ser feita separadamente, reduzindo o esforço computacional e o tempo de resposta.

A partir das técnicas TDF, MMQ e filtros de Taylor, os autores (BELEGA; FONTANELLI; PETRI, 2015) propuseram um algoritmo híbrido. O algoritmo foi avaliado através dos testes propostos pela norma (IEEE, 2011b), atendendo a todos os requisitos para as classes P e M de UMFs.

Em (GIRGIS; HWANG, 1984), avalia-se o uso de Filtros de Kalman para a estimação ótima de fasores e desvio de frequência, enquanto em (SA, 1991) aplica-se a técnica em relés de impedância. Apesar dessa técnica proporcionar estimação ótima com tempo de resposta pequeno (menos que um ciclo de onda), elas são sensíveis a ruídos e apresentam maior complexidade operacional do que métodos como TDF e MMQ.

Em (THOMAS; WOOLFSON, 2001), os autores avaliam alguns métodos para estimação de frequência, como: cruzamento em zero, TDF e MMQ. Os autores concluíram que os métodos TDF e MMQ são precisos para medição de frequência. Da mesma forma, (PARK; KIM; HAN, 2009) concluíram que a TDF pode ser adotada para estimar frequência em estado permanente ou transitório.

Para superar as limitações de precisão em função do tamanho da janela de dados da TDF, (WONG et al., 2001) aplicaram a TWD com janela menor que um ciclo de onda. A TWD apresentou melhor precisão do que a TDF para uma janela de meio ciclo.

A investigação de (BRAHMA; KAVASSERI, 2008), fundamentada no uso da TWD em relés digitais, conclui que a melhora da precisão alcançada pelo método não justifica a diferença de esforço computacional desta. Em (SMITH; NAIR, 2009), os autores compararam os métodos TWD e TDF. A partir deste trabalho foi possível verificar que a TWD exige maior esforço computacional do que a TDF, mas possui melhor precisão para janelas menores que um ciclo de onda.

(CHAARI; MEUNIER; BROUAYE, 1996) adotaram a Transformada *Wavelet* para proteção de sistemas de distribuição. Os autores propuseram uma nova função *wavelet* e calcularam os coeficientes da transformada de forma recursiva. O mesmo conceito foi adotado posteriormente na definição do método TWR de outros autores. Outros traba-

lhos, como (SILVA; NEVES; SOUZA, 2008) e (LIN; LIU, 2005), usaram a TWR para proteção de fronteira e linhas de transmissão.

(REN; KEZUNOVIC, 2009) aplicaram a TWR para estimação de fasores do SEP. O trabalho traz a definição de uma nova função *wavelet* a ser usada no algoritmo, uma técnica para eliminar componente de decaimento CC e conclui que o método apresenta boas respostas apesar de exigir poucas amostras do sinal. Mais tarde, (REN; KEZUNOVIC, 2011) elaboraram uma nova versão para a TWR na pesquisa anterior (REN; KEZUNOVIC, 2009), adotando uma *wavelet* diferente e um algoritmo para compensação da frequência medida.

Técnicas de controle consolidadas, como PLL, foram estudadas para a estimação de fasores e frequência. Os pesquisadores (ZIARANI; BLUMENFELD; KONRAD, 2002) determinaram um algoritmo baseado em PLL, que foi melhorado e detalhado em (ZIARANI; KONRAD, 2004). Os métodos PLL apresentam boa resposta para sinais não-estacionários, fato que os tornam atrativos para estimação de frequência. Porém, visto que o PLL depende de parâmetros internos que regem a dinâmica do algoritmo, (ZIARANI; KONRAD, 2002) fizeram uma análise da influência destes parâmetros.

Os estudiosos (KARIMI-GHARTEMANI; IRAVANI, 2004), (KARIMI; KARIMI-GHARTEMANI; IRAVANI, 2004), (CHEN; TIMORABADI; DAWSON, 2005) e (TIMORABADI; DAWSON, 2007), por sua vez propuseram alterações para o PLL. Outros trabalhos estudaram os algoritmos PLL, tais como: (KARIMI-GHARTEMANI; OOI; BAKHSHAI, 2011) que mudaram a estrutura do PLL, obtendo comportamento mais estável que o tradicional, e (SERNA, 2015) que usou o PLL com filtros “Taylor-Fourier” para estimação dinâmica de fasores.

Alguns trabalhos estudaram a aplicação de sistemas inteligentes para estimar fasores. Respostas similares aos Filtros de Kalman foram obtidas por meio de um sistema *Fuzzy* desenvolvido para estimação de fasores (TAO et al., 1994). Em (KAMWA et al., 1996), por outro lado, adotou-se uma RNA recorrente para estimar fasores e identificar sinais de controle e proteção. Vale ressaltar que os métodos baseados em RNA possuem características relativas à topologia adotada e o treinamento da rede.

O trabalho de (DASH et al., 1997) determina uma RNA adaptativa para estimação rápida de fasores de tensão e corrente contendo ruídos. (SADINEZHAD; AGELIDIS, 2009) propuseram um algoritmo usando MMQ e uma RNA do tipo *Adaline*.

Os pesquisadores (SILVA, 2012) e (MARSOLLA, 2015) estudaram o uso de Algoritmos Genéticos (AG) Compactos para estimação de fasores do sinal. Em (MARSOLLA, 2015), propõe-se o uso de uma placa *Field Programmable Gate Array* paralela ao processador para aplicação *on-line*.

Além dos trabalhos sobre algoritmos de estimação de fasores e frequência, outras pesquisas tratam a compensação de componentes que podem prejudicar a estimação dos fasores, como componentes de decaimento CC. O estudo de (BENMOUYAL, 1995) propôs um filtro mímico digital, de característica “passa-alta”, para remover a componente CC.

Já o de (ELREFAIE; MEGAHED, 2010) aplicou a TDF em dois ciclos sucessivos. Em (VENKATESH; SWARUP, 2012), por sua vez, compara-se o filtro mímico de (BENMOUYAL, 1995) com o *Double Differentiator Filter* (DDF) de (HOU; GUZMAN; ROBERTS, 1997), o qual, segundo os autores, é usado em relés comerciais.

Alguns trabalhos foram propostos para investigar o estado da arte dos sistemas de estimação fasorial. Em (PHADKE, 1993) e (PHADKE, 2002), por exemplo, o autor faz um compilado sobre sistemas de medição fasorial, descrevendo sua operação e potenciais aplicações para medidas de UMFs.

Várias técnicas, portanto, foram estudadas para estimação de fasores em SEPs. Atualmente, aplica-se, na maioria das vezes, técnicas clássicas como MMQ ou TDF, como em (ALSTOM, 2010).

Métodos para Estimação de Fasores

Este capítulo apresentará a teoria e os algoritmos dos métodos usados no presente trabalho, além de algumas ferramentas usadas durante a implementação dos algoritmos em hardware.

Dos métodos apresentados na literatura, foram escolhidos alguns para um estudo comparativo. Optou-se pelos métodos baseados na Transformada de Fourier, Método dos Mínimos Quadrados e Transformada Wavelet. Foram adotadas as versões não-recursivas e recursivas de cada um: TDF e TDFR (PHADKE; THORP; ADAMIAK, 1983); MMQ (SACHDEV; BARIBEAU, 1979) e MQR (SADINEZHAD; AGELIDIS, 2013); TWD (SMITH; NAIR, 2009) e TWR (REN; KEZUNOVIC, 2009).

Os algoritmos, por sua vez, foram divididos a partir da técnica em que estão fundamentados. Dessa forma, apresentar-se-á a teoria base das técnicas e uma descrição dos algoritmos recursivos e não-recursivos referentes às mesmas.

3.1 Algoritmos Derivados da Transformada de Fourier

Segundo (LIMA, 2009), “aproveitando as propriedades de ortogonalidade das funções seno e cosseno é possível representar qualquer função periódica em termos dessas funções, utilizando os chamados coeficientes de Fourier, que nada mais são do que três integrais definidas em um período completo”.

Portanto, se uma determinada função $s(t)$ é periódica de período T , é possível representá-la pela Equação 2:

$$s(t) = \frac{a_0}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} a_n \cos(n2\pi f_0 t) + b_n \sin(n2\pi f_0 t) \quad (2)$$

Onde f_0 é a frequência fundamental, n o multiplicador de frequência, e a_0 , a_n e b_n os coeficientes de Fourier.

Em algumas aplicações é conveniente representar as séries em termos exponenciais. Dessa forma, a série descrita na Equação 2 pode ser alterada, substituindo os termos seno

e cosseno por exponenciais complexos, definidos a partir das equações de Euler: Equação 3 e Equação 4, onde $\omega = 2\pi f_0$.

$$\cos(n\omega t) = \frac{1}{2}(e^{jn\omega t} + e^{-jn\omega t}) \quad (3)$$

$$\sin(n\omega t) = \frac{1}{2j}(e^{jn\omega t} - e^{-jn\omega t}) \quad (4)$$

A maioria das aplicações em SEPs consideram os fasores de frequência fundamental. No entanto, a quantificação das componentes harmônicas é interessante para estudos sobre a qualidade da energia e transitórios. A partir da Transformada de Fourier, é possível decompor um sinal periódico em suas várias componentes. Em razão dessa característica, a técnica tem sido adotada para análise de sinais elétricos.

(HARRIS, 1978) estudou a aplicação da Transformada de Fourier na análise harmônica de sinais. No trabalho, o autor investigou a influência de diversas janelas de dados (retangular, Hanning, Blackman, Kaiser-Bessel, etc.) para a análise espectral de sinais discretos. Com isso, foi possível notar que, no geral, as janelas retangulares são usadas em sinais periódicos quando se garante número inteiro de amostras por ciclo. As janelas de Hanning e Kaiser-Bessel também apresentam boa resposta para sinais periódicos, sendo a de Kaiser-Bessel recomendada para seletividade em frequência.

A medição por PMUs em SEPs considera a frequência fundamental dos sinais de tensão nos barramentos e corrente nos ramos. Dessa forma, apresentar-se-á, a seguir, a teoria e os algoritmos para a estimação da componente. Como convenção, escolheu-se considerar os sinais periódicos, com N amostras por ciclo, e adotar uma janela de dados retangular de um ciclo de onda.

3.1.1 Transformada Discreta de Fourier

A Equação 2 refere-se à Transformada de Fourier para sinais contínuos, como são os sinais elétricos de tensão e corrente. Entretanto, como foi dito no capítulo introdutório, sua medição é feita por equipamentos digitais, o que requer que os sinais sejam amostrados (discretizados) e convertidos para a forma digital para a operação do microprocessador. Nesse contexto, a TDF é uma alteração da Transformada de Fourier para o trabalho com valores discretos.

A TDF foi aplicada nos primeiros relés de proteção microprocessados para a estimação de módulo e fase dos sinais de tensão e corrente (RAMAMOORTHY, 1972). A técnica para estimação de fasores em PMUs por meio da TDF foi proposta por (PHADKE; THORP; ADAMIAK, 1983). No trabalho, os autores apresentaram os algoritmos para TDF e TDFR, bem como um meio para estimar a frequência e taxa de variação da frequência através da TDF. A teoria e os algoritmos aqui apresentados foram baseados na proposta desenvolvida por esses pesquisadores, bem como na teoria definida por (PHADKE; THORP, 2008).

Considerando um sinal com amplitude $\sqrt{2}X$, frequência f_0 e fase ϕ , como na Equação 5:

$$x(t) = \sqrt{2}X \text{sen}(2\pi f_0 t + \phi) \quad (5)$$

Este pode ser representado por um número complexo denominado fasor:

$$\bar{X} = X \cdot e^{j\phi} = X \cos\phi + jX \text{sen}\phi \quad (6)$$

Se o sinal for amostrado N vezes por ciclo, cada amostra k pode ser expressa pela Equação 7:

$$x_k = \sqrt{2}X \text{sen}\left(\frac{2\pi}{N}k + \phi\right) \quad (7)$$

A TDF da Equação 7 apresenta o espectro de frequência do sinal, o qual contém a componente de frequência fundamental, expresso pela Equação 8.

$$\bar{X}_1 = \frac{2}{N} \sum_{k=0}^{N-1} x_k e^{-j\frac{2\pi}{N}k} \quad (8)$$

Separando as componentes seno e cosseno obtém-se a Equação 9:

$$\bar{X}_1 = \frac{2}{N} \sum_{k=0}^{N-1} x_k \cos\left(\frac{2\pi}{N}k\right) - j \frac{2}{N} \sum_{k=0}^{N-1} x_k \text{sen}\left(\frac{2\pi}{N}k\right) \quad (9)$$

Ou da forma simplificada, como na Equação 10, onde, $X_c = \sqrt{2}X \text{sen}\phi$ e $X_s = \sqrt{2}X \cos\phi$.

$$\bar{X} = X_c - jX_s \quad (10)$$

A partir da Equação 11, calcula-se o fasor:

$$\bar{X} = \frac{1}{\sqrt{2}} j \bar{X}_1 = \frac{1}{\sqrt{2}} (X_s + jX_c) \quad (11)$$

Para a implementação do algoritmo, foi usada a Equação 12.

$$\bar{X} = j \frac{\sqrt{2}}{N} \sum_{k=0}^{N-1} x_k e^{-j\frac{2\pi}{N}k} \quad (12)$$

Considerando um algoritmo TDF embarcado em uma UMF, a cada nova janela de amostras (normalmente atualizada em uma frequência igual a de amostragem) será adotada a Equação 12. Dessa forma, fasores consecutivos apresentam fases diferentes, com deslocamento inversamente proporcional à taxa de amostragem.

A Figura 4 ilustra a estimação de dois fasores consecutivos pela TDF. Por meio dessa figura é possível notar que, se um determinado fasor, extraído de uma janela de um ciclo do sinal, apresenta fase ϕ , o próximo fasor, extraído da janela consecutiva terá fase $\phi + \theta$.

O ângulo θ depende da taxa de amostragem adotada, de forma que $\theta = 2\pi/N$, em que N é o número de amostras por ciclo, definido pela relação entre a frequência de amostragem (F_a) e a do sinal (f_0), ou seja, $N = F_a/f_0$. Para $F_a = 720$ Hz, N será 12 amostras/ciclo para um sinal em 60 Hz, e θ será $30^\circ(\pi/6 \text{ rad})$.

Figura 4 – Estimação de dois fasores consecutivos pela Transformada Discreta de Fourier.

Adaptado de: (PHADKE; THORP, 2008)

A vantagem do método realizar todos os cálculos a cada nova janela é que ele se torna menos sensível a dados obtidos erroneamente durante o processo de amostragem e conversão AD. Por outro lado, o método é menos eficiente computacionalmente do que a versão recursiva, abordada mais adiante neste trabalho.

Para implementar o método em *hardware* é necessário que seja definido o *software* para estimação. Dessa forma, a Figura 5 mostra o algoritmo para estimação de fasores por TDF. O sinal é medido e as amostras são armazenadas em um *buffer*, o qual pode conter um ou mais ciclos.

Para operação em tempo real é preciso dividir as etapas de preparação e execução, denominadas *Prepare* e *Run*, respectivamente. Durante a fase de preparação, antes do início das medições, é fornecida a frequência do sinal para o cálculo do número de amostras N , considerando a frequência F_a do equipamento. Na execução será aplicada a Equação 12 para os dados recebidos em uma janela de um ciclo. A cada nova amostra obtida, é definida uma nova janela. Esta é apresentada a etapa *Run*, na qual o fasor será calculado. O resultado obtido é enviado, primeiramente, a um canal de saída e, depois, ao *buffer* de saída, o qual armazenará os últimos fasores estimados.

3.1.2 Transformada Discreta de Fourier Recursiva

A TDF é uma técnica de estimação simples, confiável e robusta para vários fenômenos possíveis em um SEP. O fato é comprovado pelo uso desta em muitas aplicações, tais

Figura 5 – Algoritmo não-recursivo baseado na Transformada Discreta de Fourier para estimação de fasores.

como análise harmônica (HARRIS, 1978) e proteção (RAMAMOORTY, 1972). Entretanto, o uso de TDF na forma convencional apresenta como característica o cálculo dos fasores considerando todas as amostras apresentadas. Assim, apesar de duas janelas consecutivas apresentarem amostras em comum, a ação de calcular é repetida a cada nova janela, apesar de duas janelas consecutivas apresentarem amostras em comum, fato que representa um esforço computacional que poderia ser evitado e aplicado em outras tarefas.

Como forma de reduzir o esforço devido à repetição de cálculos, o estudo de (PHADKE; THORP; ADAMIAK, 1983) propôs a versão recursiva da TDF, a qual segue a mesma teoria da versão não-recursiva, mas com características diferentes para a operação.

Considerando a TDF não-recursiva, se na primeira janela de dados o fasor é calculado diretamente pela Equação 12, na segunda janela será calculada pela Equação 13.

$$\bar{X} = j \frac{\sqrt{2}}{N} \sum_{k=1}^N x_k e^{-j \frac{2\pi}{N} k} \quad (13)$$

As equações são semelhantes e compartilham $N - 1$ amostras do somatório. Valendo-se dessa característica, o cálculo realizado para a primeira janela pode ser aproveitado para a próxima, excluindo uma parcela do somatório referente à amostra antiga, e adicionando uma nova correspondente à introduzida.

O reaproveitamento é feito por meio do último fasor calculado, e para cada novo fasor,

um anterior é utilizado. Dessa forma, se $\bar{X}_{r-1}$ for o fasor antigo, o novo é calculado pela Equação 14.

$$\bar{X}_r = \bar{X}_{r-1} + j \frac{2}{\sqrt{2N}} (x_{N+r} - x_r) e^{-j \frac{2\pi}{N} (r-1)} \quad (14)$$

Como o método recursivo utiliza o fasor anterior para o cálculo do atual, sua dinâmica é diferente do não-recursivo. Se para este, a cada nova janela o fasor apresentava deslocamento angular proporcional a N , para aquele, o ângulo dos fasores não se altera entre janelas, permanecendo a fase calculada para o primeiro fasor, desde que a fase do sinal não se altere. A Figura 6 ilustra a estimação dos fasores para duas janelas consecutivas de um sinal com características fixas por TDFR.

Figura 6 – Estimação de dois fasores consecutivos pela Transformada Discreta de Fourier Recursiva.

Adaptado de: (PHADKE; THORP, 2008)

O método recursivo é numericamente instável, e um erro inserido na estimação de um fasor será transmitido para os próximos fasores calculados, fato a ser considerado na prática. Apesar disso, os algoritmos recursivos foram os mais utilizados devido ao menor esforço computacional, adequado para *hardware* mais simples ou antigo (PHADKE; THORP; ADAMIAK, 1983).

Assim como para a TDF, é necessário definir o algoritmo para a estimação. O algoritmo para a TDFR é apresentado na Figura 7. Também como a TDF, esse algoritmo é dividido em uma etapa de preparação, cujo procedimento é igual ao da TDF, e outra de execução. O fasor da primeira janela apresentada ao algoritmo é calculada pela TDF (ou fornecido de acordo com as condições nominais do SEP). A partir do valor inicial, o fasor de cada janela será atualizado pela etapa *Run*. O fasor estimado, que será utilizado para a estimação do próximo, será enviado a um canal de saída e armazenado em um *buffer*.

Figura 7 – Algoritmo recursivo baseado na Transformada Discreta de Fourier para estimação de fasores.

3.2 Algoritmos Derivados do Método dos Mínimos Quadrados

É possível determinar uma função por meio da aproximação por Método dos Mínimos Quadrados se um número de dados que descrevem o comportamento dessa função é apresentado. Então, considerando que as amostras medidas do sinal são os dados fornecidos, é possível encontrar os coeficientes da função que descreve o sinal medido. Se uma senoide for escolhida como função de aproximação serão determinados os parâmetros: módulo X e fase ϕ .

