

**UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA**

Marcelo Dalmas

**AVALIAÇÃO DE ALGORITMOS VISANDO MEDIÇÃO
DE SINCROFASORES DE COMPONENTES
HARMÔNICAS**

Florianópolis

2015

Marcelo Dalmas

**AVALIAÇÃO DE ALGORITMOS VISANDO MEDIÇÃO
DE SINCROFASORES DE COMPONENTES
HARMÔNICAS**

Dissertação submetida ao Programa
de Pós-Graduação em Engenharia Elé-
trica para a obtenção do Grau de
Mestre em Engenharia Elétrica.
Orientador: Mauro A. da Rosa, Dr.
UFSC
Coorientador: Marcelo N. Agostini, Dr.
UFSC

Florianópolis

2015

Ficha de identificação da obra elaborada pelo autor,
através do Programa de Geração Automática da Biblioteca Universitária da UFSC.

Dalmas, Marcelo

Avaliação de algoritmos visando medição de sincrofasores de componentes harmônicas / Marcelo Dalmas ; orientador, Mauro A. da Rosa ; coorientador, Marcelo N. Agostini. - Florianópolis, SC, 2015.

134 p.

Dissertação (mestrado) - Universidade Federal de Santa Catarina, Centro Tecnológico. Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica.

Inclui referências

1. Engenharia Elétrica. 2. componentes harmônicas. 3. medição fasorial. I. da Rosa, Mauro A. II. Agostini, Marcelo N. III. Universidade Federal de Santa Catarina. Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica. IV. Título.

Marcelo Dalmas

**AVALIAÇÃO DE ALGORITMOS VISANDO MEDIÇÃO
DE SINCROFASORES DE COMPONENTES
HARMÔNICAS**

Esta Dissertação foi julgada aprovada para a obtenção do Título de “Mestre em Engenharia Elétrica”, e aprovada em sua forma final pelo Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica .

Florianópolis, 11 de dezembro 2015.

Prof. Carlos Galup Montoro
Coordenador

Mauro A. da Rosa, Dr.
UFSC
Orientador

Marcelo N. Agostini, Dr.
UFSC
Coorientador

Banca Examinadora:

José Eduardo da Rocha Alves Jr., D.Sc.
UFF - CEPEL

Daniel Dotta, D. Eng.
Unicamp

Ildemar Cassana Decker, D.Sc.
UFSC

À minha esposa Fabiana e aos meus filhos
Eduardo e Lucas.

AGRADECIMENTOS

Agradeço à minha esposa Fabiana e meus filhos Eduardo e Lucas pela compreensão e paciência.

Aos meus orientadores professor Mauro A. da Rosa e Marcelo N. Agostini cujas contribuições foram fundamentais.

Aos professores da Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, em especial ao professor Ildemar Cassana Decker, que com tanta dedicação compartilham seus conhecimentos.

Aos membros da banca, José Eduardo da Rocha Alves Jr., Daniel Dotta e Ildemar Cassana Decker.

A Reason Tecnologia S.A. pelo auxílio à formação.

Il semble que la perfection soit atteinte
non quand il n'y a plus rien à ajouter,
mais quand il n'y a plus rien à retrancher.

Terre des hommes, Antoine de
Saint-Exupéry, 1939

RESUMO

O presente trabalho apresenta uma avaliação de algoritmos visando a medição de sincrofasores de componentes harmônicas. Três métodos para estimação de componentes harmônicas são utilizados. No primeiro, a transformada discreta de Fourier interpolada — IpDFT, é realizado o cálculo da transformada discreta de Fourier do sinal amostrado multiplicado por uma função de janelamento e, em seguida, os efeitos da diferença entre as frequências nominal e estimada são compensadas. No segundo, filtro mínimo erro quadrático — LES (*Least Error Squares*), uma curva pré-definida é ajustada aos valores amostrados. Os parâmetros da curva ajustada são calculados para minimizar a soma dos quadrados das diferenças entre os valores amostrados e a curva pré-definida. No terceiro, filtro de Kalman, são utilizados observadores espectrais para a estimação das componentes harmônicas do sinal amostrado. Por fim, são apresentadas análises relativas ao desempenho dos métodos utilizando os testes de desempenho em regime permanente descritos na Norma IEEE Std C37.118.1 considerando as alterações da Norma IEEE Std C37.118.1a-2014.

Palavras-chave: Componentes harmônicas. Medição sincrofasorial.