Assumindo que o sinal medido $s(t)$ é aproximado por uma função $g(t)$, que consiste em uma componente fundamental, uma de decaimento exponencial e M harmônicas, $g(t)$ será expresso pela Equação 15.

$$g(t) = K_1 e^{-t/\tau} + \sum_{m=1}^M [K_{2m} \cos(m2\pi f_0 t) + K_{2m} \sin(m2\pi f_0 t)] \quad (15)$$

Onde, τ é a constante de tempo de decaimento, f_0 a frequência fundamental e K_1 , K_2 , ..., K_{2M+1} são as incógnitas a se determinar para calcular os parâmetros de cada componente harmônica. Como a frequência de interesse é a fundamental, as incógnitas serão reduzidas a K_1 , K_2 e K_3 .

A resposta para os valores dos coeficientes pode ser calculada de diferentes formas, como por exemplo as abordadas em (MUNDAY; LUCKETT; MURRAY, 1976) e (SACHDEV; BARIBEAU, 1979). Em (MUNDAY; LUCKETT; MURRAY, 1976) a equação é resolvida pelo método *integral fit*, em que os coeficientes são determinados para minimizar o erro entre $s(t)$ e $g(t)$. Por outro lado, em (SACHDEV; BARIBEAU, 1979) é adotada técnica de séries multi-variáveis na qual os coeficientes são dispostos em matrizes separadas para a resolução do sistema.

3.2.1 Método dos Mínimos Quadrados

Para este trabalho adotou-se a versão de MMQ abordada em (SACHDEV; BARIBEAU, 1979). A técnica considera algumas premissas, como a limitação do número de componentes harmônicas devido à filtragem *anti-aliasing* e um τ previamente estimado para o sistema.

Considerando a estimação para um sinal composto pela frequência fundamental e terceira harmônica, como expresso pela Equação 16.

$$s(t) = K_1 e^{-t/\tau} + K_2 \text{sen}(2\pi f_0 t + \phi_1) + K_3 \text{sen}(6\pi f_0 t + \phi_3) \quad (16)$$

Expandindo a componente de decaimento pelas séries de Taylor, como mostra a Equação 17, a Equação 16 será transformada para a Equação 18, ou Equação 19.

$$e^{-t/\tau} = 1 - \frac{t}{\tau} + \frac{1}{2!} \frac{t^2}{\tau^2} - \frac{1}{3!} \frac{t^3}{\tau^3} + \dots \quad (17)$$

$$s(t) = k_1 - k_1 \frac{t}{\tau} + k_1 \frac{t^2}{2\tau^2} + k_{21} \text{sen}(2\pi f_0 t + \phi_1) + k_{23} \text{sen}(6\pi f_0 t + \phi_3) \quad (18)$$

$$s(t) = k_1 - k_1 \frac{t}{\tau} + k_1 \frac{t^2}{2\tau^2} + (k_{21} \cos \phi_1) \text{sen}(2\pi f_0 t) + (k_{21} \text{sen} \phi_1) \cos(2\pi f_0 t) \dots \\ + (k_{23} \cos \phi_3) \text{sen}(6\pi f_0 t) + (k_{23} \text{sen} \phi_3) \cos(6\pi f_0 t) \quad (19)$$

A Equação 19 pode ser escrita como na Equação 20.

$$s(t) = a_{11}v_1 + a_{12}v_2 + a_{13}v_3 + a_{14}v_4 + a_{15}v_5 + a_{16}v_6 + a_{17}v_7 \quad (20)$$

A Equação 20 considera apenas uma amostra. Portanto, deverá ser feito a mesma consideração para cada amostra dentro da janela. Os coeficientes a da Equação 20 são relativos ao tempo t em que a amostra foi obtida, e são calculados pela Equação 21.

$$a_{11} = 1; \quad a_{12} = \text{sen}(2\pi f_0 t); \quad a_{13} = \cos(2\pi f_0 t); \\ a_{14} = \text{sen}(6\pi f_0 t); \quad a_{15} = \cos(6\pi f_0 t); \\ a_{16} = t; \quad a_{17} = t^2; \quad (21)$$

Os valores v são dependentes das variáveis k e seus valores calculados pela Equação 22.

$$\begin{aligned} v_1 &= 1; & v_2 &= k_2 1 \cos \phi_1; & v_3 &= k_2 1 \sin \phi_1; \\ v_4 &= k_2 3 \cos \phi_3; & v_5 &= k_2 3 \sin \phi_3; \\ v_6 &= -\frac{k_1}{\tau}; & v_7 &= \frac{k_1}{4\tau^2} \end{aligned} \quad (22)$$

Para outra amostra, serão definidos novos coeficientes a e v , como mostrado na Equação 23, e assim por diante. Para os novos valores será usada a Equação 21 e a Equação 22 adotando $t = t'$.

$$s(t') = a_{21}v_1 + a_{22}v_2 + a_{23}v_3 + a_{24}v_4 + a_{25}v_5 + a_{26}v_6 + a_{27}v_7 \quad (23)$$

Como as amostras estão sendo medidas em tempos definidos pela taxa de amostragem, é possível determinar o t para a Equação 21. Portanto, para uma janela de um ciclo com N amostras é possível determinar as N equações. Estas podem ser escritas na forma matricial, como na Equação 24.

$$A \times V = S \quad (24)$$

A matriz A terá dimensão $N \times 2M + 1$, e V $2M + 1 \times 1$. S é a matriz que conterà a janela de amostras, logo terá a dimensão $N \times 1$.

A solução da Equação 24 é obtida pelo uso da operação pseudo-inversa, detalhada em (JOHNS; SALMAN, 1997). A Equação 24 tornará Equação 25.

$$V = A^t \times S \quad (25)$$

Onde A^t é a pseudo inversa de A , definida pela Equação 26.

$$A^t = [A^T \times A]^{-1} \times A \quad (26)$$

Após calcular o vetor V , determina-se o módulo e fase do fasor da fundamental. V_3 e V_4 são as componentes real e imaginária, respectivamente. Logo, o fasor será dado por $V_3 + jV_4$.

Como os valores de a são calculados considerando-se o tempo para cada amostra do sinal, a dinâmica do algoritmo MMQ é igual a da TDFR, ilustrada pela Figura 6; fasores consecutivos apresentarão fase igual desde que a fase do sinal não se altere.

O algoritmo para o MMQ é mostrado na Figura 8. Assim como para os descritos anteriormente, existem duas etapas: preparação e execução. A etapa de preparação é idêntica a da TDF. Já a etapa de execução, apresenta as equações descritas durante esta seção. Considerou-se apenas a estimação da frequência fundamental, logo A terá

dimensão $4 \times N$. Após calcular o V , o fasor é determinado, apresentado ao canal de saída e armazenado em um *buffer*.

Figura 8 – Algoritmo não-recursivo baseado no Método dos Mínimos Quadrados para estimação de fasores.

Durante a implementação deste algoritmo em *hardware* foi usada a biblioteca *GNU Scientific Library* (GSL) (GSL, 2015) para as operações matriciais, como o cálculo da pseudo-inversa de A . A biblioteca foi escolhida por ser de código aberto da GNU (GSL, 2015).

3.2.2 Mínimos Quadrados Recursivos

O cálculo da pseudo-inversa de A envolve operação inversa de matriz, exigindo elevado esforço computacional, o que pode prejudicar aplicações em tempo real. Para evitar esse cálculo, faz-se o uso da versão recursiva, na qual a matriz é atualizada a partir de valores anteriores.

A definição do problema adotada por (SADINEZHAD; AGELIDIS, 2013) é um pouco diferente da explicada na seção anterior, de (SACHDEV; BARIBEAU, 1979).

Se um sinal $s(t)$, composto por M harmônicas e componente de decaimento exponencial, for representado pela forma discreta, cada amostra $x(k)$ pode ser definida pela Equação 27.

$$x(k) = \sum_{m=1}^M X_m(k) \text{sen}(\varphi_m(k)) + A_{cc}(k) \quad (27)$$

Onde $\varphi_m(k) = m2\pi f_0 k T_a + \phi_m(k)$, e T_a é o período de amostragem. Se for adotada uma função $\hat{x}$ para aproximação por Método dos Mínimos Quadrados, cada amostra $\hat{x}(k)$ obtida será dada pela Equação 28.

$$\hat{x}(k) = \sum_{m=1}^M \hat{X}_m(k) \text{sen}(\hat{\varphi}_m(k) + \hat{\phi}_m(k)) + \hat{A}_{cc}(k) \quad (28)$$

Onde $\hat{\varphi}_m(k) = m2\pi f_0 k T_a + \hat{\phi}_m(k)$. O erro entre a função real $x(k)$ e a de aproximação $\hat{x}(k)$ pode ser expressa pela Equação 29.

$$e(k) = \hat{x}(k) - x(k) \quad (29)$$

A técnica MQR consiste em definir o valor de $\hat{x}(k)$, de modo que a soma dos erros seja mínima, ou seja, a $G(k)$ (Equação 30) seja próxima de zero.

$$G(k) = \sum_{m=0}^{k-1} 0,5\lambda^m e^2(k-m) \quad (30)$$

Onde λ é o fator-de-esquecimento que determinará a influência de amostras anteriores na última considerada. O fator λ deve satisfazer a condição $0 \ll \lambda < 1$.

Definindo o vetor dos parâmetros do fasor para a componente fundamental pela Equação 31.

$$V(k) = [X(k) \ \phi(k)] \quad (31)$$

O vetor da Equação 31 deve ser determinado de tal forma que $G(k)$ seja mínimo. Para tanto é feito o gradiente de G pela Equação 32.

$$\nabla G(k) = \frac{\partial G(k)}{\partial V(k)} = e^T(k) A(k) \quad (32)$$

O vetor A é análogo à matriz A do MMQ, porém inclui os coeficientes para a frequência fundamental. Este é determinado pela Equação 33.

$$A(k) = [\text{sen}(\hat{\varphi}(k)) \ \hat{X}(k) \cos(\hat{\varphi}(k))] \quad (33)$$

A Equação 32 pode ser rearranjada para cálculo de $V(k)$, expresso pela Equação 34.

$$V(k) = (A(k)^T A(k))^{-1} A(k)^T x(k) \quad (34)$$

Definindo duas matrizes auxiliares, R e P :

$$R(k) = (A(k)^T A(k))^{-1} \quad (35)$$

$$P(k) = A(k)^T x(k) \quad (36)$$

A Equação 34 pode ser expressa em termos de R e P .

$$V(k) = R(k)P(k) \quad (37)$$

Expandindo P em termos do V anterior e A é obtida a Equação 38.

$$V(k) = V(k-1) - e(k)R(k)A(k) \quad (38)$$

A MQR usa estimação recursiva de $R(k)$, por meio do teorema da inversão de matrizes, detalhado em (APOLINÁRIO; MCWHIRTER, 2009). A atualização de $R(k)$ é dada pela Equação 39.

$$R(k) = \frac{1}{\lambda} \left[R(k-1) - \frac{R(k-1)A(k)A(k)^T R(k-1)}{\lambda + A(k)^T R(k-1)A(k)} \right] \quad (39)$$

Desde que o sinal não se altere, fasores consecutivos estimados por MQR apresentarão fase igual, como ilustrado na Figura 6, para a TDFR.

A Figura 9 ilustra o algoritmo para estimação do fasor da fundamental por meio da MQR. Diferente dos outros métodos citados até agora, a estimação por MQR não adota uma janela de dados, as amostras são apresentadas individualmente à etapa de execução. Na preparação são definidos os valores iniciais para: o módulo X , fase ϕ , vetor A e matriz R ; além do fator λ e da frequência f_0 . O valor estimado para a amostra (a partir dos valores anteriores), o erro entre esta e a medida, o vetor A e a matriz R são calculados a cada execução. A partir desses, é calculado o vetor V , que conterá o módulo X e a fase ϕ do fasor, os quais serão usados para a próxima estimação. O fasor é direcionado a um canal de saída e armazenado em um *buffer*.

Assim como para o MMQ, foi usada a biblioteca GSL (GSL, 2015) nas operações matriciais para o desenvolvimento do algoritmo em *hardware*.

3.3 Algoritmos Derivados da Transformada *Wavelet*

Apesar de ser apropriado para lidar com sinais com características independentes do tempo, componentes seno e cosseno não modelam bem alterações pontuais como ruídos aleatórios (BOGGESE; NARCOWICH, 2009). Para esses casos são utilizadas funções *wavelet*, como as ilustradas na Figura 10, que são formas de onda finitas com valor médio zero. Dessa forma, se a Transformada de Fourier divide o sinal em uma soma de funções seno e cosseno, a Transformada *Wavelet* dividirá o sinal em várias versões aumentadas e reduzidas da função *wavelet* (YOUNG, 2012).

Figura 9 – Algoritmo recursivo baseado no Método dos Mínimos Quadrados para estimação de fasores.

Figura 10 – Funções Wavelet do tipo Haar e Db2.

Adaptado de: (BOGGESE; NARCOWICH, 2009)

Analogamente a Transformada de Fourier, é possível definir o teorema para a Transformada *Wavelet*. Se a de Transformada de Fourier for expressa pela Equação 40, a Transformada *Wavelet* será dada pela Equação 41.

$$F(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} f(t)e^{-j\omega t} dt \quad (40)$$

$$W(a, s) = \int_{-\infty}^{\infty} f(t) \Psi(a, s, t) dt \quad (41)$$

Na Equação 41, W denota os coeficientes da transformada, a indica a escala usada para a função *wavelet*, e s é a posição desta no sinal analisado. Para a análise por Fourier são adotadas as funções seno e cosseno, enquanto para a *Wavelet* existem várias funções (Ψ): Haar (10(a)), Daubechies (10(b)), Gaussiana, etc. A escolha desta dependerá do fenômeno que se deseja analisar.

A análise por *wavelets* equivale a escolher um intervalo do sinal (posição “s”) e calcular a relação existente entre ele e a Ψ para uma escala a , repetindo o processo para diferentes intervalos do sinal e escalas da Ψ . Como resultado, o sinal será representado por vários coeficientes W , que são funções de escala e posição. Os coeficientes representam as *wavelets* em diferentes escalas, comprimidas ou aumentadas, mais adequadas a cada frequência a se analisar. Dessa forma é possível usar escalas maiores para informações mais precisas em baixa frequência (coeficientes de aproximação), e menores para informações de alta frequência (coeficientes de detalhe). A Figura 11 ilustra o processo simplificado de decomposição *Wavelet*.

Figura 11 – Decomposição Wavelet de um sinal $s(t)$ em coeficientes $W(a_n, s_n)$.

Adaptado de: (YOUNG, 2012)

A Transformada *Wavelet* foi empregada em algoritmos de proteção (CHAARI; MEUNIER; BROUAYE, 1996) devido a sua capacidade de análise de componentes não periódicas, tais como os transitórios de faltas elétricas. Posteriormente, ela foi aplicada para estimação de fasores com janelas de dados menores que um ciclo, apresentando desempenho melhor que a de Fourier (SMITH; NAIR, 2009).

3.3.1 Transformada *Wavelet* Discreta

Calcular os coeficientes para cada escala possível requer um grande esforço e gera muitos dados. Ao adotar potências de dois para escalas e posições, a análise torna-se mais eficiente e com a mesma precisão, definindo a TWD.

A TWD pode ser comparada a um conjunto de filtros passa-alta e passa-baixa, utilizados para separar componentes de baixa e alta frequência de um sinal, como o processo

da Figura 12. Ao repetir o processo para os sinais filtrados são obtidos os detalhes (D_N) e aproximações (A_N) para frequências diferentes. Os coeficientes desses filtros são análogos aos coeficientes *wavelet*.

Figura 12 – Filtragem de um sinal por meio da Transformada *Wavelet* Discreta.

Adaptado de: (YOUNG, 2012)

Seja um sinal $s(t)$ definido pela função senoidal da Equação 5, a TWD pode ser expressa por:

$$TWD(m, k) = \frac{1}{\sqrt{a_0^m}} \sum_{n=0}^{N-1} s(n) \Psi\left(\frac{k - na_0^m}{a_0^m}\right) \quad (42)$$

Onde m e k são escalas e posições discretas, respectivamente. Como a frequência de interesse é 60 Hz, será adotada uma escala de aproximação proporcional a esse valor e serão desconsiderados os coeficientes de detalhe.

A Transformada *Wavelet* é feita por faixas de frequência e, portanto, ao contrário da TDF, a TWD não fornece diretamente a magnitude e fase. Para estimá-las é necessário realizar a Transformada *Wavelet* sobre o sinal amostrado e sobre sinais de referência. O algoritmo usado neste trabalho tem como referência os de (SMITH; NAIR, 2009) e (BRAHMA; KAVASSERI, 2008), nos quais a transformada é feita não só no sinal amostrado, mas em três sinais de referência. O primeiro sinal, representado pela Equação 43, deve ser deslocado em 90° do segundo, como na Equação 44.

$$r_1 = \text{sen}(2\pi f_0 t) \quad (43)$$

$$r_2 = \text{sen}\left(2\pi f_0 t + \frac{\pi}{2}\right) \quad (44)$$

Estes sinais devem conter um ciclo, com N amostras, assim como a janela de dados do sinal medido. Decompondo-se os sinais, inclusive o medido, pelo processo da Figura 12, obtém-se os coeficientes de aproximação e detalhe. Serão usados as aproximações para o segundo nível da decomposição: Ar_1^2 , Ar_2^2 e Ax^2 , que representam cada sinal filtrado,

e $|Ar_1^2|$, $|Ar_2^2|$ e $|Ax^2|$, as normas Euclidianas desses. A *wavelet* adotada para a decomposição foi a Haar, ilustrada na Figura 10(a), mas podem ser escolhidas outras, como as Daubechies(2-10).

A partir dos sinais, e suas normas Euclidianas, obtidas pela decomposição, são calculados dois ângulos: θ_1 pela Equação 45, e θ_2 pela Equação 46.

$$\theta_1 = \cos^{-1} \left(\frac{Ar_1^2 \cdot Ax^2}{|Ar_1^2| |Ax^2|} \right) \quad (45)$$

$$\theta_2 = \cos^{-1} \left(\frac{Ar_2^2 \cdot Ax^2}{|Ar_2^2| |Ax^2|} \right) \quad (46)$$

O ângulo ϕ é determinado pela condição da Equação 47.

$$\begin{cases} \phi = \theta_1 & , se \ \theta_2 \leq \frac{\pi}{2} \\ \phi = 2\pi - \theta_1 & , se \ \theta_2 > \frac{\pi}{2} \end{cases} \quad (47)$$

A partir de ϕ será gerado outro sinal de referência, através da Equação 48.

$$r_3 = \sin(2\pi f_0 t + \phi) \quad (48)$$

Decompondo r_3 pelo mesmo processo realizado para r_1 e r_2 , obtém-se o coeficiente Ar_3^2 , usado para calcular o módulo, pela Equação 49.

$$X = \frac{|Ax^2|}{\sqrt{2} |Ar_3^2|} \quad (49)$$

O fasor estimado terá o módulo X e fase ϕ , calculados pela Equação 47 e Equação 49, respectivamente.

Fasores consecutivos estimados por TWD terão fases diferentes, devido à adoção de sinais de referência fixos em r_1 (0°) e r_2 (90°). Assim como para a TDF, ilustrado na Figura 4, o deslocamento angular entre dois fasores será inversamente proporcional a taxa de amostragem.

A Figura 13 apresenta o algoritmo para estimação em tempo real de fasores. A sequência de operações é a mesma descrita na teoria apresentada nesta seção, mas estas foram divididas entre as etapas de preparação e execução. A definição dos sinais de referência, e de seus respectivos coeficientes de aproximação em segundo nível, foi realizada no *Prepare*. No *Run*, é feita a decomposição *Wavelet* do sinal amostrado, alcançando-se o coeficiente de aproximação, usado para o cálculo dos ângulos θ_1 , θ_2 e ϕ . Então é definido um sinal com fase ϕ , e a partir de seu coeficiente e o do sinal amostrado é calculado o módulo X . O fasor $X \angle \phi$ é enviado a um canal de saída e armazenado em um *buffer*. Para novas amostras a etapa de execução é repetida.

Na execução do algoritmo em *hardware* foi adotada a decomposição *wavelet* seletiva. Normalmente, a decomposição é realizada para todos os coeficientes de detalhe e aproximação até atingir o nível desejado. Assim, se o coeficiente de interesse for uma aproxima-

Figura 13 – Algoritmo não-recursivo baseado na Transformada *Wavelet* Discreta para estimação de fasores.

ção em segundo nível (como para Ax^2), serão calculados todos os coeficientes (detalhes D^n e aproximações A^n) para o primeiro e segundo nível. A decomposição seletiva identifica a melhor sequência de decomposição a ser realizada para se obter o coeficiente pretendido, dispensando o esforço computacional de calcular aqueles que não serão usados, o que torna o método adequado para uso em tempo real.

Também foi usada a biblioteca para operações algébricas da GSL, especificamente as funções para multiplicação de vetores e cálculo da norma Euclidiana para os sinais.

3.3.2 Transformada *Wavelet* Recursiva

Apesar de a Transformada *Wavelet* apresentar pouca complexidade operacional, o esforço computacional exigido para a execução do algoritmo TWD é elevado. Como foi descrito na seção anterior, são necessários sinais de referência e a decomposição de dois sinais por *Wavelet* em tempo de execução. Apesar de ter sido usada a decomposição seletiva, o esforço para esses cálculos é maior do que os envolvidos em técnicas simples, como as baseadas em Fourier.

Para reduzir esse esforço, (CHAARI; MEUNIER; BROUAYE, 1996) estudaram um algo-

ritmo para proteção de sistemas de distribuição usando *Wavelet*. No trabalho, os autores propõem uma *wavelet* complexa (composta por componentes real e imaginária) e um modo de estimar os coeficientes de uma determinada escala recursivamente.

Em (REN; KEZUNOVIC, 2009), os autores aplicaram o método usado em (CHAARI; MEUNIER; BROUAYE, 1996) no intuito de calcular recursivamente os coeficientes *Wavelet* e propuseram uma nova função *wavelet* para estimação de fasores. A seguir, será apresentada a descrição teórica do método e da função proposta.

A função *wavelet* proposta é descrita pela Equação 50.

$$\psi(t) = \left(-\frac{\delta^3 t^3}{3} - \frac{\delta^4 t^4}{6} - \frac{\delta^5 t^5}{15} \right) e^{(\delta + j\omega_0)t} u(t) \quad (50)$$

Onde $\delta = 2\pi/\sqrt{3}$ e $\omega_0 = 2\pi$ para que $\psi(t)$ seja admissível, ou seja, sua Transformada de Fourier para $\omega = 0$ deve ser zero, conforme a Equação 51.

$$\Psi(\omega) = \frac{\delta(\omega_0 - \omega)^2 - 3\delta^3}{2[\delta + j(\omega_0 - \omega)]^4} = \frac{\delta(\omega_0)^2 - 3\delta^3}{2[\delta + j(\omega_0)]^4} = 0 \quad (51)$$

Esta função pode ser dilatada ou comprimida para diferentes escalas a e deslocada em posições s , conforme a Equação 52.

$$\psi(a, s, t) = a^{-1/2} \psi\left(\frac{t-s}{a}\right) \quad (52)$$

Os coeficientes para um sinal $x(t)$ são calculados pela Equação 53.

$$W(a, b) = a^{-1/2} \int_{-\infty}^{\infty} x(t) \psi\left(\frac{t-s}{a}\right) dt \quad (53)$$

Para a função da Equação 50, a relação entre a escala a e a frequência f é dada por: $a = 1/f$. Assumindo que $x(k)$ é a última amostra obtida do sinal, e T_a o período de amostragem, os coeficientes podem ser calculados de forma recursiva por meio da Equação 54. O cálculo de W requer cinco amostras do sinal e seis coeficientes W anteriores.

$$\begin{aligned} W(f, k) = & T_a \sqrt{f} [\lambda_1 x(k) + \lambda_2 x(k-1) + \lambda_3 x(k-2) + \lambda_4 x(k-3) + \lambda_5 x(k-4)] \\ & - \beta_1 W(f, k-1) - \beta_2 W(f, k-2) - \beta_3 W(f, k-3) \\ & - \beta_4 W(f, k-4) - \beta_5 W(f, k-5) - \beta_6 W(f, k-6) \end{aligned} \quad (54)$$

Onde os coeficientes λ e β são definidos a partir da Transformada Z da função ψ , processo detalhado em (REN; KEZUNOVIC, 2011). Os valores de λ e β são determinados pela Equação 55.

$$\begin{aligned}
\sigma &= e^{-fT_a(\delta-j\omega_0)} & \beta_1 &= -6\sigma \\
\lambda_1 &= \sigma \left[\frac{(\delta fT_a)^3}{3} - \frac{(\delta fT_a)^4}{6} + \frac{(\delta fT_a)^5}{15} \right] & \beta_2 &= 15\sigma^2 \\
\lambda_2 &= \sigma^2 \left[\frac{2(\delta fT_a)^3}{3} - \frac{5(\delta fT_a)^4}{3} + \frac{26(\delta fT_a)^5}{15} \right] & \beta_3 &= -20\sigma^3 \\
\lambda_3 &= \sigma^3 \left[\frac{-6(\delta fT_a)^3}{3} + \frac{22(\delta fT_a)^5}{5} \right] & \beta_4 &= 15\sigma^4 \\
\lambda_4 &= \sigma^4 \left[\frac{2(\delta fT_a)^3}{3} + \frac{5(\delta fT_a)^4}{3} + \frac{26(\delta fT_a)^5}{15} \right] & \beta_5 &= -6\sigma^5 \\
\lambda_5 &= \sigma^5 \left[\frac{(\delta fT_a)^3}{3} + \frac{(\delta fT_a)^4}{6} + \frac{(\delta fT_a)^5}{15} \right] & \beta_6 &= \sigma^6
\end{aligned} \tag{55}$$

Se o sinal $x(t)$ for uma senoide, como expresso na Equação 5, ele pode ser expresso na mesma forma do fasor da Equação 6. A estimação do fasor envolve os coeficientes W obtidos sobre o sinal $x(t)$, conforme a Equação 56:

$$\begin{aligned}
W(a, s) &= a^{-1/2} \int_0^s x(t) \psi\left(\frac{t-s}{a}\right) dt \\
&= a^{-1/2} \int_0^s X e^{j(\omega t + \phi)} \left[-\frac{\delta^3}{3} \left(\frac{t-s}{a}\right)^3 - \frac{\delta^4}{6} \left(\frac{t-s}{a}\right)^4 - \frac{\delta^5}{15} \left(\frac{t-s}{a}\right)^5 \right] e^{(\delta-j\omega_0)(\frac{t-s}{a})} dt
\end{aligned} \tag{56}$$

Fazendo $t = k \cdot a + s$ e $\eta_1 = \delta + j(a\omega - \omega_0)$ na Equação 56 é obtida a Equação 57.

$$\begin{aligned}
W(a, s) &= X e^{j(\omega s + \phi)} \int_{-s/a}^0 \sqrt{a} e^{[\delta + j(a\omega - \omega_0)]k} \left(-\frac{\delta^3}{3} k^3 - \frac{\delta^4}{6} k^4 - \frac{\delta^5}{15} k^5 \right) dk \\
&= X e^{j(\omega s + \phi)} \cdot I(a, s)
\end{aligned} \tag{57}$$

$I(a, s)$ é expresso pela Equação 58.

$$\begin{aligned}
I(a, s) &= \sqrt{a} \left\{ \frac{-\delta^3}{3} \left[-\frac{(\frac{-s}{a})^3}{\eta_1} e^{\eta_1(\frac{-s}{a})} + \frac{3(\frac{-s}{a})^2}{\eta_1^2} e^{\eta_1(\frac{-s}{a})} - \frac{6(\frac{-s}{a})^2}{\eta_1^3} e^{\eta_1(\frac{-s}{a})} - \frac{6}{\eta_1^4} \left(1 - e^{\eta_1(\frac{-s}{a})} \right) \right] \right. \\
&\quad - \frac{\delta^4}{6} \left[-\frac{(\frac{-s}{a})^4}{\eta_1} e^{\eta_1(\frac{-s}{a})} + \frac{4(\frac{-s}{a})^3}{\eta_1^2} e^{\eta_1(\frac{-s}{a})} - \frac{12(\frac{-s}{a})^2}{\eta_1^3} e^{\eta_1(\frac{-s}{a})} + \frac{24(\frac{-s}{a})}{\eta_1^4} e^{\eta_1(\frac{-s}{a})} \right. \\
&\quad \left. \left. - \frac{24}{\eta_1^5} \left(1 - e^{\eta_1(\frac{-s}{a})} \right) \right] \frac{-\delta^5}{15} \left[-\frac{(\frac{-s}{a})^5}{\eta_1} e^{\eta_1(\frac{-s}{a})} + \frac{5(\frac{-s}{a})^4}{\eta_1^2} e^{\eta_1(\frac{-s}{a})} - \frac{20(\frac{-s}{a})^3}{\eta_1^3} e^{\eta_1(\frac{-s}{a})} \right. \right. \\
&\quad \left. \left. + \frac{60(\frac{-s}{a})^2}{\eta_1^4} e^{\eta_1(\frac{-s}{a})} - \frac{120(\frac{-s}{a})}{\eta_1^5} e^{\eta_1(\frac{-s}{a})} - \frac{120}{\eta_1^6} \left(1 - e^{\eta_1(\frac{-s}{a})} \right) \right] \right\}
\end{aligned} \tag{58}$$

A partir dos valores da Equação 54 e da Equação 58, o fasor é calculado usando a Equação 59. Como o fasor de interesse é o da fundamental, calcula-se W e I para a escala de 60 Hz.

$$\bar{X}(k) = \frac{W(k)}{\sqrt{2}I(k)} \quad (59)$$

Fasores consecutivos estimados por TWR apresentarão deslocamento de fase inversamente proporcional à taxa de amostragem, assim como os algoritmos TDF e TWD.

A Figura 14 ilustra o algoritmo TWR implementado em *hardware* para aplicação em tempo real. Durante a fase *Prepare* são calculados os parâmetros para a função *wavelet*, definidos as constantes e iniciadas as variáveis para a execução. A amostra atual e quatro anteriores são aplicadas no cálculo de W , e a partir deste e I é calculado o fasor. O fasor é enviado a um canal de saída e armazenado em um *buffer*.

Figura 14 – Algoritmo recursivo baseado na Transformada *Wavelet* Discreta para estimação de fasores.

Os algoritmos das técnicas descritas foram implementados em linguagem Matlab e C/C++. Os algoritmos em C/C++ foram incluídos na biblioteca *Open Relay* e sua documentação está disponível para acesso público em (OPENRELAY, 2016).

A partir dos algoritmos das técnicas descritas, foi implementada a estimação de fasores para diferentes sinais. A análise proposta neste trabalho leva em conta apenas a estimação dos fasores de frequência fundamental, por esse motivo não foi levada em conta a estimação de frequência e sua taxa de variação. Ademais, foi considerado o modelo estático do fasor, isto é, nenhuma compensação de tamanho da janela e taxa de amostragem foi feita para operação em condições não-nominais. Dessa forma, adotou-se uma janela retangular fixa de um ciclo, contendo N amostras.

Testes Iniciais Utilizando Dados Sintéticos

Este capítulo trará uma análise inicial dos métodos apresentados, considerando sinais gerados sinteticamente. Primeiramente, é verificada a influência de componentes de decaimento exponencial e a compensação destas. Posteriormente, são apresentados os testes definidos pela norma IEEE C37.118.1, considerando as alterações da revisão de 2014.

Os métodos descritos no capítulo 3 foram analisados previamente através de sinais gerados sinteticamente, como forma de averiguar a dinâmica de cada um frente a alguns eventos que podem ser verificados em sinais de SEPs. Foram adotados os sinais propostos pela norma (IEEE, 2011b), e um teste para verificar o desempenho sob a presença de componentes de decaimento exponencial.

Os sinais foram gerados sinteticamente, e a análise feita através da implementação dos métodos no *software* Matlab. Adotou-se uma janela de dados de um ciclo com passo de uma amostra, e taxa de amostragem de 32 amostras por ciclo, ou 1920 Hz, para todos os testes. A influência da amostragem para os métodos abordados neste trabalho será tratada no capítulo 5, onde será descrita a implementação em *hardware* desses.

4.1 Análise Inicial Sobre o Comportamento dos Métodos

Durante a descrição de cada método foram discutidas as características de operação e estimação de fasores em tempo real. Esta seção traz uma primeira análise da dinâmica dos métodos. Primeiramente será apresentada a inicialização destes, para que a estimação de cada um seja verificada. Posteriormente, será verificada a influência de componentes de decaimento exponencial e a compensação destas.

4.1.1 Inicialização dos Métodos

Como descrito no capítulo 3, os métodos abordados são baseados em técnicas diferentes e aplicados em algoritmos diferentes, logo estes apresentam respostas diferentes para variações no sinal.

Durante a inicialização dos métodos, ou seja, quando as primeiras amostras do sinal são recebidas, serão feitos os ajustes sobre as variáveis para a alteração do sinal. Essa será a fase em que o método irá se adaptar ao sinal recebido. No geral, se o método espera um ciclo como entrada, ele demorará um ciclo para se adaptar.

A fim de testar a inicialização, um sinal com condições iniciais nulas para amplitude e fase (zeros) foi sintetizado, conforme a Equação 60. A partir do instante $t = 0s$, a magnitude foi alterada para 1 p.u. e a fase para $30^\circ (\pi/6 \text{ radiano})$, como forma de simular o instante inicial em que o algoritmo recebeu as amostras. A Figura 15 ilustra o sinal adotado e a estimação de módulo e fase para cada método. Os valores de módulo e fase estimados por cada método foram usados para a reconstrução do sinal através da função senoidal: $x(k) = X(k)\text{sen}(2\pi k/N + \phi(k))$. Como as estimativas de ângulos dos métodos TDF, TWD e TWR variam entre janelas, estas foram compensadas para valores fixos para melhor visualização dos resultados.

$$\begin{cases} s(t) = 0, & \text{se } t < 0s \\ s(t) = \sqrt{2}\text{sen}(2\pi f_0 t + \pi/6), & \text{se } t \geq 0s \end{cases} \quad (60)$$

A partir da Figura 15 é possível analisar a inicialização de cada método. Os métodos TDF, TDFR e TWD apresentaram comportamento semelhante para as estimações de módulo e fase, sendo a TWD a que respondeu mais rápido ao sinal. A resposta do MMQ foi próxima a dos outros métodos, mas apresentou *overshoot* para a estimação de módulo. No geral os métodos estabilizaram após um ciclo do sinal, sendo o MQR e TWR os que exigiram maior tempo para estabilizar as estimativas, em torno de 30 ms.

4.1.2 Influência de Componentes de Decaimento Exponencial

Durante a ocorrência de faltas elétricas as correntes apresentam componente de decaimento exponencial. Estas componentes provocam assimetria do sinal, interferindo na estimação do fasor. Alguns métodos, como os baseados em MMQ, não são afetados pela componente de decaimento, pois consideram esta em seu modelo. Outros, no entanto, são muito influenciados por esta e requerem a compensação para evitar erros, principalmente para a estimação de módulo.

Para gerar o sinal foi adotada a Equação 61, onde A_{dc} representa a amplitude da componente CC e τ a constante de decaimento exponencial. Estes parâmetros dependem das condições de falta e características do sistema elétrico (BENMOUYAL, 1995). A partir

Figura 15 – Comparativo sobre a inicialização dos métodos.

do instante $t = 0s$, foi adicionada a componente CC e a magnitude da componente fundamental alterada de 1 p.u. para 2 p.u.

$$\begin{cases} s(t) = \sqrt{2}X \sin(2\pi f_0 t) , & \text{se } t < 0s \\ s(t) = A_{dc}e^{-\tau t} + 2\sqrt{2}X \sin(2\pi f_0 t) , & \text{se } t \geq 0s \end{cases} \quad (61)$$

A Figura 16 ilustra o sinal adotado e as estimações de módulo e ângulo. Os métodos MMQ e TWR são os menos afetados e o tempo para estabilizarem é apenas o do seu transitório normal para alterações do sinal, em torno de um ciclo para MMQ, e um ciclo e meio para a TWR. Os outros apresentaram oscilação enquanto a componente CC estava presente, sendo a TWD a mais afetada por realizar uma comparação direta entre o ciclo amostrado e o de referência.

As oscilações que os métodos apresentaram podem prejudicar o processo em qual foram utilizados. Em (LEE et al., 2009), os autores investigaram a influência destas para a proteção de distância de linhas de transmissão. No trabalho os autores propuseram a aplicação de um algoritmo TDF modificado para evitar que estas componentes interfiram na definição de qual zona a falta ocorre.

Alguns métodos foram propostos para compensar o sinal antes que este seja apresentado ao algoritmo de estimação. (BENMOUYAL, 1995) propôs um filtro para componente

Figura 16 – Resposta dos métodos para um sinal com componente de decaimento exponencial, sem compensação.

CC. No trabalho o autor utiliza um filtro com característica passa-alta denominado mímico. Em (HOU; GUZMAN; ROBERTS, 1997), os autores propuseram outro filtro para compensação, denominado *Double Differentiator Filter* (DDF), com características similares ao mímico. (VENKATESH; SWARUP, 2012) compararam os dois filtros e, segundo os autores, o DDF é o método mais preciso e é utilizado atualmente em relés comerciais.

O DDF foi o método para compensação CC adotado neste trabalho. Sua teoria está descrita em (HOU; GUZMAN; ROBERTS, 1997), e sua função de transferência é expressa pela Equação 62.

$$H(z) = 3,7321 - 7,4621z^{-1} + 3,7321z^{-2} \quad (62)$$

Os filtros inserem desvio de fase no processo de estimação. Esse desvio é facilmente mensurável e pode ser adotado para compensação da fase. O DDF apresenta desvio de uma amostra, que pode ser compensado adicionando-se $2\pi/N$ ao ângulo do fasor. Além do desvio da fase, como o DDF é um filtro passa-alta, frequências altas podem ser amplificadas, tornando o sinal ruidoso.

A Figura 17 ilustra o sinal com componente CC (expresso pela Equação 61) e o sinal filtrado pelo DDF. A partir da imagem é possível verificar que a componente CC foi

filtrada e que houve desvio de fase no sinal. O transitório no instante t_0 ocorre devido à rápida variação do sinal (degrau da magnitude), amplificada pelo filtro.

Figura 17 – Desvio de fase no sinal provocado pelo DDF.

A Figura 18 ilustra o sinal com componente CC e os resultados para a estimação. Os métodos TDF, TDFR e TWD receberam o sinal filtrado pelo DDF, enquanto os outros receberam o sinal original. É possível notar que, apesar de os valores atingidos durante o transitório serem maiores, os métodos estabilizaram-se em torno de um ciclo do sinal (16,67 ms), sendo que antes estes demoraram cerca de 50 ms. O desvio verificado para a estimação de fase é consequência da filtragem e pode ser compensado.

4.2 Análise Segundo os Testes da IEEE C37.118.1

A norma IEEE C37.118.1 de 2011 apresenta alguns testes para avaliar a estimação da UMF e define os limites de erro para a estimação do fasor, frequência e ROCOF. Os testes podem ser divididos em estáticos e dinâmicos. Estes pretendem avaliar a resposta para transitórios do sinal, aqueles, a estimação sob condições permanentes.

4.2.1 Parâmetros para Avaliar a Estimação de Fasores

Conforme dito, a norma (IEEE, 2011b) propõe meios de avaliar a estimação de fasores sob condições permanentes e transitórias. Para verificar o desempenho, no entanto, é necessário definir parâmetros para a comparação. Dessa forma, para avaliação do Sin-

Figura 18 – Resposta dos métodos para um sinal com componente de decaimento exponencial. Os métodos TDF, TDFR e TWD receberam sinais filtrados pelo DDF. Os métodos MMQ, MQR e TWR receberam o sinal sem compensação.

crofasor, é definido o TVE para condições permanentes e o TR, TA e *overshoot* para transitórios.