ABSTRACT

This work presents an evaluation of algorithms for harmonic synchrophasor measurement. Three methods are used for harmonic estimation. The first method, interpolated discrete Fourier transform - IpDFT, the discrete Fourier transform is applied to the sampled signal multiplied by a windowing function, and then the effects of the difference between the nominal and estimated frequencies are corrected. The second method, Least Error Squares — LES filter, fits a predefined curve on the measured samples. The parameters of the fitted curve are computed to minimize the sum of squares of the differences between the measurements and the predefined curve. The third method, Kalman filter, spectral observers are used to harmonic estimation. Lastly, the performance of the methods are reviewed using the steady-state compliance tests described in IEEE Standard C37.118.1 considering amendments from IEEE Standard C37.118.1a-2014.

Keywords: Power system harmonics. Phasor measurement.

LISTA DE FIGURAS

Figura 1	Matriz energética mundial em 2011	25
Figura 2	Matriz de geração elétrica mundial em 2011	26
Figura 3	Consumo final de energia por fonte em 2012	26
Figura 4	Oferta interna de energia elétrica por fonte em 2012 . . .	27
Figura 5	Evolução da capacidade instalada	28
Figura 6	Distorção da forma de onda	35
Figura 7	Ponte retificadora com diodos	36
Figura 8	Corrente e espectro harmônico de um conversor trifásico	38
Figura 9	Inversor CC com retificador de seis pulsos	39
Figura 10	Acionamentos VSI e CSI	40
Figura 11	Circuito equivalente de um dispositivo a arco	40
Figura 12	Característica de magnetização do transformador	41
Figura 13	Corrente de magnetização do transformador e espectro harmônico	42
Figura 14	Fluxo de corrente harmônica em um transformador trifásico	43
Figura 15	Forma de onda de corrente de um sistema em ressonância na 11 ^a harmônica	47
Figura 16	Rede de dados sincrofasoriais	56
Figura 17	Diagrama de blocos funcional PMU	57
Figura 18	Normas para sistemas de medição fasorial	68
Figura 19	Convenção para representação de sincrofasores	70
Figura 20	Senoide com frequência fora da nominal	71
Figura 21	Exemplo de degrau em $t = 0$	81
Figura 22	Espectro de amplitude de um sinal bitonal com amostragem coerente.	87
Figura 23	Espectro de amplitude de um sinal bitonal com amostragem não coerente.	88
Figura 24	Classificação dos métodos de estimação de harmônicas.	89
Figura 25	Sistema de aquisição com frequência de amostragem variável.	90
Figura 26	Sistema de aquisição com amostragem fixa.	92
Figura 27	Fluxograma de execução de teste.	107

Figura 28	Sinal com componentes harmônicas.	109
Figura 29	TVE de componentes harmônicas - Algoritmo IpDFT..	110
Figura 30	TVE componentes harmônicas - IpDFT.....	110
Figura 31	TVE de componentes harmônicas - Algoritmo LES.....	112
Figura 32	TVE de componentes harmônicas - Algoritmo Kalman.	113
Figura 33	Sinal com ruído de medição.	115
Figura 34	TVE da componente harmônica fundamental do sinal com ruído de medição.	115
Figura 35	TVE para variação de fase com componentes harmônicas.	116
Figura 36	Interferência fora da banda.	118
Figura 37	TVE do sinal com interferência inter-harmônica.....	119

LISTA DE TABELAS

Tabela 1	Limites globais inferiores de distorção harmônica de tensão.....	50
Tabela 2	Limites individuais de distorção harmônica de tensão ..	50
Tabela 3	Valores de referência globais das distorções harmônicas totais	51
Tabela 4	Níveis de referência para distorções harmônicas individuais de tensão.....	52
Tabela 5	Níveis de tensão harmônica para $1kV < V_n < 35kV$	53
Tabela 6	Níveis de tensão harmônica para $V_n > 35kV$	53
Tabela 7	Limites de distorção harmônica de tensão.....	54
Tabela 8	Taxas de transmissão obrigatórias	72
Tabela 9	Requisitos de medição de sincrofasores em regime permanente	75
Tabela 10	Requisitos de medição de frequência e ROCOF em regime permanente.....	75
Tabela 11	Requisitos de banda para medição de sincrofasores utilizando sinais de teste modulados.....	78
Tabela 12	Requisitos para medição de frequência e ROCOF utilizando sinais de teste modulados	78
Tabela 13	Requisitos de desempenho para medição de sincrofasores utilizando testes de rampa de frequência.....	80
Tabela 14	Requisitos de desempenho para medição de frequência e ROCOF para testes de rampa de frequência.....	80
Tabela 15	Requisitos de desempenho para medição de sincrofasores utilizando entrada em degrau.....	82
Tabela 16	Requisitos de desempenho para medição de frequência e ROCOF utilizando entrada em degrau.....	83
Tabela 17	Limites para latência de medição	83
Tabela 18	Algoritmo IpDFT.....	96
Tabela 19	Algoritmo filtro LES.....	99
Tabela 20	Algoritmo filtro de Kalman.....	104
Tabela 21	Arquivo de forma de onda.....	106
Tabela 22	Arquivo de valores estimados em formato tabular.....	106