4.2.1.1 Total Vector Error

O *Total Vector Error* é o método de avaliar o erro de estimação de fasor definido pelo IEEE. O cálculo do erro consiste em comparar o fasor estimado em um determinado instante e o fasor ideal correspondente. Como os sinais são sintéticos, é possível determinar o seu módulo e fase para cada instante, os quais descrevem o fasor ideal.

O TVE é expresso pela equação Equação 63, onde $\hat{X}$ e X são, respectivamente, o fasor estimado e o de referência, e os sub-escritos *real* e *imag*, a parcela real e imaginária do fasor.

$$TVE(n)\% = 100 \times \sqrt{\frac{(\hat{X}_{real}(n) - X_{real}(n))^2 + (\hat{X}_{imag}(n) - X_{imag}(n))^2}{X_{real}(n)^2 + X_{imag}(n)^2}} \quad (63)$$

A partir do TVE é possível verificar a precisão do fasor considerando simultaneamente a influência da magnitude e da fase. No geral, a estimação de módulo é precisa e é pouco

suscetível a erros, já a estimação de fase está sujeita a erros provocados por amostragem e perda de referência de tempo (um erro de 0,01 rad causa 1% de TVE).

Considerando que existirão erros, tanto na estimação de magnitude quanto na de fase, é possível quantificar a influência de cada uma delas para o TVE. A Figura 19(b) (IEEE, 2011b) mostra que, se o erro de fase for zero, a magnitude pode apresentar imprecisão de até $\pm 1\%$ que o TVE não ultrapassará 1%. Por outro lado, se o erro de magnitude for zero, uma imprecisão de até $\pm 0,57^\circ$ ($\approx 0,01$ rad) é permitida para fase, como ilustrado pela Figura 19(a) (IEEE, 2011b).

Figura 19 – Influência dos erros de magnitude e fase no TVE.

Adaptado de: (IEEE, 2011b)

Segundo (IEEE, 2011b), para condições permanentes do sinal, o TVE não deve ultrapassar 1%, enquanto para modulação em amplitude e fase pode atingir até 3%.

4.2.1.2 Tempo de Resposta, Tempo de Atraso e *Overshoot*

Quando um degrau de magnitude ou fase é aplicado no sinal, o fasor estimado não irá variar instantaneamente, mas sim após determinado tempo. Esse tempo entre a ocorrência do degrau e a primeira estimativa correta ($TVE < 1\%$) pode ser usado como comparativo de desempenho e é denominado tempo de resposta (TR).

Após o TR, os métodos apresentarão respostas muito próximas, mas durante o transitório cada método apresenta uma dinâmica própria. Como forma de verificar essa diferença, define-se o tempo de atraso, o qual representa o intervalo de tempo entre a ocorrência do degrau e a estimação atingir 50% da variação adotada para o degrau. Outro meio de verificar a dinâmica é o *overshoot* (OS), máxima oscilação em torno do valor final do degrau. A Figura 20 ilustra a diferença desses valores.

Os valores de TR, de TA e de *overshoot* são verificados durante a aplicação dos testes de degrau de magnitude e de ângulo, e seus valores limites são definidos na seção "5.5.8

Dynamic compliance - performance under steps changes in phase and magnitude" de (IEEE, 2011b).

Figura 20 – Tempo de Atraso, Tempo de Resposta e *overshoot* devido a ocorrência de um degrau no sinal.

Adaptado de: (IEEE, 2011b)

4.2.2 Testes Estáticos

Para avaliar a estimação durante o regime permanente, a norma (IEEE, 2011b) define sinais com característica constante durante o período considerado, como componentes harmônicas e desvio fixo de frequência fundamental. A avaliação inicial é feita por uma senoide pura, como forma de verificar a precisão da estimação de módulo e fase. As condições dos testes estáticos e os limites tolerados são definidos na Tabela 1, adaptada da seção "*5.5.5 Steady-state compliance*" da norma (IEEE, 2011b).

Tabela 1 – Condições de referência para os testes estáticos

Teste	Condição	Máx. TVE [%]
Magnitude/Ângulo	10% – 200%	1
Distorção Harmônica	$DHT < 0,2\%$	1
Desvio de Frequência	$ f - f_0 < 0,25Hz$	1

A Tabela 2, localizada no final desta seção, sintetiza os resultados para os testes estáticos. Por meio destas informações, é possível comparar os erros dos métodos de estimação fasorial em cada teste.

4.2.2.1 Precisão de Módulo e Ângulo

A norma (IEEE, 2011b) propõe um teste no qual a magnitude e a fase são variados para verificar a estimação de módulo e ângulo, conforme Tabela 1. Para verificar a precisão de estimação, foi definido um sinal senoidal, expresso pela Equação 64, com módulo de 1,05 p.u. e fase inicial de 30° , ou 0,5236 rad. Além disso analisou-se a estimação de cada método durante o período de 0,1 s até 0,2 s. O TVE não deve ultrapassar 1%.

$$s(t) = 1,05\sqrt{2} \times \text{sen}(2\pi f_0 t + \frac{\pi}{6}) \quad (64)$$

A Figura 21 traz o sinal utilizado, a estimação de módulo (p.u.), de fase (rad), e TVE (%) para cada método. Por meio dessa ilustração, é possível notar que os métodos TDF, TDFR, MMQ, MQR e TWD apresentaram erro desprezível (verificado pela sobreposição dos gráficos), enquanto a estimação por TWR manteve-se oscilando próximo aos valores de referência de módulo e ângulo. De forma geral, os estimadores mantiveram o TVE abaixo de 1% e estimaram corretamente o módulo e ângulo para o sinal adotado.

Figura 21 – Sinal, Fasor e TVE para o teste de precisão de Módulo e Fase.

4.2.2.2 Distorção Harmônica

O teste de distorção harmônica tem como objetivo verificar o desempenho da estimação quando há componentes harmônicas, além da fundamental. A norma (IEEE, 2011b) define que a Distorção Harmônica Total (DHT) do sinal deve ser menor que 0,2%.

Em SEPs, os harmônicos mais significativos são os ímpares de baixa ordem, como as terceiras e quintas harmônicas. Além disso, a DHT dos sinais de tensão e corrente de sistemas de transmissão é muito pequena. Portanto, sintetizou-se um sinal, pela equação Equação 65, com frequência fundamental de 60 Hz e magnitude 1 p.u., contendo a terceira e quinta harmônicas, com magnitude 0,001 p.u. e 0,0005 p.u., respectivamente, totalizando 0,1118% de DHT. Para o teste de distorção harmônica, o TVE não deve ultrapassar 1%.

$$s(t) = \sqrt{2}\text{sen}(2\pi f_0 t) + 0,001\sqrt{2}\text{sen}(6\pi f_0 t) + 0,0005\sqrt{2}\text{sen}(10\pi f_0 t) \quad (65)$$

A Figura 22 ilustra o sinal definido, as estimações de módulo e de ângulo e o TVE. Devido à presença de harmônicas, as estimações de módulo e ângulo apresentaram oscilações correspondentes às frequências inseridas, de forma que a oscilação de módulo não ultrapassou 0,003 p.u., e a de fase manteve-se entre -0,001 e +0,0015 rad. A estimação por TWR manteve a mesma variação que a verificada para o teste anterior.

As oscilações de módulo e ângulo refletiram no TVE calculado. Foi possível notar, além disso, que o erro também oscila em torno de um valor médio diferente de zero. No entanto, como estas oscilações são muito pequenas, o TVE manteve-se abaixo do limite (1%). O resumo dos resultados para o teste de distorção harmônica é reproduzido na Tabela 2.

4.2.2.3 Desvio de Frequência

Apesar do SEP operar com uma frequência nominal, alguns eventos, tais como: chaveamentos de cargas, faltas e manobras de operação, podem provocar desvios temporários na frequência do sinal. Esses desvios são normais em sistemas elétricos reais, mas introduzem erros na estimação do fasor.

O equacionamento dos métodos considera a divisão do sinal em N amostras igualmente espaçadas, de acordo com a frequência de amostragem (F_a). Se um equipamento amostra um sinal de 60 Hz com $F_a = 1920$ Hz, $N = 32$ amostras/ciclo.

Considerando F_a e f_0 fixos, as primeiras amostras obtidas para cada ciclo serão iguais (caso o sinal não se altere), uma vez que F_a medirá sempre o mesmo instante do sinal. Para um sinal com desvio Δf , a primeira amostra de cada ciclo medido será diferente, devido à perda de sincronismo entre F_a e f_0 . Com isso, a cada novo fasor estimado a fase ϕ será diferente, com variação proporcional a Δf . A Figura 23, retirada de (IEEE, 2011b), ilustra esse efeito.

Figura 22 – Sinal, Fasor e TVE para o teste de Distorção Harmônica.

A norma (IEEE, 2011b) define que o ângulo do fasor é alterado quando há desvios na frequência, variando conforme uma rampa. Por outro lado, a estimação de magnitude oscila com frequência igual a $2 \times \Delta f$, conforme detalhado em (PHADKE; THORP, 2008).

Figura 23 – Deslocamento angular devido a perda da sincronia entre f_0 e F_a .

Adaptado de: (IEEE, 2011b)

Segundo (ZIARANI; KONRAD, 2004), métodos como PLL adaptam-se à frequência do sinal, e para esses algoritmos a fase permanece inalterada. Por outro lado, os métodos abordados no presente trabalho apresentam deslocamento de fase quando há desvio de frequência. Se desejado, o deslocamento de fase e a oscilação de módulo podem ser

compensados por métodos encontrados na literatura, como o proposto por (PHADKE; THORP; ADAMIAK, 1983).

Para verificar a influência do desvio da frequência, a norma (IEEE, 2011b) propõe um sinal teste no qual a frequência fundamental é desviada em relação à nominal. É definido que o desvio da frequência deve ser menor que 0,25 Hz. Para tanto, foi sintetizada uma onda com frequência 60,1 Hz (desvio de 0,1 Hz), módulo de 1 p.u. e fase zero. O sinal adotado é expresso pela Equação 66, e está ilustrado na Figura 24. O TVE não pode ultrapassar 1%.

$$s(t) = \sqrt{2} \sin[2\pi(f_0 + 0,1)t] \quad (66)$$

Figura 24 – Sinal, Fator e TVE para o teste de Desvio de Frequência.

A Figura 24 confirma que a estimação de módulo oscila em torno do valor de referência e a de fase comporta-se como uma rampa. A estimação de módulo pelos métodos TDF, TDFR, TWD, TWR e MQR manteve um valor médio de 1 p.u., enquanto o MMQ atingiu 1,002 p.u. Para a estimação de fase, os métodos apresentaram comportamento similar, sendo o método TWR aquele que mais desviou da referência e, conseqüentemente, apresentou TVE maior que 1%. Isso ocorre porque a estimação por TWR considera os coeficientes para uma escala (faixa de frequência), ou seja, quando a frequência é desviada

da fundamental a estimação ainda é feita considerando a escala desta, atenuando o módulo e introduzindo defasagem.

A Tabela 2 resume os resultados obtidos para os testes estáticos. O teste de precisão de módulo e ângulo feitos a partir dos métodos TDF, TDFR, MMQ, MQR e TWD apresentaram erros muito pequenos, abaixo de 0,001%, já a TWR apresentou erro de 0,1365%. Todos os métodos apresentaram erros abaixo de 1% para o teste de distorção harmônica, sendo que o erro de estimação da TWR variou pouco com relação ao teste de módulo e ângulo. Finalmente, para o teste de desvio de frequência, a TWR foi a única a extrapolar o limite de erro definido pela norma.

Tabela 2 – *Total Vector Error* [%] para os testes estáticos

	Magnitude/Ângulo	Distorção Harmônica	Desvio de Frequência
Limite	1	1	1
TDF	0,001	0,0909	0,6232
TDFR	0,001	0,0909	0,5904
MMQ	0,001	0,1464	0,6192
MQR	0,001	0,1042	0,3991
TWD	0,001	0,1118	0,7903
TWR	0,1365	0,1504	1,834

4.2.3 Testes Dinâmicos

Os testes estáticos apresentados anteriormente avaliam a estimação para eventos permanentes no sistema. Para verificar o comportamento frente a eventos transitórios e dinâmicos, a norma (IEEE, 2011b) apresenta alguns testes com variação de módulo, fase e frequência. Os testes dinâmicos compreendem degraus de magnitude e de fase, rampa de frequência e modulação de amplitude e de fase.

Os testes dinâmicos consideram a taxa de transmissão das medidas, expressa em *frames* por segundo (fps), denominada *Reporting Rate* (F_s). A escolha de F_s depende da aplicação da medida, por exemplo: para monitorar eventos de curta duração, F_s deve ser suficientemente grande a fim de evitar a sobreposição de espectros (*aliasing*) e permitir a interpretação do evento. A norma (IEEE, 2011b) define alguns valores padrões para essa taxa na seção "5.4.1 Reporting Rates". Para os testes nesta pesquisa, adotou-se $F_s = 10fps$.

As condições dos testes dinâmicos e os limites tolerados são definidos na Tabela 3, retirada das seções "5.5.6 Dynamic compliance - measurement bandwidth, 5.5.7 Dynamic compliance - performance during ramp of system frequency, e 5.5.8 Dynamic compliance - performance under steps changes in phase and magnitude", da norma (IEEE, 2011b).

Tabela 3 – Condições de referência para os testes dinâmicos

Teste		Condição	Limites
Modulação	Magnitude	FM=2 Hz; Nível=0,1 p.u.	$TVE < 3\%$
	Fase	FM=2 Hz; Nível=0,1 rad	$TVE < 3\%$
Rampa de Frequência		ROCOF=1 Hz/s; sem degrau	$TVE < 3\%$
Degrau	Magnitude	Degrau=0,1 p.u.	$TR < 2/f_0$; $TA < 1/4F_s$; $OS < 5\%$
	Fase	Degrau= $\pi/18$ rad.	$TR < 2/f_0$; $TA < 1/4F_s$; $OS < 5\%$

4.2.3.1 Measurement Bandwidth

O teste para verificar a largura de banda da medição considera uma senoide com frequência fundamental, na qual a amplitude e fase são moduladas por uma senoide de frequência menor que a fundamental. A seção "5.5.6 Dynamic compliance - measurement bandwidth" (IEEE, 2011b) traz os detalhes para a modulação de amplitude e fase: os níveis de modulação são 0,1 p.u. para magnitude e 0,1 rad para fase, e a frequência de modulação (FM) pode variar entre 0,1 Hz e 2 Hz (ou $F_s/10$). Segundo (IEEE, 2011b), o TVE não deve ultrapassar 3% para os testes de modulação.

Para o teste de modulação de amplitude foi sintetizada uma senoide com frequência 60 Hz e módulo de 1 p.u. modulado por uma frequência de 2 Hz e nível de modulação de 0,1 p.u.. A Equação 67 foi adotada para sintetizar o sinal, e a Figura 25 ilustra o sinal adotado, as estimações de módulo e ângulo, e o TVE.

$$s(t) = \sqrt{2}[1 + 0,1\text{sen}(2\pi t \times 2)] \times \text{sen}(2\pi f_0 t) \quad (67)$$

A partir da Figura 25 é possível notar que os métodos apresentam estimação precisa, sendo que apenas a TWR extrapolou o limite da norma (IEEE, 2011b) em alguns instantes. A estimação de módulo foi coerente em relação à referência ($\pm 0,1$ p.u.), enquanto a de fase apresentou oscilação máxima de $+0,005$ rad.

A modulação de ângulo foi feita sobre uma senoide com frequência 60 Hz e módulo 1 p.u., adotando uma frequência modulante de 2 Hz e nível de modulação 0,1 rad. A Equação 68 foi adotada para sintetizar o sinal, e a Figura 26 mostra o sinal sintético, as estimações do fasor e o TVE. É possível notar resultado semelhante ao da modulação de amplitude, a estimação de fase seguiu a variação prevista, enquanto a de magnitude manteve oscilação de $\pm 0,005$ p.u.. O método TWR foi, novamente, o único que extrapolou o limite de 3%.

$$s(t) = \sqrt{2}\text{sen}[2\pi f_0 t + 0,1\text{sen}(2\pi t \times 2 - \pi)] \quad (68)$$

No que concerne à estimação de ângulo ilustrada pela Figura 26, pode-se dizer que os métodos TDFR e MQR apresentaram comportamento idêntico ao da referência, mas os

Figura 25 – Sinal, Fasor e TVE para o teste de Modulação de Amplitude.

demais apresentaram oscilação apenas positiva. Isso ocorreu porque o deslocamento do ângulo estimado para os métodos TDF, TWD e TWR foi compensado. Uma vez que estes métodos estimam o fasor com deslocamento angular a cada janela de amostras, este deslocamento pode ser removido, obtendo ângulo fixo, no intuito de facilitar a visualização. Isso faz com que oscilações negativas sejam transformadas em positivas.

A Tabela 4 resume os resultados para os testes de modulação de amplitude e de ângulo. Para esses testes, o TVE limite é 3%. É possível notar que, no geral, os métodos mantiveram estimativa correta, com exceção do método TWR, que extrapolou o limite para os dois testes.

4.2.3.2 Rampa de Frequência

Alterações na frequência fundamental normalmente são lentas devido à dinâmica do SEP, estas não variam bruscamente entre dois estados permanentes. A norma (IEEE, 2011b) propõe um meio para verificar o comportamento da medição nesse intervalo dinâmico, definindo o teste de rampa de frequência.

A seção "5.5.7 *Dynamic compliance - performance during ramp of system frequency*", da norma (IEEE, 2011b), traz as referências para o teste. Segundo (IEEE, 2011b), a variação de frequência deve ser ± 1 Hz/s e durante o período analisado não deve haver

Figura 26 – Sinal, Fasor e TVE para o teste de Modulação de Fase.

Tabela 4 – *Total Vector Error* [%] para os testes de modulação

	Modulação de Amplitude	Modulação de Fase
Limite	3	3
TDF	1,258	1,243
TDFR	1,191	1,178
MMQ	1,253	1,237
MQR	0,756	0,7957
TWD	1,26	1,682
TWR	3,445	3,246

degraus de frequência. Para tanto, foi gerada uma senoide com frequência inicial de 60 Hz e variação de +1 Hz/s, por meio da Equação 69.

$$s(t) = \sqrt{2} \sin[2\pi f_0 t + \pi(+1)t^2] \quad (69)$$

A Figura 27 ilustra o sinal, as estimações e o TVE para o intervalo compreendido entre 0,07 e 0,15 segundos. Nessa imagem, é possível verificar as oscilações de módulo e o deslocamento de fase, os quais são proporcionais ao deslocamento da frequência e tendem a aumentar a medida que a frequência varia. O MMQ foi o método que mais se desviou

na estimação de módulo, já o TWR foi o que apresentou maior desvio na estimação de ângulo. Dessa forma, o TWR foi o único método que apresentou erro maior que 1%.

Figura 27 – Sinal, Fasor e TVE para o teste de Rampa de Frequência.

A Tabela 5 traz o TVE para todos métodos estudados quando a frequência é variada conforme uma rampa. Em geral, os métodos apresentaram erro abaixo do limite da norma, com exceção do método TWR, que atingiu 2,25%.

Tabela 5 – *Total Vector Error* [%] para o teste de rampa de frequência

Limite	TDF	TDFR	MMQ	MQR	TWD	TWR
1	0,988	0,935	0,995	0,65	0,995	2,25

4.2.3.3 Degraus de Magnitude e Fase

As condições dos degraus e os tempos limites são definidos pela norma (IEEE, 2011b), na seção "5.5.8 *Dynamic compliance - performance under steps changes in phase and magnitude*". O TR deve ser menor que dois ciclos do sinal, isto é, 33,3 ms para sinais de 60 Hz. O TA limite é definido a partir da *reporting rate* adotada para a transmissão dos fasores e não deve ser maior que $1/(4F_s)$. Portanto, para F_s igual a 10 fps, TA deve ser

menor que 25 ms. A Tabela 3, extraída da norma (IEEE, 2011b), resume as condições para os testes de degrau.

Foi adotado um degrau de -0,1 p.u. para a magnitude no instante $t = 0s$, conforme a Equação 70. Em seguida, a resposta dos métodos foi analisada. A partir da Figura 28, é possível analisar a dinâmica de cada método e quantificar os respectivos tempos TR e TA. Dos métodos estudados, o TWR apresentou os maiores tempos de resposta e o MQR o primeiro a responder ao degrau. Via de regra, os métodos apresentaram resposta semelhante, com TR em torno de um ciclo de onda.

$$\begin{cases} s(t) = \sqrt{2}\text{sen}(2\pi f_0 t), & \text{se } t < 0s \\ s(t) = 0,9\sqrt{2}\text{sen}(2\pi f_0 t), & \text{se } t \geq 0s \end{cases} \quad (70)$$

Figura 28 – Sinal, Fator e TVE para o teste de Degrau de Magnitude.

A Tabela 6 resume os resultados obtidos para o teste de degrau de magnitude. Os métodos TDF, TDFR, MMQ, MQR e TWD mantiveram TR próximo de 1 ciclo de onda, enquanto a TWR apresentou TR em torno de 1,5 ciclo. O método MQR foi o que obteve resposta mais rápida, o TWR a mais lenta. Nenhum método apresentou *overshoot* para o teste de degrau de magnitude.

O teste de ângulo foi feito com um degrau de $+\pi/18$ rad no instante $t = 0s$, conforme expresso na Equação 71. Posteriormente, analisou-se a estimação de ângulo para o degrau

Tabela 6 – Tempo de resposta [ms], tempo de atraso [ms] e *overshoot* [%] para o degrau de magnitude

	Tempo de Resposta	Tempo de Atraso	Overshoot
Limite	33,33	25	5
TDF	15,39	8,59	0
TDFR	14,89	8,59	0
MMQ	16,15	8,59	0
MQR	13,02	4,17	0
TWD	15,39	10,42	0
TWR	22,39	14,59	0

de fase. A partir da Figura 29 é possível notar que o comportamento é semelhante ao do teste de degrau de magnitude, ou seja, o TWR apresenta os maiores tempos TR e TA, e o MQR os menores. Em geral, os métodos estabilizam em torno de um ciclo.

$$\begin{cases} s(t) = \sqrt{2}\text{sen}(2\pi f_0 t), & \text{se } t < 0s \\ s(t) = \sqrt{2}\text{sen}(2\pi f_0 t + \frac{\pi}{18}), & \text{se } t \geq 0s \end{cases} \quad (71)$$

Figura 29 – Sinal, Fator e TVE para o teste de Degrau de Ângulo.

A Tabela 7 traz os resultados para os tempos TR e TA obtidos pelo teste de degrau de ângulo. Assim como para o degrau de magnitude, os métodos apresentaram tempos

TR e TA abaixo do limite da norma, sendo o MQR o método com resposta mais rápida e o TWR com a mais lenta. O MMQ apresentou *overshoot* de 1,9% para o teste de degrau de ângulo, abaixo do limite, 5%.

Tabela 7 – Tempo de resposta [ms], tempo de atraso [ms] e *overshoot* [%] para o degrau de fase

	Tempo de Resposta	Tempo de Atraso	<i>Overshoot</i>
Limite	33,33	25	5
TDF	16,67	8,86	0
TDFR	16,15	8,34	0
MMQ	16,64	7,81	1,9
MQR	15,63	5,21	0
TWD	16,99	8,6	0
TWR	23,99	13,02	0

A partir dos resultados obtidos com os testes apresentados neste capítulo é possível tecer uma análise inicial sobre o desempenho dos métodos abordados. Apesar de cada um ter comportamento dinâmico próprio, no geral, os métodos apresentam resposta similar, sendo que os sinais reconstruídos para cada método em cada teste estão sobrepostos ao de referência.

Nota-se, no entanto, que alguns métodos possuem respostas particulares para alguns testes. O método TWR, por exemplo, apresentou erros elevados para testes em que a frequência fundamental é variada, e elevado tempo de resposta, mas demonstrou ser pouco influenciado por frequências harmônicas. O MQR, por outro lado, além de ser o método mais rápido, apresentou os menores erros para os testes em que a frequência fundamental foi alterada.

Os métodos TDF, TDFR, MMQ e TWD apresentaram dinâmica parecida e erros de estimação muito próximos para os testes da norma (IEEE, 2011b). Estes métodos não ultrapassaram o limite definido em (IEEE, 2011b), e os seus tempos de respostas mantiveram-se em torno de um ciclo de onda. Isso mostra que métodos básicos, como TDF e MMQ, que são usados em medidores comerciais atualmente, apresentam repostas condizentes a da norma, sendo adequados para as aplicações atuais em SEPs.

Estimação de Fasores de Sistemas Elétricos de Potência em Tempo Real

Este capítulo apresentará o hardware usado para verificação dos métodos de estimação fasorial em tempo real, o sistema elétrico adotado para a simulação no Real Time Digital Simulator e os resultados obtidos para alguns eventos simulados.

Este projeto de pós-graduação inclui a análise de sinais reais em algoritmos de estimação fasorial embarcados em *hardware* específico. Para esse estudo são usados alguns equipamentos de simulação e aquisição de dados disponíveis no Laboratório de Sistemas de Energia Elétrica (LSEE), o simulador RTDS e o cubo microprocessado com módulo de aquisição de dados, PC104.

5.1 *Real Time Digital Simulator*

No passado, as simulações de SEPs em tempo real eram realizadas a partir de simuladores analógicos. Dessa maneira, o sistema a ser estudado era construído em escala e os equipamentos e linhas de transmissão representados por componentes elétricos (resistor, indutor e capacitor). Necessitava-se, portanto, de uma estrutura fixa e maior do que a usada nos simuladores usados atualmente.

Atualmente, com o desenvolvimento dos processadores, é possível realizar a simulação de um SEP em qualquer computador pessoal. *Softwares* como ATP e PSCAD possibilitam a simulação de sistemas grandes, com uma boa representação de sistemas reais. Assim como nos simuladores analógicos, os equipamentos são representados por modelos matemáticos, interligados de acordo com o SEP real.

As equações do sistema são resolvidas pelo método de integração trapezoidal, usado pela maioria dos programas de simulação de transitórios eletromagnéticos. O algoritmo desenvolvido por Dommel (1969) requer a solução das integrações em tempo discreto. O intervalo de tempo entre duas soluções discretas, que garante a convergência dos modelos numéricos, varia entre 50 e 75 μs . Para sistemas complexos, cada passo de integração

pode demorar alguns segundos, ou seja, a simulação não é em tempo real. Isso não é um problema para a maioria das aplicações, visto que a análise é feita a partir da solução final do sistema, para cada intervalo definido. Por outro lado, o comportamento em tempo real do sistema pode ser fundamental em alguns testes, como para os realizados em equipamentos, os quais devem ser feitos em tempo real.

Nesse contexto, o RTDS é um sistema de simulação digital completo capaz de funcionar continuamente em tempo real, visto que os cálculos são realizados com passo de integração de $50 \mu\text{s}$. Com essa capacidade de processamento e um *hardware* dedicado é possível obter saídas analógicas e digitais que reproduzem as condições de um sistema real, possibilitando testes de relés e de outros equipamentos de controle e medição. Também é possível representar equipamentos de medição, como Transformador de Corrente (TC) e Transformador de Potencial (TP), de forma a se obter uma resposta próxima da real.

Com essas características, o RTDS é um recurso adicional nas fases de projeto e teste de sistemas de proteção e controle, permitindo que o comportamento dinâmico do sistema seja determinado e que as correntes e tensões para as diversas condições sejam aplicadas a equipamentos reais, monitorando a resposta em tempo real. Para sistemas de proteção, por meio da simulação de várias condições do SEP (diferentes tipos de falta em diferentes localizações, e condições de operação), é possível realizar ajustes ótimos que não são possíveis apenas com uso de programas convencionais de curto-circuito. Isso evita acionamentos indevidos que seriam verificados na operação dos relés em sistemas reais.

A interação entre o RTDS e cada um dos outros equipamentos (relé, UMF, etc.) é feita pelas entradas e saídas do simulador. Os sinais elétricos simulados pelo RTDS são representados por saídas analógicas $\pm 10 \text{ V}$, que podem ser configuradas para fornecer tensão e corrente de componentes específicos do SEP simulado. Como equipamentos de proteção e medição são projetados para receber tensões de 115 V e correntes de 5 A (devido aos secundários dos TPs e TCs), os sinais do RTDS devem ser amplificados. A Figura 30(a) ilustra a ligação de um relé de proteção em malha fechada com o RTDS por meio de um amplificador de sinais. As saídas digitais do relé são enviadas ao RTDS para simular comandos de proteção e controle no SEP simulado.

O RTDS foi utilizado para verificar a resposta em tempo real dos algoritmos de estimação de fasores, por meio da simulação de faltas e outras condições de operação. Para que tal análise seja possível, o algoritmo embarcado em *hardware* receberá os valores de tensão e corrente simulados através das saídas analógicas do RTDS. A Figura 30(b) mostra a ligação entre o RTDS e o PC104. A ligação é direta pois, diferente dos equipamentos comerciais, o PC104 não foi projetado para receber tensões e correntes do secundário de TPs e TCs. Como o PC104 recebe os sinais analógicos do RTDS, os quais estão em escala $\pm 10 \text{ V}$, é necessária a compensação para a escala do SEP simulado de acordo com os níveis de tensão e corrente deste. Caso necessário, é possível fornecer as saídas digitais do PC104 para fechar a malha com o RTDS.

Figura 30 – Ligação de equipamentos em malha fechada com o RTDS.

5.1.1 Descrição do Sistema Elétrico de Potência Simulado

O SEP simulado via RTDS que fornece dados para comparação dos métodos é inspirado em um sistema de doze barras desenvolvido pelo *Institute of Electrical and Electronics Engineers* (IEEE). Esse sistema conta com seis barras de 230 kV, duas de 345 kV e quatro de 22 kV, interligadas por sete linhas de transmissão com comprimento entre 100 e 600 km. Também compõem o sistema sete transformadores de potência, quatro geradores, conjuntos de cargas em cinco barras e um sistema de compensação conectado a um dos barramentos de 345 kV. Essa estrutura, entretanto, foi modificada por (MONARO, 2013), que removeu o dispositivo de compensação, trocando-o por outro gerador (G_1^R). A Figura 31 mostra o sistema já modificado, usado para simulação neste trabalho.

No sistema original, os geradores foram dimensionados para operar nos limites de fornecimento de potência ativa e principalmente de potência reativa. Logo, ele não permitia uma grande variação da potência ativa e reativa sem que o mesmo entrasse em colapso de tensão ou frequência. Para possibilitar maior flexibilidade no controle do carregamento, o gerador G_1^R foi inserido na barra 1, onde se encontra o gerador de maior porte (G_5^R). Assim, a influência dessa inserção no sistema foi minimizada. Os componentes principais do sistema utilizado serão discutidos ao longo desta seção.

5.1.1.1 Geradores

Os geradores utilizados no sistema simulado são todos síncronos e de dois polos, com potência e tensão nominal resumidas na Tabela 8. Os geradores são conectados ao SEP por meio de transformadores elevadores, conforme ilustrado na Figura 31.

Os parâmetros elétricos de G_1^R são mostrados na Tabela 9, na qual X_d é a reatância síncrona de eixo direto não saturada, X_d' é a reatância transitória de eixo direto não saturada, X_d'' é a reatância subtransitória de eixo direto não saturada, X_q é a reatância síncrona de eixo em quadratura não saturada, X_q'' é a reatância subtransitória de eixo em quadratura não saturada, R_a é a resistência de armadura, τ_{do}' é a constante de tempo transitória em vazio de eixo direto, τ_{do}'' é a constante de tempo subtransitória em vazio de

Figura 31 – Sistema Elétrico de Potência adotado para as simulações do RTDS.

Fonte: (MONARO, 2013)

Tabela 8 – Potências e tensões nominais dos geradores

Máquina	Potência [MVA]	Tensão kV
G_1^R	234	18
G_2^R	700	22
G_3^R	500	22
G_4^R	500	22
G_5^R	800	22

eixo direto, τ_{qo}'' é a constante de tempo subtransitória em vazio de eixo em quadratura, X_l é a reatância de dispersão não saturada e H é a constante de inércia.

Tabela 9 – Parâmetros para a simulação de G_1^R

Parâmetro	Valor	Parâmetro	Valor	Parâmetro	Valor
X_d	2,12 p.u.	X_d'	0,26 p.u.	X_d''	0,195 p.u.
X_q	2,02 p.u.	X_q''	0,195 p.u.	R_a	0,0017 Ω
τ_{do}'	5,7 s	τ_{do}''	0,034 s	τ_{qo}''	0,069 s
X_l	0,15 p.u.	H	4,844 s		

As características elétricas e mecânicas de G_2^R , G_4^R e G_5^R são iguais e estão representadas na Tabela 10. Os dados referentes a G_3^R são mostrados na Tabela 11.

Tabela 10 – Parâmetros para a simulação de G_2^R , G_4^R , G_5^R

Parâmetro	Valor	Parâmetro	Valor	Parâmetro	Valor
X_d	1,5 p.u.	X_d'	0,4 p.u.	X_d''	0,25 p.u.
X_q	1,2 p.u.	X_q''	0,25 p.u.	R_a	0,00125 Ω
τ_{do}'	5 s	τ_{do}''	0,05 s	τ_{qo}''	0,06 s
X_l	0,12 p.u.	H	5 s		

Tabela 11 – Parâmetros para a simulação de G_3^R

Parâmetro	Valor	Parâmetro	Valor	Parâmetro	Valor
X_d	1,4 p.u.	X_d'	0,3 p.u.	X_d''	0,2 p.u.
X_q	1,35 p.u.	X_q''	0,25 p.u.	R_a	0,00125 Ω
τ_{do}'	6 s	τ_{do}''	0,05 s	τ_{qo}''	0,05 s
X_l	0,1 p.u.	H	3 s		

5.1.1.2 Transformadores

O sistema conta com sete transformadores: T1 e T4 são transformadores elevadores 18/230 kV ligados aos geradores G_1^R e G_4^R , e os transformadores T2, T3 e T5 são transformadores elevadores 22/230 kV ligados aos geradores G_2^R , G_3^R e G_5^R . A ligação primária entre todos os geradores e transformadores é feita em delta, a secundária, em estrela aterrada. Os transformadores T6 e T7, por sua vez, possuem classe de tensão 230/345 kV, e são usados para ligação da linha de transmissão em 345 kV.

Para a simulação do SEP no RTDS, os transformadores T2 - T7 foram modelados como ideais. O transformador T1 foi modelado como linear, adotando correntes de magnetização de 0,01 p.u. para os dois enrolamentos.

5.1.1.3 Linhas de Transmissão

O sistema de transmissão é composto por sete linhas de transmissão. A Tabela 12 mostra com quais linhas as barras são interconectadas, assim como a classe de tensão e comprimento de cada linha. Seis das linhas de transmissão trabalham com tensão de 230 kV (uma das quais possui dois circuitos) e uma com tensão de 345 kV. As estruturas das torres de transmissão das linhas de 230 kV são iguais, diferindo somente em relação ao comprimento. Os dados construtivos utilizados nas simulações das linhas de 230 kV e 345 kV estão expostos na Tabela 13. A Figura 32, que ilustra uma torre de transmissão, foi reproduzida abaixo com a intenção de facilitar a identificação das distâncias físicas destacadas da Tabela 13.

Tabela 12 – Tensões nominais e comprimentos das linhas de transmissão

Linha	LT1	LT2	LT3	LT4	LT5	LT6.1	LT6.2	LT7
Tensão (kV)	230	230	230	230	230	230	230	345
Comprimento (km)	100	300	300	100	100	300	300	600
Conexão(Barras)	1-2	2-5	5-4	1-6	6-4	3-4	3-4	7-8

Tabela 13 – Parâmetros para simulação das linhas de transmissão

Tensão (kV)	230	345
H (m)	14,4	17,53
V (m)	1,22	3,5
W (m)	5,49	7,25
S (m)	3,05	4,65
D (m)	3,81	5
B (m)	-	0,46
Cond./fase	1	2
Tipo de Cabo	954ACSR 54/7	795ACSR 26/19
N. de Cabos Terras	2	2
Flecha (m)	5,94	7,92
Flecha Cabo Terra (m)	4,45	7,25
Res. do Solo ($\Omega \cdot km$)	100	100

Figura 32 – Estrutura considerada para as linhas de transmissão.

Fonte: (MONARO, 2013)

5.1.1.4 Cargas

Em algumas barras foram conectadas cargas para representar centros consumidores. Nas barras 4, 5 e 6 foram colocados bancos de capacitores para a correção de fator de potência e melhoria do perfil de tensão do sistema. A Tabela 14 resume a localização e os dados das cargas e dos bancos de capacitores simulados.

Tabela 14 – Potência nominal e conexão das cargas

Barra	2	3	4	5	6
Tensão (kV)	230	230	230	230	230
P (MW)	280	320	320	100	440
Q (MVar)	200	240	240	60	300
Comp. Cap. (MVar)	-	-	160	80	180

5.2 PC104

Para a verificação de respostas em tempo real, os algoritmos apresentados no presente trabalho foram embarcados em um *hardware* que possibilitasse tal operação.

O LSEE conta com uma plataforma para testes de algoritmos de proteção e medição, chamada PC104 (MONARO et al., 2012). Este é um padrão de placas para computadores industriais destinado a aplicações de computação embarcada, com precisão em ambientes hostis (CONSORTIUM, 2009). Isso é possível porque a plataforma possui tamanho reduzido, ausência de partes móveis (uso de cartão *compact Flash* ao invés de *hard drive*), e sistema de refrigeração composto apenas por dissipador. Além disso, o *hardware* do PC104 é separado em módulos, adequando-se a necessidade de cada aplicação. A Figura 33 ilustra as dimensões do conjunto e o empilhamento de módulos.

Figura 33 – Empilhamento dos módulos - PC104.

Fonte: (MONARO, 2013)

O PC104 é composto pelos módulos:

- a) Placa de processamento de dados:
 - Processador AMD Geode LX800 (x86);
 - Memória RAM DDR333 de 512 MB;
 - Armazenamento de 1 GB em cartão Compact Flash;
 - Placa de rede Ethernet 10/100 Mb/s;

- 4 portas USB 2.0;
 - 2 portas seriais;
 - 1 porta paralela.
- b) Placa de aquisição de dados:
- Resolução de 16 bits;
 - Taxa de amostragem máxima de 100000 amostras por segundo;
 - 16 canais de entrada analógica em comum, ou 8 em modo diferencial;
 - 8 canais de entrada/saída digital;
 - Buffer de 512 amostras.
- c) Fonte de energia:
- Potência de saída de 50 W;
 - Tensão de entrada variável entre 6 V e 40 V;
 - Saídas 5 V e 12 V.

A Figura 34 ilustra as placas montadas em um gabinete, enquanto a Figura 35 mostra as principais partes do *hardware* durante a operação em um SEP, seja ele real ou uma simulação.

Figura 34 – Cubo PC104 montado.

Fonte: (MONARO, 2013)

A plataforma permite o uso de diversos sistemas operacionais, provendo flexibilidade no uso. Como o interesse deste trabalho está na aplicação em tempo real, o sistema operacional deve ser capaz de realizar as funções designadas em um tempo suficiente para a aplicação, ou seja, o sistema operacional deve funcionar em tempo real.

A diferença entre um sistema operacional de tempo real e um de propósito geral está basicamente no escalonamento de processos. Enquanto o de propósito geral tenta

Figura 35 – Arquitetura interna do PC104.

Fonte: (MONARO, 2013)

maximizar o desempenho médio do sistema, independente do tempo de processamento, um de tempo real estabelece um tempo de execução limite, mesmo que isso penalize o desempenho médio. Além disso, para aplicação em tempo real, é necessário que processos de maior prioridade possam interromper outros de menor importância caso necessário, ou seja, o escalonador de processos deve ser preemptivo.

O sistema operacional utilizado no PC104 é o Linux, o qual possui código aberto, apresenta grande flexibilidade e abundância de documentação. No entanto, o Linux é um sistema operacional de propósito geral e apresenta dificuldades para a operação em tempo real, dentre elas: chamadas de kernel não preemptivas, paginação, escalonador de processos, reordenação de requisições e execução em lotes (ABBOTT, 2006). Para que o Linux opere em tempo real, portanto, é usada a *Real Time Application Interface* (RTAI), extensão capaz de realizar alterações no escalonador de processos, tornando-o preemptivo.

A RTAI faz modificações de forma que o Linux seja executado como uma tarefa de baixa prioridade. As funções de tempo real (aquisição e cálculos) são de alta prioridade, e outras aplicações, como gráficos e relatórios, são tratados em baixa prioridade pelo Linux. A arquitetura do RTAI pode ser observada na Figura 36. Nessa imagem, é possível notar o kernel de tempo real, que escalona os processos de acordo com prioridade e tempo disponível. O kernel controla tanto os processos de tempo real como o kernel do Linux por meio de uma camada de abstração de *hardware* (*Real Time Hardware Abstraction Layer* (RTHAL)), definindo as prioridades de cada processo. A comunicação entre os processos do Linux e de tempo real é feita por uma estrutura do tipo *First In First Out* (FIFO).

Muitas funções, como aquisição, registro e filtragem de dados, são comuns a várias aplicações. Para facilitar a implementação dos algoritmos tradicionais e de novas técnicas,

Figura 36 – Funcionamento da Real Time Application Interface.

Fonte: (MONARO, 2013)

foi criada uma biblioteca, intitulada *Open Relay* (LSEE, 2012), que concentra todas funções necessárias para operação de um relé/medidor digital. Algumas dessas funções são comuns a relés de proteção e medidores, e serão utilizadas durante a implementação dos métodos abordados neste trabalho. A relação entre as funções da *Open Relay* é apresentada na Figura 37, que inclui os blocos básicos da biblioteca e a relação entre eles. As classes de aquisição, medição, entre outras, comunicam-se por meio de canais de entrada (leitura) e saída (escrita), nos quais são armazenados os valores atuais e antigos das variáveis comuns.

Figura 37 – Organização da *Open Relay*.

Fonte: (LSEE, 2012)

5.3 Estimação Fasorial do Sistema Elétrico de Potência Simulado sob Condições Transitórias

Com o objetivo de monitorar a resposta do SEP frente aos eventos a serem simulados, foram definidos alguns pontos para medição de tensão e corrente, conforme ilustrado pela Figura 38. Os TCs e TPs ilustram, respectivamente, os pontos de medição de corrente e tensão escolhidos para análise dos eventos pelas UMFs indicadas.

As UMFs estão alocadas de forma que seja possível analisar os eventos simulados. Como há disponibilidade de somente um equipamento para medição, foram realizadas várias simulações, alterando o local de medição para cada uma. O controle do instante de ocorrência dos eventos foi feito pelo ângulo de incidência de cada um, após garantir que o SEP encontra-se em regime permanente.

Figura 38 – Pontos de medição no SEP simulado.

Os locais das faltas e eventos simulados são representados pelos ícones de raios vermelhos e quadrados vermelhos, respectivamente, e foram definidos da seguinte forma:

- Evento 1: Falta monofásica na barra 1. Foi simulada uma falta franca com ângulo de incidência zero, envolvendo a fase A da barra 1 e terra. Como existem dois geradores conectados a barra 1, uma falta nessa barra influencia outras regiões, principalmente aquelas que estão diretamente ligadas a ela.
- Evento 2: Falta bifásica na linha de transmissão que interliga as barras 4 e 6. Foi simulada uma falta franca envolvendo as fases B e C, e terra, em 30% da linha,

a partir da barra 6. Foi adotado zero graus para o ângulo de incidência da falta. Alterações maiores na tensão e corrente serão observadas na barra 6 devido ao fato da falta ter ocorrido mais próximo dela.

- c) Evento 3: Ligação trifásica do *bay* de G_1^R e $T1$ na barra 1. Foi adotada uma entrada em degrau do gerador G_1^R e do transformador $T1$ através do disjuntor do secundário de $T1$, fechado com ângulo de incidência zero sobre a tensão da barra 1. A entrada de uma fonte na barra 1 altera o fluxo de potência do sistema, causando elevamento momentâneo da tensão na barra. Este *bay* foi desconectado da barra 1 apenas para esse evento.
- d) Evento 4: Ligação de uma carga de elevada potência na barra 1. Foi simulada a entrada de uma carga trifásica de 590 MVA na barra 1. Como a potência da carga é elevada, a tensão diminuirá momentaneamente, e a corrente dos geradores G_1^R e G_2^R aumentará a fim de compensar a potência consumida.

As medições foram realizadas por meio da ligação do RTDS com o PC104. As saídas analógicas do RTDS foram conectadas à placa de aquisição do PC104, totalizando seis canais, para as tensões e correntes de cada fase.

Os resultados obtidos para os eventos foram divididos de acordo com os locais de medição, representados pelas UMFs 1, 2 e 3, na Figura 38. Em cada ponto de medição, foram analisadas as estimações dos fasores de tensão e corrente para cada fase, pelos métodos abordados anteriormente neste trabalho, simulando os eventos para cada uma das UMFs alocadas.

Para garantir situações semelhantes para os diferentes locais de medição, a simulação dos eventos foi realizada após o sistema atingir o regime permanente. Além disso, foi adotado o mesmo ângulo de incidência para todos os eventos simulados.

5.3.1 UMF 1

A UMF 1 foi alocada para se fazer a medição das tensões da barra 1 e das correntes do secundário do transformador $T1$. A partir destas leituras, foram estimados os fasores durante a aplicação de cada um dos eventos citados acima.

A tensão de linha nominal na barra 1 é de 230 kV. Logo, ela foi escolhida como valor base para as estimações de módulo, apresentadas em p.u. nos resultados a seguir. Considerou-se uma corrente de 0,2 kA como base para a estimativa dos módulos de corrente. O ângulo de fase para a tensão e corrente é dado em rad.

5.3.1.1 Evento 1

O primeiro evento simula uma falta na fase A da barra 1, para o qual serão analisadas as estimações de módulo e fase em cada uma das fases. A Figura 39 ilustra as tensões

nas três fases durante a realização do evento. É possível notar que as fases B e C foram afetadas durante a falta, e a fase A apresentou valor zero devido a mesma.

Durante o capítulo referente aos testes da norma (IEEE, 2011b), constatou-se que o método TWR apresenta os maiores tempos de resposta, o mesmo é mostrado pelas estimações de módulo presentes na Figura 39. Em geral, os métodos apresentaram respostas condizentes aos resultados obtidos com sinais sintéticos, diferindo apenas nos transitórios. A estimativa ruidosa para o ângulo da fase A deve-se à tensão desta ser nula durante a falta; como não há tensão, os métodos perdem referência para cálculo de fase (não há cruzamento em zero). Como não representam o sinal, estas medidas devem ser descartadas.

A Figura 40 ilustra as correntes e os fasores das correntes durante a simulação do evento 1. As respostas dos métodos foram condizentes a falta simulada. Foram notadas divergências apenas para a estimação do módulo da fase B por TWD, e dos ângulos da fase C por MMQ e fase A por TDF e MQR. Devido à proximidade entre a UMF 1 e a falta, houve desvio da frequência fundamental. Durante o teste de desvio de frequência, no capítulo 4, foi verificado que o desvio da frequência provoca variação do ângulo de fase. Para esse caso é possível notar que a fase comporta-se como uma rampa, comprovando o resultado verificado para o teste da norma (IEEE, 2011b).

Figura 39 – Estimação dos fasores das tensões verificadas pela UMF 1 durante a simulação do evento 1.

Figura 40 – Estimação dos fasores das correntes verificadas pela UMF 1 durante a simulação do evento 1.

5.3.1.2 Evento 2

O evento 2 simula uma falta bifásica na linha de transmissão que interliga as barras 4 e 6. Nesse evento, serão analisadas as estimativas de módulo e fase por cada um dos métodos. A Figura 41 ilustra as tensões nas três fases durante o evento. Na imagem, é possível notar que as fases B e C foram as mais afetadas, refletindo a falta ocorrida próxima a UMF 2.

A partir da Figura 41, é possível notar que os métodos apresentaram respostas con-
dizentes à falta simulada, com os módulos estimados semelhantes, diferindo apenas o comportamento durante o transitório. A estimativa para o ângulo de fase foi parecida em quase todos métodos. Apenas o ângulo estimado por MMQ da fase B apresentou desvio, referente a um atraso de uma amostra do sinal. Foram verificados ruídos para estimação por MMQ e tempo elevado de resposta para a TWR.

As correntes e os respectivos fasores verificados durante o evento 2 são apresentados na Figura 42. Com exceção da estimação por MMQ, que apresentou ruídos para módulo e ângulo das três fases (além de deslocamento de ângulo para a fase C), as respostas dos métodos foram muito próximas. A falta elétrica simulada na linha de transmissão alterou as correntes fornecidas pelo gerador G_1^R . A mudança verificada para os ângulos de fase foi maior que a de módulo.

Figura 41 – Estimação dos fasores das tensões verificadas pela UMF 1 durante a simulação do evento 2.

Figura 42 – Estimação dos fasores das correntes verificadas pela UMF 1 durante a simulação do evento 2.

5.3.1.3 Evento 3

A Figura 43 ilustra as tensões na barra 1 durante a energização de um dos centros geradores conectados a esta. A variação de tensão nessa barra, provocada pela entrada do gerador, é um indicativo de uma mudança na configuração do sistema, o qual, consequentemente, tem seu fluxo de potência alterado.

Figura 43 – Estimação dos fasores das tensões verificadas pela UMF 1 durante a simulação do evento 3.

A Figura 43 também ilustra as estimativas dos fasores da UMF 1 frente ao evento 3. A partir desta figura é possível notar que as tensões das três fases apresentaram mudança de módulo e fase, as quais confirmam a alteração do fluxo de potência do SEP. Os métodos apresentaram respostas condizentes ao evento simulado, sendo a variação da tensão dependente do controle de tensão e potência, principalmente dos geradores G_1^R e G_5^R . Os fasores estimados pelos diferentes métodos são próximos. Apenas a TWR apresentou desvio durante o transitório, uma vez que ela apresenta elevado tempo de resposta à degraus de módulo e de fase.

A Figura 44 ilustra as correntes medidas no secundário do transformador T1 durante sua conexão com a barra 1. A estimação dos módulos das correntes foram coerentes, a componente de decaimento foi compensada conforme o método discutido no Capítulo 3. Na estimação de fase, verificou-se a convergência dos valores estimados por cada método para o mesmo valor, com exceção para a fase C estimada por MMQ, que apresentou desvio equivalente a duas amostras do sinal amostrado.

Figura 44 – Estimação dos fasores das correntes verificadas pela UMF 1 durante a simulação do evento 3.

5.3.1.4 Evento 4

A Figura 45 ilustra as tensões na barra 1 durante a ligação de uma carga de elevada potência no sistema. É esperado que as tensões das três fases apresentem alteração momentânea de módulo e que, o ângulo de fase será alterado devido à inserção da carga.

A Figura 45 também mostra as estimativas dos fasores da UMF 1 frente ao evento 4. Na imagem, é possível notar que as tensões das três fases apresentaram mudança momentânea de módulo assim que a carga foi ligada. Como a potência da carga é elevada, os ângulos das três fases foram alterados, refletindo no fluxo de potência, assim como foi verificado no evento 3. Em geral, os métodos apresentaram respostas condizentes com a falta simulada. Os fasores estimados pelos diferentes métodos são próximos, exceto para a estimação do ângulo da fase B, estimado por MMQ, o qual divergiu dos outros durante o evento.

A Figura 46 ilustra as correntes e fasores verificados pela UMF 1 durante o evento 4. Na ilustração, nota-se que a inserção da carga causou elevação da corrente fornecida pelo gerador G_1^R (a qual é medida pela UMF 1).

Constatou-se a convergência das estimações dos fasores pelos métodos adotados e comportamentos transitórios similares aos verificados para os testes da norma (IEEE, 2011b). Assim como os resultados obtidos para os testes de degrau de magnitude e fase da norma (IEEE, 2011b), o método MQR apresentou a resposta mais rápida, o TWR a

mais lenta, e os outros métodos valores intermediários aos destes.

Figura 45 – Estimação dos fasores das tensões verificadas pela UMF 1 durante a simulação do evento 4.

Figura 46 – Estimação dos fasores das correntes verificadas pela UMF 1 durante a simulação do evento 4.

5.3.2 UMF 2

A UMF 2 foi alocada com a função de medir as tensões da barra 6 e as correntes da linha de transmissão que interliga as barras 6 e 4, monitorando a corrente no sentido da barra 6 para a 4. A partir destas leituras, foram estimados os fasores de tensão e corrente durante a aplicação de cada um dos eventos descritos, com as mesmas características que os adotados para as medidas fornecidas para a UMF 1.

A tensão da barra 6, 230 kV, foi escolhida como valor base para as estimações do módulo, as quais são apresentadas em p.u. nos resultados a seguir. Para a estimação dos módulos das correntes, foi usada uma corrente de base igual a 0,2 kA. Os ângulos de fase para tensão e corrente foram dados em rad.

5.3.2.1 Evento 1

O primeiro evento simula uma falta na fase A da barra 1, a partir dele serão analisadas as estimações de módulo e fase para cada uma das fases da barra 6. A Figura 47 ilustra as tensões nas três fases durante o evento, é possível notar que embora as fases B e C também tenham sido afetadas durante a falta, foi a fase A a que apresentou maior desvio.

As estimações do módulo e fase das três tensões são apresentadas na Figura 47. Apurou-se um desvio equivalente a uma amostra do sinal para o ângulo da fase B estimado por MMQ.

Figura 47 – Estimação dos fasores das tensões verificadas pela UMF 2 durante a simulação do evento 1.

A Figura 48 ilustra as correntes e os fasores das correntes durante a simulação do evento 1. As respostas dos métodos foram condizentes com a falta simulada, e é possível notar a influência da falta para a respectiva linha de transmissão. Foram notadas divergências apenas para a estimação do ângulo da fase C por MMQ, e oscilações para a da TWD devido às condições da corrente de falta.

Figura 48 – Estimação dos fasores das correntes verificadas pela UMF 2 durante a simulação do evento 1.

5.3.2.2 Evento 2

O evento 2 simula uma falta bifásica na linha de transmissão que interliga as barras 4 e 6, com o qual serão analisadas as estimativas de módulo e fase obtidas por cada um dos métodos. A Figura 49 ilustra as tensões nas três fases durante o evento, é possível notar que as fases B e C foram as mais afetadas, visto que estão envolvidas na falta. Como a falta foi simulada em 30 % da linha a partir da barra 6, a tensão nesta variará mais que na barra 4, e as correntes observadas pela UMF 2 atingirão valores maiores que para a UMF 3.

A Figura 49 ilustra os fasores estimados pela UMF 2 frente ao evento 2. Os métodos apresentaram respostas condizentes a falta simulada. Apenas a estimação por MMQ apresentou erro para o ângulo da fase B. Como a falta afetou as fases B e C, as maiores alterações de módulo e ângulo foram verificadas nelas. A falta também alterou a fase A, proporcionando ruídos para a estimação de ângulo e pequena variação de módulo. Os maiores tempos de resposta verificados são os da TWR.

As correntes e os respectivos fasores verificados durante o evento 2 são apresentadas na Figura 50. As respostas dos métodos foram muito próximas, exceto para a estimação do ângulo das fases B e C por MMQ. Devido à presença da falta elétrica na linha de transmissão, foi verificada a elevação do módulo das correntes das fases B e C, bem como variações para o da fase A.

Figura 49 – Estimação dos fasores das tensões verificadas pela UMF 2 durante a simulação do evento 2.

Assim como verificado nos testes da norma (IEEE, 2011b), o MMQ foi o único que apresentou *overshoot* devido ao degrau proporcionado pela falta (estimação de módulo das fases B e C na Figura 50). Os ângulos das fases B e C estimados por MMQ divergiram dos valores obtidos pelos demais. Observando-se ainda que o método divergiu após a ocorrência da falta.

5.3.2.3 Evento 3

A Figura 51 ilustra as tensões na barra 6 durante a conexão de um centro gerador à barra 1. É esperada a alteração dos módulos e ângulos das tensões do SEP devido à entrada do gerador, assim como discutido para o ponto de medição da UMF 1, uma vez que a topologia do sistema foi alterada.

A Figura 51 ilustra as estimativas do fasor da UMF 2 frente ao evento 3. A partir dela, é possível notar que as tensões das três fases apresentaram mudança de módulo e fase, como era esperado. Os métodos apresentaram respostas condizentes ao evento simulado e, apesar da grande distância entre o evento e a UMF 2, foram observadas oscilações

Figura 50 – Estimação dos fasores das correntes verificadas pela UMF 2 durante a simulação do evento 2.

nos módulos das três fases. Os fasores estimados pelos diferentes métodos são próximos, apresentando diferenças, contudo, durante o período transitório, em que a TWR foi a que mais se desviou das respostas dos demais. A TDFR interpretou o ângulo da fase A como negativo e a TWR apresentou o maior desvio de resposta para a fase B.

A Figura 52 ilustra as correntes medidas na linha de transmissão durante a ligação do gerador G_1^R na barra 1. Assim como para as tensões na barra 6, as correntes apresentaram alterações de módulo e ângulo, determinadas pelas mudanças nas tensões das barras 4 e 6, devido à inserção do gerador no SEP.

As estimações dos módulos das correntes indicam que a entrada do gerador causa elevação da corrente na linha monitorada. Para as estimações de ângulo de fase, verificou-se a convergência para o mesmo valor, com exceção do ângulo da fase B estimado por MMQ, que apresentou desvio de ângulo após o transitório.

5.3.2.4 Evento 4

A Figura 53 ilustra as tensões na barra 6 durante a ligação de uma carga de elevada potência na barra 1. Com a inserção da carga na barra 1, altera-se o fluxo de potência do SEP, e espera-se que as tensões das três fases apresentem alteração de módulo e ângulo.

Figura 51 – Estimação dos fasores das tensões verificadas pela UMF 2 durante a simulação do evento 3.

Figura 52 – Estimação dos fasores das correntes verificadas pela UMF 2 durante a simulação do evento 3.

Figura 53 – Estimação dos fasores das tensões verificadas pela UMF 2 durante a simulação do evento 4.

A Figura 53 também ilustra os fasores de tensão estimados pela UMF 2 frente ao evento 4. A partir da imagem é possível notar que as tensões das três fases apresentaram mudança de módulo e fase, verificadas por oscilações e pela pequena elevação da tensão na barra 4. Os métodos apresentaram respostas condizentes ao evento simulado, uma vez que os ângulos das fases convergiram para o mesmo valor, excetuando-se os métodos TDFR e MMQ, que estimaram diferentes ângulos para as fases A e B. Os fasores estimados por TDFR adquiriram ângulo negativo após a ocorrência da falta, e o MMQ, deslocamento negativo do ângulo.

As estimativas obtidas por TWR demonstraram menos ruídos e oscilações que os demais métodos, tornando-a adequada à aplicações em que a dinâmica durante o transitório não é desejável.

A Figura 54 ilustra as correntes e fasores verificados pela UMF 2 durante o evento 4. A inserção da carga causou elevação das correntes na linha, determinada pela mudança das tensões nas barras 4 e 6, após a inserção da carga no SEP.

O resultado observado foi a convergência das estimações dos módulos pelos métodos adotados e as diferenças nas estimações de ângulo foi diferente para as fases B e C por MMQ, as quais apresentaram erro correspondente ao atraso de uma amostra do sinal. Em geral, as estimativas de módulo e ângulo por MMQ foram ruidosas, e as por TWR desviadas das demais devido ao tempo de resposta deste método.

Figura 54 – Estimação dos fasores das correntes verificadas pela UMF 2 durante a simulação do evento 4.

5.3.3 UMF 3

A UMF 3 foi alocada para a medição das tensões da barra 4 e das correntes da linha de transmissão que interliga as barras 4 e 6, monitorando a corrente no sentido da barra 6 para a 4. A partir dessas leituras foram estimados os fasores de tensão e corrente durante a aplicação de cada um dos eventos descritos, com as mesmas características que os adotados para as medidas fornecidas para as UMFs 1 e 2, descritas nas seções anteriores.

A tensão de linha nominal na barra 4 é de 230 kV. Portanto, essa tensão também foi escolhida como valor base para as estimações de módulo, apresentadas em p.u. nos resultados a seguir. Foi considerada uma corrente de 0,2 kA como base para a estimação dos módulos de corrente. O ângulo de fase para a tensão e corrente é dado em rad.

5.3.3.1 Evento 1

O primeiro evento simula uma falta na fase A da barra 1. A partir dele, serão analisadas as estimações de módulo e fase para cada uma das fases da barra 4. A Figura 55 ilustra as tensões nas três fases durante o evento, é possível notar que as fases B e C foram afetadas durante a falta, mas foi a fase A a que apresentou maior desvio, mesmo para uma falta distante.

As estimações do módulo e fase das três tensões são apresentadas na Figura 55. Foi verificado desvio equivalente a uma amostra do sinal para o ângulo da fase B estimado por MMQ e estimação de ângulo inversa para a fase A pelos métodos TDFR e MQR.

A Figura 56 ilustra as correntes e os fasores das correntes durante a simulação do evento 1. As respostas dos métodos foram condizentes à falta simulada. É possível notar, ademais, a influência da falta para a respectiva linha de transmissão. Foram notadas divergências apenas para a estimação do ângulo da fase A por MMQ, e oscilações para a da TWD.

Figura 55 – Estimação dos fasores das tensões verificadas pela UMF 3 durante a simulação do evento 1.

5.3.3.2 Evento 2

O evento 2 simula uma falta bifásica na linha de transmissão que interliga as barras 4 e 6, no qual serão analisadas as estimções de módulo e fase obtidas em cada um dos métodos. A Figura 57 ilustra as tensões nas três fases durante o evento, é possível notar que as fases B e C foram as mais afetadas, visto que estão envolvidas na falta. Como a falta foi simulada em 70 % da linha a partir da barra 4, a tensão nela variará menos que na barra 6, e as correntes observadas pela UMF 3 atingirão valores menores que para a UMF 2.

Figura 56 – Estimação dos fasores das correntes verificadas pela UMF 3 durante a simulação do evento 1.

Figura 57 – Estimação dos fasores das tensões verificadas pela UMF 3 durante a simulação do evento 2.

A Figura 57 também ilustra as estimativas dos fasores de tensão verificados pela UMF 3

frente ao evento 2. Os métodos apresentaram respostas condizentes com a falta simulada. Apenas a estimação por MMQ apresentou erro para o ângulo da fase B, e os ângulos estimados por TDFR e MQR para a fase A apresentaram valores negativos. Como a falta afetou as fases B e C, as maiores alterações de módulo e ângulo foram verificadas nelas. A falta, porém, também alterou a fase A, proporcionando ruídos para a estimação de ângulo e pequena variação de módulo. Os maiores tempos de resposta verificados são os da TWR.

As correntes e os respectivos fasores verificados durante o evento 2 são apresentadas na Figura 58. As respostas dos métodos foram muito próximas, com exceção da estimação dos ângulos das fases A e B por MMQ, e das fases B e C por TDFR. Devido à presença da falta elétrica na linha de transmissão, observou-se a elevação dos módulos das correntes das fases B e C, bem como variação para a da fase A.

Assim como verificado para os testes da norma (IEEE, 2011b), o MMQ foi o único que apresentou *overshoot* devido ao degrau proporcionado pela falta (estimação de módulo das fases B e C na Figura 58). O ângulo da fase B estimado por MMQ divergiu dos valores obtidos pelos demais, apresentando deslocamento correspondente a uma amostra do sinal após a definição da falta.

Figura 58 – Estimação dos fasores das correntes verificadas pela UMF 3 durante a simulação do evento 2.

5.3.3.3 Evento 3

A Figura 59 ilustra as tensões na barra 4 durante a ligação de um centro gerador à barra 1. É esperada a alteração dos módulos e ângulos das tensões do SEP devido à entrada do gerador, assim como discutido para os pontos de medição das UMFs 1 e 2, uma vez que a topologia deste foi alterada.

A Figura 59 ilustra os fasores das tensões verificadas pela UMF 3 frente ao evento 3. A partir do gráfico, é possível notar que as tensões das três fases apresentaram mudança de módulo e fase, como era esperado. Os métodos apresentaram respostas condizentes ao evento simulado e, apesar da grande distância entre o evento e a UMF 2, foram observadas oscilações para os módulos das três fases. A TDFR foi a única a interpretar o ângulo da fase A como negativo.

Os fasores estimados pelos diferentes métodos são muito próximos. As diferenças ocorrem durante o período transitório, no qual a TWR foi a que mais se desviou das respostas dos demais.

Figura 59 – Estimação dos fasores das tensões verificadas pela UMF 3 durante a simulação do evento 3.

A Figura 60 ilustra as correntes medidas na linha de transmissão durante a ligação do gerador G_1^R na barra 1. Assim como para as tensões na barra 6, as correntes apresentaram alterações de módulo e ângulo, determinadas pelas mudanças nas tensões das barras 4 e 6, devido à inserção do gerador no SEP.

A estimação dos módulos das correntes foram coerentes. Para a estimação de fase verificou-se a convergência para um mesmo valor. O método TWR apresentou pequeno

desvio para o ângulo da fase B, devido ao seu elevado tempo de resposta.

Figura 60 – Estimação dos fasores das correntes verificadas pela UMF 3 durante a simulação do evento 3.

5.3.3.4 Evento 4

A Figura 61 ilustra as tensões na barra 4 durante a ligação de uma carga de elevada potência na barra 1. É esperado que as tensões das três fases apresentem alteração momentânea de módulo, enquanto o ângulo de fase se altere devido à inserção da carga.

A Figura 61 também ilustra as estimativas do fasor da UMF 3 frente ao evento 4. A partir da figura é possível notar que as tensões das três fases apresentaram mudança de módulo e fase, verificadas por meio das oscilações e pela pequena elevação da tensão na barra 4. Os métodos apresentaram respostas que condizem com a falta simulada, estando os ângulos das fases convergindo para o mesmo valor, exceto a partir do método TDFR, que estimou ângulo negativo para a fase A. As estimativas obtidas por TWR demonstraram menos ruídos e oscilações que os demais métodos, tornando-o adequado para aplicações em que a dinâmica durante o transitório não é desejável.

A Figura 62 ilustra as correntes e fasores verificados pela UMF 3 durante o evento 4. Observa-se que a inserção da carga causou elevação das correntes na linha, determinada pela mudança das tensões nas barras 4 e 6, após a inserção da carga no SEP.

Foi constatada a convergência das estimações dos módulos pelos métodos adotados. A estimação de ângulo, todavia, foi diferente para a fase A por MMQ, a qual apresentou

Figura 61 – Estimação dos fasores das tensões verificadas pela UMF 3 durante a simulação do evento 4.

erro correspondente ao atraso de duas amostras. Em geral, as estimativas de módulo e ângulo por MMQ foram ruidosas, e as por TWR desviadas das demais devido ao tempo de resposta desse método.

A partir dos resultados obtidos para os sinais simulados no RTDS, foi possível confirmar as repostas obtidas no Capítulo 4. Nota-se que os métodos possuem repostas próximas para a maioria dos casos mostrados, diferindo durante o período transitório do evento, geralmente convergindo para um mesmo valor final. Apesar disso, foram verificadas divergências para os métodos em alguns casos, como desvios e valores negativos para os ângulos estimados por MMQ, TDFR e MMQ em algumas fases.

Os métodos MMQ e TWD apresentaram resposta ruidosa para os sinais amostrados; os ruídos da TWD ocorreram apenas em regime transitório, enquanto a MMQ também os apresentou em regime permanente. A MMQ estimou, ademais, ângulos de algumas fases com desvio fixo correspondente a uma ou duas amostras do sinal. As estimações por TDF, TDFR e MQR foram precisas, sendo que a TDF não apresentou divergência para os casos simulados, e a TDFR e a MQR mantiveram estimação de módulo precisa e erro de ângulo para apenas alguns casos. A TWR apresentou respostas mais estáveis e pouco sujeitas a ruídos, mas com elevado tempo de resposta devido ao seu comportamento, já evidenciado, sob a ocorrência de degraus no sinal.

Figura 62 – Estimação dos fasores das correntes verificadas pela UMF 3 durante a simulação do evento 4.

5.4 Algoritmos Recursivos e Não-Recursivos

A partir dos resultados obtidos através dos sinais sintéticos e dos dados obtidos por simulação, nota-se que os fasores estimados são muito similares. De fato, as maiores diferenças foram observadas para os transitórios dos sinais. Essas diferenças são importantes para algumas aplicações, mas em geral as medidas de regime permanente são mais relevantes. Outra característica a ser considerada é o tempo de processamento requerido pelo método, que definirá a aplicabilidade em tempo real.

Durante o capítulo 3, foram apresentadas as versões recursivas e não-recursivas para cada técnica abordada. Comentou-se também que as versões recursivas requerem menor esforço computacional do que as não-recursivas, tornando-as atrativas para aplicações em tempo real com *hardware* simples. Esta seção tem como objetivo verificar a diferença dos tempos de processamento para as versões recursivas e não-recursivas sob diferentes taxas de amostragem.

A comparação dos tempos de execução foi feita através dos algoritmos, descritos durante o capítulo 3, embarcados no PC104, o qual foi apresentado durante este capítulo. Foi medido o tempo para estimação de cada fasor por cada método e, a partir destes, foram calculados os valores médios para estimação por cada um, considerando taxas de amostragem diferentes.

Os tempos de execução foram medidos sob três taxas amostrais N : 16, 32 e 64 amo-

tras/ciclo. A Figura 63 ilustra os tempos médios obtidos para cada método em cada N ; os métodos recursivos mantiveram tempos iguais, enquanto os não-recursivos apresentaram tempo de execução maior a medida que N foi aumentado. Isso ocorre porque os métodos não-recursivos usam N amostras do sinal, ou seja, para N maiores serão realizadas mais operações. Os recursivos por outro lado sempre usam o mesmo número de amostras do sinal, então, ao aumentar o N não é alterado o tempo de processamento.

Figura 63 – Tempos de estimação para os métodos recursivos e não recursivos sob três taxas de amostragem N : 16, 32 e 64 amostras por ciclo.

Pequenas diferenças são verificadas nos tempos devido às primeiras iterações do método. Para a TDFR, por exemplo, os fasores iniciais são estimados pela TDF, então o tempo para a primeira estimação é muito próximo ao da versão não-recursiva. O tempo de execução do DDF é pequeno ($t \ll 0,02ms$) e não foi ilustrado.

Conclusão

O presente trabalho propôs uma análise para alguns dos métodos comumente usados na estimação fasorial dos sinais elétricos de corrente e tensão em SEPs. Dos vários métodos encontrados na literatura, foram escolhidos os seguintes: TDF, TDFR, MMQ, MQR, TWD e TWR. Os algoritmos de cada método foram implementados para analisar a dinâmica própria das técnicas, na operação em tempo real, ou com dados sintéticos.

Primeiramente, os algoritmos dos métodos foram implementados usando o *software* Matlab, e avaliados através de dados sintéticos. Como análise preliminar, observou-se a resposta dos métodos durante a inicialização, ou seja, quando as primeiras amostras do sinal são obtidas, e presença de componente de decaimento exponencial, como as verificadas em correntes de falta. A partir dos testes chegou-se a conclusão de que o método TWD é rapidamente inicializado, enquanto os métodos TWR e MQR demoram mais para estabilizar. Também verificou-se que alguns métodos são mais afetados por condições não-nominais do sinal. A estimação por TWD, por exemplo, é muito prejudicada por componentes de decaimento exponencial, enquanto a TWR e o MMQ são pouco influenciados por estas.

Para análise do desempenho dos métodos frente aos requisitos da norma IEEE C37.118.1 foram usados alguns sinais testes e, a partir deles, medido o TVE e os tempos de resposta. Em geral, os algoritmos apresentaram resposta condizente com a norma, apenas a TWR extrapolou os limites definidos para alguns testes. O método MQR apresentou os menores erros (exceto para o teste com harmônicas), enquanto a TDF, TDFR e MMQ apresentaram erros muito próximos para todos os testes. A TWR demonstrou baixa precisão para casos de desvio da frequência fundamental mas, tomando como base o teste de precisão de magnitude e fase, este foi o método menos influenciado por componentes harmônicas.

Através dos testes dinâmicos é possível verificar as respostas dos métodos frente a oscilações de magnitude e fase, e variações da frequência fundamental. No geral, os métodos apresentaram erro abaixo do limite da norma, sendo que apenas a TWR extrapolou o limite para os testes de modulação e rampa de frequência. A partir dos testes de degraus no sinal, verificou-se que o MQR apresenta a resposta mais rápida e a TWR a mais lenta,

enquanto os restantes apresentaram respostas muito próximas.

Além da análise a partir dos sinais definidos pela norma, este trabalho traz a aplicação dos algoritmos em *hardware* (denominado PC104) para realizar a medição em tempo real dos fasores de um SEP, simulado no RTDS, frente a alguns eventos. As medidas de tensão e corrente desse sistema foram fornecidas ao PC104 por meio das saídas analógicas do RTDS e, a partir delas foram estimados os fasores para três pontos de medição simultâneos. Como há apenas um PC104, os eventos simulados foram repetidos para cada local de medição, e o instante de ocorrência (usado como base para definir a referência de tempo das unidades) foi definido pelo ângulo de incidência do respectivo evento.

Constatou-se, para os casos simulados, que os métodos apresentam estimação similares, apresentando, entretanto, algumas divergências para o ângulo de fase. As estimações de módulo foram condizentes aos eventos simulados e, assim como verificado para os testes da norma, a MQR apresentou a resposta mais rápida, e a TWR a mais lenta. A MMQ apresentou resposta diferente dos outros para a estimação de ângulo de fase em alguns eventos, e em alguns casos a TDFR e a MQR apresentaram resposta inversa (ângulo negativo) à dos demais.

Durante a simulação dos eventos no SEP descrito foram verificados alguns dos aspectos previamente apresentados nos testes com dados sintéticos. Componentes de decaimento exponencial foram verificadas nas correntes de falta e, durante alguns eventos, houve desvio da frequência fundamental, evidenciada pela variação dos ângulos de fase.

A partir dos resultados para os sinais da norma e os simulados, é possível notar que os métodos apresentam respostas similares na maioria das condições. Os métodos TDF e TDFR apresentam baixo TVE em regime permanente e tempo de resposta de aproximadamente um ciclo do sinal. O MMQ apresentou estimação similar aos algoritmos Fourier, enquanto o MQR demonstrou rapidez e precisão. Os métodos baseados em *Wavelet* apresentaram repostas interessantes com precisão dentro do limite da norma, mas a TWR demonstrou-se lenta.

Como o objetivo dos métodos é a estimação dos fasores dos sinais em tempo real, torna-se interessante avaliar o tempo de processamento de cada um deles. Durante a implementação dos algoritmos em *hardware*, foram medidos os tempos de processamento sob diferentes taxas de amostragem. Para as medidas realizadas, observou-se que o método MMQ requer elevado esforço, enquanto os métodos TDFR e MQR apresentam baixo tempo de processamento. De forma geral, os métodos recursivos exigem menor esforço computacional, principalmente quando a taxa de amostragem é alterada: os algoritmos não-recursivos apresentam tempo de processamento proporcional à amostragem, enquanto os recursivos não dependem desta. Apesar dessas características, todos demonstraram aptidão para aplicação em tempo real.

Portanto, é possível verificar que os métodos TDFR e MQR apresentaram resposta precisa, com velocidade mais rápida em comparação às versões não-recursivas. Como os

menores tempos de resposta ao degrau foram obtidos para o MQR, conclui-se que essa é uma alternativa interessante para situações em que a resposta para transitórios é crítica, pois alia resposta rápida e precisa ao baixo esforço computacional.

A partir destes aspectos, a escolha do método a ser aplicado deve ser matéria de análise considerando as vantagens e desvantagens mostradas no presente trabalho, além de outros aspectos que não foram abordados, como: desempenho frente a presença de inter-harmônicos e sub-harmônicos no sinal, e precisão para operação com janelas de dados menores (e maiores) que um ciclo do sinal. A relevância desta análise está ligada à aplicação pretendida, bem como a influência dos eventos sobre a respectiva aplicação.

6.1 Trabalhos Futuros

Este trabalho tratou da estimação dos fasores de SEPs por meio de UMFs instaladas, fazendo um estudo comparativo sobre algum dos métodos de estimação de fasores presentes na literatura. Contudo, alguns aspectos do processo de estimação não foram investigados, pois estão ligados à estrutura do sistema de medição de fasores.

Durante a execução deste trabalho verificou-se que o contexto de aplicação das medidas das UMFs é extremamente importante, e definirá os requisitos de precisão e tempo de resposta, como foi verificado para os testes dinâmicos da norma (IEEE, 2011b). Nesse sentido, uma investigação sobre um contexto de aplicação de medição fasorial seria interessante, considerando: a localização e número mínimo de UMFs, a estrutura de comunicação entre as UMFs, os centros de armazenamento de dados, e a sincronização das medidas.

Cada um destes processos citados pode ser objeto de estudo, uma vez que as normas (IEEE, 2011a) e (IEEE, 2011b) definem alguns métodos para a sincronização das medidas, e alguns tipos de protocolos para comunicação entre unidades e centros de armazenamento de dados. A partir destes pontos, é possível investigar a aplicabilidade desses processos, bem como definir a estrutura de armazenamento das medidas, e taxas de transmissão de dados mínimas e máximas requeridas.

Como sugestões de continuidade da pesquisa são apresentados os seguintes itens:

- ❑ Estudo comparativo de métodos de estimação de fasores baseados em técnicas de inteligência artificial;
- ❑ Estudo da influência de componentes sub-harmônicas e inter-harmônicas na estimação de fasores em SEPs;
- ❑ Estudo dos métodos de sincronização de fasores utilizados pelo sistema de medição fasorial, descritos na norma IEEE C37.118.1;
- ❑ Estudo das formas de comunicação utilizadas pelas unidades de medição fasorial, descritas na norma IEEE C37.118.2;

- Desenvolvimento de uma estrutura de armazenamento de dados do tipo *Phasor Data Concentrator* (PDC), para estudo de aplicações das medidas de UMFs.

6.2 Publicações

A partir do trabalho realizado, foi feita a seguinte publicação:

- ROCHA, R. V.; COURY, D.V. Filtros Recursivos e Não-Recursivos Aplicados à Estimação Fasorial em Sistemas Elétricos. Simpósio Brasileiro de Sistemas Elétricos - SBSE, Natal - RN, Brasil, 22 a 25 de maio de 2016.

Referências

- ABBOTT, D. **Linux for embedded and real-time applications**. Tese (Doutorado) — Newnes, 2006.
- ABDOLLAHI, A. et al. Enhanced subspace-least mean square for fast and accurate power system measurement. **Power Delivery, IEEE Transactions on**, 2013. v. 28, n. 1, p. 383–393, Jan 2013. ISSN 0885-8977.
- AKKE, M.; THORP, J. S. Sample value adjustment improves phasor estimation at off-nominal frequencies. **IEEE Transactions on Power Delivery**, 2010. v. 25, n. 4, p. 2255–2263, Oct 2010. ISSN 0885-8977.
- ALSTOM. **MICOM ALSTOM P847B&C Phasor Measurement Unit**. [S.l.], 2010.
- APOLINÁRIO, J. A.; MCWHIRTER, J. G. **QRD-RLS adaptive filtering**. [S.l.]: Springer, 2009.
- BARCHI, G. et al. On the accuracy of phasor angle measurements in power networks. **IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement**, 2015. v. 64, n. 5, p. 1129–1139, May 2015. ISSN 0018-9456.
- BELEGA, D.; FONTANELLI, D.; PETRI, D. Dynamic phasor and frequency measurements by an improved taylor weighted least squares algorithm. **IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement**, 2015. v. 64, n. 8, p. 2165–2178, Aug 2015. ISSN 0018-9456.
- BENMOUYAL, G. Removal of dc-offset in current waveforms using digital mimic filtering. **Power Delivery, IEEE Transactions on**, 1995. v. 10, n. 2, p. 621–630, Apr 1995. ISSN 0885-8977.
- BOGGESE, A.; NARCOWICH, F. J. **A first course in wavelets with Fourier analysis**. [S.l.]: John Wiley & Sons, 2009.
- BRAHMA, S.; KAVASSERI, R. Investigating the performance of discrete wavelet transform for phasor estimation in digital relays. In: **Power and Energy Society General Meeting - Conversion and Delivery of Electrical Energy in the 21st Century, 2008 IEEE**. [S.l.: s.n.], 2008. p. 1–6. ISSN 1932-5517.

CHAARI, O.; MEUNIER, M.; BROUAYE, F. Wavelets: a new tool for the resonant grounded power distribution systems relaying. **Power Delivery, IEEE Transactions on**, 1996. v. 11, n. 3, p. 1301–1308, Jul 1996. ISSN 0885-8977.

CHEN, C.-S.; LIU, C.-W.; JIANG, J.-A. A new adaptive pmu based protection scheme for transposed/untransposed parallel transmission lines. **Power Delivery, IEEE Transactions on**, 2002. IEEE, v. 17, n. 2, p. 395–404, 2002.

CHEN, E.; TIMORABADI, H.; DAWSON, F. Real-time phasor measurement method including a gps common time-stamp for distributed power system monitoring and control. In: **Electrical and Computer Engineering, 2005. Canadian Conference on**. [S.l.: s.n.], 2005. p. 441–444. ISSN 0840-7789.

CHUNJU, F. et al. Study on adaptive relay protection scheme based on phase measurement unit (pmu). In: **Developments in Power System Protection, 2004. Eighth IEE International Conference on**. [S.l.: s.n.], 2004. v. 1, p. 36–39 Vol.1. ISSN 0537-9989.

CONSORTIUM, P. **PC104 Embedded Consortium**. 2009. Disponível em: <<http://www.pc104.org>>.

DASGUPTA, K.; SOMAN, S. Line parameter estimation using phasor measurements by the total least squares approach. In: **Power and Energy Society General Meeting (PES), 2013 IEEE**. [S.l.: s.n.], 2013. p. 1–5. ISSN 1944-9925.

DASH, P. et al. Fast estimation of voltage and current phasors in power networks using an adaptive neural network. **Power Systems, IEEE Transactions on**, 1997. v. 12, n. 4, p. 1494–1499, Nov 1997. ISSN 0885-8950.

ELREFAIE, H.; MEGAHED, A. A novel technique to eliminate the effect of decaying dc component on dft based phasor estimation. In: **Power and Energy Society General Meeting, 2010 IEEE**. [S.l.: s.n.], 2010. p. 1–8. ISSN 1944-9925.

FAN, D.; CENTENO, V. Least-squares estimation in phasor-based synchronized frequency measurements. In: **Power and Energy Society General Meeting - Conversion and Delivery of Electrical Energy in the 21st Century, 2008 IEEE**. [S.l.: s.n.], 2008. p. 1–6. ISSN 1932-5517.

GANGADHARAN, G.; ANBALAGAN, P. Microprocessor based three step quadrilateral distance relay for the protection of ehv/uhv transmission lines. **Power Delivery, IEEE Transactions on**, 1992. v. 7, n. 1, p. 91–97, Jan 1992. ISSN 0885-8977.

GIRGIS, A.; BROWN, R. Application of kalman filtering in computer relaying. **Power Apparatus and Systems, IEEE Transactions on**, 1981. PAS-98, n. 6, p. 3387–3389, July 1981. ISSN 0018-9510.

GIRGIS, A.; HWANG, T. Optimal estimation of voltage phasors and frequency deviation using linear and non-linear kalman filtering: Theory and limitations. **Power Apparatus and Systems, IEEE Transactions on**, 1984. PAS-103, n. 10, p. 2943–2951, Oct 1984. ISSN 0018-9510.

GPS. **GPS Applications - Timing**. 2015. Disponível em: <<http://www.gps.gov/applications/timing/>>.

GSL. **GSL - GNU Scientific Library Site**. 2015. Disponível em: <<http://www.gnu.org/software/gsl/>>.

HARRIS, F. On the use of windows for harmonic analysis with the discrete fourier transform. **Proceedings of the IEEE**, 1978. v. 66, n. 1, p. 51–83, Jan 1978. ISSN 0018-9219.

HORTON, J. The use of walsh functions for high speed digital relaying. **IEEE PES Summer Power Meeting**, 1975. v. 20, n. 6, p. 1–9, Nov 1975. ISSN 0018-8646.

HOU, D.; GUZMAN, A.; ROBERTS, J. Innovative solutions improve transmission line protection. In: CITESEER. **24th Annual Western Protective Relay Conference, Spokane, WA**. [S.l.], 1997. v. 21.

HUANG, X. et al. A ga based optimized pmu-location-decision algorithm considering wams reliability. In: **Power System Technology (POWERCON), 2014 International Conference on**. [S.l.: s.n.], 2014. p. 433–439.

IEC. **IEC 61850: Communication Networks and Systems for Power Utility Automation. Part 90-5: Use of IEC 61850 to transmit synchrophasor information according to IEEE C37.118**. 2012.

IEEE. **IEEE Standard for Synchrophasors for Power Systems (IEEE Std C37.118-2005)**. March 2005.

_____. **IEEE 1588 Precision Time Synchronization Solution for Electric Utilities**. March 2008.

_____. **IEEE Standard for Synchrophasor Data Transfer for Power Systems (IEEE Std C37.118.2-2011)**. December 2011.

_____. **IEEE Standard for Synchrophasor Measurements for Power Systems (IEEE Std C37.118.1-2011)**. December 2011.

ISAKSSON, A. Digital protective relaying through recursive least-squares identification. **Generation, Transmission and Distribution, IEE Proceedings C**, 1988. v. 135, n. 5, p. 441–449, Sep 1988. ISSN 0143-7046.

JAFARIAN, P.; SANAYE-PASAND, M. An adaptive phasor estimation technique based on les method using forgetting factor. In: **Power Energy Society General Meeting, 2009. PES '09. IEEE**. [S.l.: s.n.], 2009. p. 1–8. ISSN 1944-9925.

JOHNS, A. T.; SALMAN, S. K. **Digital protection for power systems**. [S.l.]: IET, 1997.

JR., A. B. Distance relaying using least-squares estimates of voltage current and impedance. **IEEE PICA Publication**, 1977. v. 95, n. 1, p. 291–299, Jan 1977. ISSN 0018-9510.

KAMWA, I.; GRONDIN, R. Fast adaptive schemes for tracking voltage phasor and local frequency in power transmission and distribution systems. In: **Transmission and Distribution Conference, 1991., Proceedings of the 1991 IEEE Power Engineering Society**. [S.l.: s.n.], 1991. p. 930–936.

KAMWA, I. et al. Recurrent neural networks for phasor detection and adaptive identification in power system control and protection. **Instrumentation and Measurement, IEEE Transactions on**, 1996. v. 45, n. 2, p. 657–664, Apr 1996. ISSN 0018-9456.

KARIMI-GHARTEMANI, M.; IRAVANI, M. Robust and frequency-adaptive measurement of peak value. **Power Delivery, IEEE Transactions on**, 2004. v. 19, n. 2, p. 481–489, April 2004. ISSN 0885-8977.

KARIMI-GHARTEMANI, M.; OOI, B.-T.; BAKHSHAI, A. Investigation of dft-based phasor measurement algorithm. In: **Power and Energy Society General Meeting, 2010 IEEE**. [S.l.: s.n.], 2010. p. 1–6. ISSN 1944-9925.

_____. Application of enhanced phase-locked loop system to the computation of synchrophasors. **Power Delivery, IEEE Transactions on**, 2011. v. 26, n. 1, p. 22–32, Jan 2011. ISSN 0885-8977.

KARIMI, H.; KARIMI-GHARTEMANI, M.; IRAVANI, M. Estimation of frequency and its rate of change for applications in power systems. **Power Delivery, IEEE Transactions on**, 2004. v. 19, n. 2, p. 472–480, April 2004. ISSN 0885-8977.

LEE, D.-G. et al. Distance relaying algorithm using a dft-based modified phasor estimation method. In: **PowerTech, 2009 IEEE Bucharest**. [S.l.: s.n.], 2009. p. 1–6.

LIMA, F. N. de. Análise de sistemas lineares. Apostila da disciplina de Análise de Sistemas Lineares. 2009.

LIN, X.; LIU, H. A fast recursive wavelet based boundary protection scheme. In: **Power Engineering Society General Meeting, 2005. IEEE**. [S.l.: s.n.], 2005. p. 722–727 Vol. 1.

LSEE. **Openrelay Reference Manual**. [S.l.], December 2012.

MACII, D.; PETRI, D.; ZORAT, A. Accuracy analysis and enhancement of dft-based synchrophasor estimators in off-nominal conditions. **Instrumentation and Measurement, IEEE Transactions on**, 2012. v. 61, n. 10, p. 2653–2664, Oct 2012. ISSN 0018-9456.

MAI, R. et al. Dynamic phasor and frequency estimator for phasor measurement units. **Generation, Transmission Distribution, IET**, 2009. v. 4, n. 1, p. 73–83, January 2009. ISSN 1751-8687.

MARSOLLA, R. **Estimação Fasorial em Tempo Real Utilizando um Algoritmo Genético Compacto Multiobjetivo**. Dissertação (Dissertação (Mestrado em Sistemas Elétricos de Potência)) — Escola de Engenharia de São Carlos, Universidade de São Paulo, São Carlos, 2015. Disponível em: <<http://www.teses.usp.br/teses/disponiveis/18/18154/tde-05102012-091637/>>.

MATSUDO, E. **Estrutura da Energia no Brasil: Órgãos e Sistemas**. 2011.

MONARO, R. M. **Lógica Fuzzy Aplicada na Melhoria da Proteção Digital de Geradores Síncronos**. Tese (Tese Doutorado (Doutorado em Sistemas Elétricos de Potência)) — Escola de Engenharia de São Carlos, São Carlos, 2013. Disponível em: <<http://www.teses.usp.br/teses/disponiveis/>>.

- MONARO, R. M. et al. Sistema integrado para desenvolvimento e execução em tempo real de algoritmos de proteção de sistemas elétricos. **SBA: Controle & Automação Sociedade Brasileira de Automatica**, 2012. v. 23, n. 2, p. 202–215, 2012. ISSN 0103-1759.
- MUNDAY, P.; LUCKETT, R.; MURRAY, B. A substation based computer for control and protection. **IEEE Conference Publication**, 1976. v. 95, n. 1, p. 291–299, Jan 1976. ISSN 0018-9510.
- NARENDRA, K.; WEEKES, T. Phasor measurement unit (pmu) communication experience in a utility environment. In: **Conference on Power Systems, Winnipeg, October**. [S.l.: s.n.], 2008. p. 19–21.
- OPENRELAY. **Open Relay Documentation**. 2016. Disponível em: <<https://github.com/renato-monaro/OpenRelay>>.
- PARK, C.-W.; KIM, Y. S.; HAN, M.-S. A comparative study of frequency estimation techniques. In: **Transmission Distribution Conference Exposition: Asia and Pacific, 2009**. [S.l.: s.n.], 2009. p. 1–5.
- PEPPANEN, J. et al. Optimal pmu placement with binary pso. In: IEEE. **Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2012 IEEE**. [S.l.], 2012. p. 1475–1482.
- PHADKE, A. Synchronized phasor measurements in power systems. **Computer Applications in Power, IEEE**, 1993. v. 6, n. 2, p. 10–15, April 1993. ISSN 0895-0156.
- _____. Synchronized phasor measurements-a historical overview. In: **Transmission and Distribution Conference and Exhibition 2002: Asia Pacific. IEEE/PES**. [S.l.: s.n.], 2002. v. 1, p. 476–479 vol.1.
- PHADKE, A.; HLIBKA, T.; IBRAHIM, M. A digital computer system for ehv substations: Analysis and field tests. **Power Apparatus and Systems, IEEE Transactions on**, 1976. v. 95, n. 1, p. 291–301, Jan 1976. ISSN 0018-9510.
- PHADKE, A.; THORP, J.; ADAMIAK, M. A new measurement technique for tracking phasor, local system frequency, and rate of change of frequency. **Power Apparatus and Systems, IEEE Transactions on**, 1983. v. 95, n. 5, p. 1025–1038, May 1983. ISSN 0018-9510.
- PHADKE, A. et al. Recent developments in state estimation with phasor measurements. In: IEEE. **Power Systems Conference and Exposition, 2009. PSCE'09. IEEE/PES**. [S.l.], 2009. p. 1–7.
- PHADKE, A. G.; THORP, J. S. **Synchronized phasor measurements and their applications**. [S.l.]: Springer Science & Business Media, 2008.
- QIANG, L. et al. Application of phasor measurement unit data in power control centre. In: **Advanced Power System Automation and Protection (APAP), 2011 International Conference on**. [S.l.: s.n.], 2011. v. 3, p. 2223–2229.
- RAMAMOORTY, M. A note on impedance measurement using digital computers. **India, IEE-IERE Proceedings -**, 1972. v. 9, n. 6, p. 235–238, June 1972. ISSN 0018-9146.

- REN, J.; KEZUNOVIC, M. Elimination of dc offset in accurate phasor estimation using recursive wavelet transform. In: **PowerTech, 2009 IEEE Bucharest**. [S.l.: s.n.], 2009. p. 1–5.
- _____. Real-time power system frequency and phasors estimation using recursive wavelet transform. **Power Delivery, IEEE Transactions on**, 2011. v. 26, n. 3, p. 1392–1402, July 2011. ISSN 0885-8977.
- SA, J. de. A new kalman filter approach to digital relaying. In: **Transmission and Distribution Conference, 1991., Proceedings of the 1991 IEEE Power Engineering Society**. [S.l.: s.n.], 1991. p. 385–391.
- SACHDEV, M.; BARIBEAU, M. A new algorithm for digital impedance relays. **Power Apparatus and Systems, IEEE Transactions on**, 1979. PAS-98, n. 6, p. 2232–2240, Nov 1979. ISSN 0018-9510.
- SACHDEV, M.; GIRAY, M. A least error squares technique for determining power system frequency. **Power Engineering Review, IEEE**, 1985. PER-5, n. 2, p. 45–45, Feb 1985. ISSN 0272-1724.
- SADINEZHAD, I.; AGELIDIS, V. A new hybrid complex adaline-les filter for off-nominal frequency symmetrical components extraction. In: **Industrial Technology, 2009. ICIT 2009. IEEE International Conference on**. [S.l.: s.n.], 2009. p. 1–6.
- _____. Real-time power system phasors and harmonics estimation using a new decoupled recursive-least-squares technique for dsp implementation. **Industrial Electronics, IEEE Transactions on**, 2013. v. 60, n. 6, p. 2295–2308, June 2013. ISSN 0278-0046.
- SAUHATS, A. et al. Two-terminal out-of-step protection for multi-machine grids using synchronised measurements. In: **PowerTech, 2015 IEEE Eindhoven**. [S.l.: s.n.], 2015. p. 1–5.
- SERNA, J. A. de la O. Reducing the error in phasor estimates from phasorlets in fault voltage and current signals. **IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement**, 2007. v. 56, n. 3, p. 856–866, June 2007. ISSN 0018-9456.
- SERNA, J. A. O. Phasor estimation from phasorlets. **IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement**, 2005. v. 54, n. 1, p. 134–143, Feb 2005. ISSN 0018-9456.
- SERNA, J. de la O. Synchrophasor measurement with polynomial phase-locked-loop taylor-fourier filters. **Instrumentation and Measurement, IEEE Transactions on**, 2015. v. 64, n. 2, p. 328–337, Feb 2015. ISSN 0018-9456.
- SILVA, K.; NEVES, W.; SOUZA, B. Distance protection using a novel phasor estimation algorithm based on wavelet transform. In: **Power and Energy Society General Meeting - Conversion and Delivery of Electrical Energy in the 21st Century, 2008 IEEE**. [S.l.: s.n.], 2008. p. 1–8. ISSN 1932-5517.
- SILVA, R. P. M. d. **Algoritmos genéticos aplicados à estimação fasorial em sistemas elétricos de potência**. Dissertação (Dissertação (Mestrado em Sistemas Elétricos de Potência)) — Escola de Engenharia de São Carlos, Universidade de São Paulo, São Carlos, 2012. Disponível em: <<http://www.teses.usp.br/teses/disponiveis/18/18154/tde-05102012-091637/>>.

- SMITH, C.; NAIR, N. Comparing discrete wavelet transform (dwt) with discrete fourier transform (dft) implemented for digital relays. In: **Power Engineering Conference, 2009. AUPEC 2009. Australasian Universities**. [S.l.: s.n.], 2009. p. 1–6.
- TAO, C. et al. An estimator based on fuzzy if-then rules for phasor tracking. In: **Fuzzy Systems, 1994. IEEE World Congress on Computational Intelligence., Proceedings of the Third IEEE Conference on**. [S.l.: s.n.], 1994. p. 1320–1325 vol.2.
- THOMAS, D.; WOOLFSON, M. S. Evaluation of frequency tracking methods. **Power Delivery, IEEE Transactions on**, 2001. v. 16, n. 3, p. 367–371, Jul 2001. ISSN 0885-8977.
- TIMORABADI, H.; DAWSON, F. A three-phase frequency adaptive digital phase locked loop for measurement, control, and protection in power systems. In: **Power Conversion Conference - Nagoya, 2007. PCC '07**. [S.l.: s.n.], 2007. p. 183–190.
- UFSC. **Site do projeto MedFasee (Monitoração do SIN em tempo real)**. 2015. Disponível em: <<http://www.medfasee.ufsc.br/temporeal/>>.
- VENKATESH, C.; SWARUP, K. Insights into testing and validation of dc offset removal filters in numerical distance protection. In: **India Conference (INDICON), 2012 Annual IEEE**. [S.l.: s.n.], 2012. p. 075–080.
- WANG, M.; SUN, Y. A practical method to improve phasor and power measurement accuracy of dft algorithm. **Power Delivery, IEEE Transactions on**, 2006. v. 21, n. 3, p. 1054–1062, July 2006. ISSN 0885-8977.
- WONG, C.-K. et al. A novel algorithm for phasor calculation based on wavelet analysis [power system analysis]. In: **Power Engineering Society Summer Meeting, 2001**. [S.l.: s.n.], 2001. v. 3, p. 1500–1503 vol.3.
- XUE, H.; SONG, D.; YANG, R. Consecutive dft method for instantaneous oscillating phasor measurement. **Power Systems, IEEE Transactions on**, 2013. v. 28, n. 4, p. 4634–4644, Nov 2013. ISSN 0885-8950.
- YOUNG, R. K. **Wavelet theory and its applications**. [S.l.]: Springer Science & Business Media, 2012.
- ZIARANI, A.; BLUMENFELD, I.; KONRAD, A. Experimental verification of a novel method of extraction of nonstationary sinusoids. In: **Circuits and Systems, 2002. MWSCAS-2002. The 2002 45th Midwest Symposium on**. [S.l.: s.n.], 2002. v. 1, p. I-455–8 vol.1.
- ZIARANI, A.; KONRAD, A. A nonlinear adaptive method of elimination of power line interference in ecg signals. **Biomedical Engineering, IEEE Transactions on**, 2002. v. 49, n. 6, p. 540–547, June 2002. ISSN 0018-9294.
- _____. A novel method of extraction of nonstationary sinusoids. In: **Signal Processing 84 ELSEVIER**. [S.l.: s.n.], 2004. v. 1, p. 1323–1346.