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

A/D	Analógico/Digital
ANEEL	Agência Nacional de Energia Elétrica
CA	Corrente Alternada
CC	Corrente Contínua
CSI	<i>Current Source Inverter</i>
DFT	<i>Discrete Fourier Transform</i>
DSP	<i>Digital Signal Processors</i>
FFT	<i>Fast Fourier Transform</i>
FE	<i>Frequency Error</i>
FIR	<i>Finite Impulse Response</i>
GNSS	<i>Global Navigation Satellite System</i>
GPS	<i>Global Positioning System</i>
IEC	<i>International Electrotechnical Commission</i>
IED	<i>Intelligent Electronic Device</i>
IEEE	<i>Institute of Electrical and Electronics Engineers</i>
IpDFT	<i>Interpolated Discrete Fourier Transform</i>
LES	<i>Least Error Squares</i>
MME	Ministério de Minas e Energia
ONS	Operador Nacional do Sistema
PDC	<i>Phasor Data Concentrators</i>
PMU	<i>Phasor Measurement Unit</i>
PRODIST	Procedimentos de Distribuição
QEE	Qualidade de Energia Elétrica
RFE	<i>ROCOF Error</i>
ROCOF	<i>Rate Of Change Of Frequency</i>
SEP	Sistemas Especiais de Proteção
SIN	Sistema Interligado Nacional
TC	Transformadores de Corrente
THD	<i>Total Harmonic Distortion</i>
TP	Transformadores de Potencial
TVE	<i>Total Vector Error</i>
VSI	<i>Voltage Source Inverter</i>

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	25
1.1	OBJETIVOS DO TRABALHO	29
1.2	REVISÃO BIBLIOGRÁFICA	30
1.3	ESTRUTURA DO DOCUMENTO	32
2	QUALIDADE DA ENERGIA ELÉTRICA	33
2.1	HARMÔNICAS	33
2.2	DISTORÇÃO HARMÔNICA	34
2.2.1	Retificadores monofásicos	36
2.2.2	Conversores de potência trifásicos	37
2.2.3	Dispositivos a arco	39
2.2.4	Transformadores	41
2.3	EFEITOS DE HARMÔNICAS	43
2.3.1	Máquinas Rotativas	44
2.3.2	Sistemas de Transmissão	44
2.3.3	Cabos	45
2.3.4	Transformadores	45
2.3.5	Capacitores	47
2.4	NORMATIZAÇÃO	48
2.4.1	Normas nacionais	48
2.4.2	Normas internacionais	51
3	SISTEMAS DE MEDIÇÃO FASORIAL SINCRONIZADA	55
3.1	HISTÓRICO	55
3.2	ESTRUTURA DE FUNCIONAMENTO	56
3.2.1	Unidades de Medição Fasorial	57
3.2.2	Concentrador de Dados Fasoriais	58
3.2.3	Redes de telecomunicação	58
3.3	APLICAÇÕES	59
3.3.1	Análise e Planejamento	59
3.3.1.1	Análise de Perturbações	59
3.3.1.2	Validação de Modelos de Simulação	59
3.3.2	Visualização e Monitoração	60
3.3.2.1	Visualização da Dinâmica em Tempo Real	60
3.3.2.2	Estimação de Estados	60
3.3.2.3	Monitoração de Oscilações Eletromecânicas	61
3.3.2.4	Monitoração da Estabilidade de Tensão	61
3.3.2.5	Monitoração de impedância de linha	62

3.3.3	Controle e Proteção	62
3.3.3.1	Sistemas Especiais de Proteção	62
3.3.3.2	Controle para o Amortecimento de Oscilações Eletromecânicas	63
3.3.3.3	Geração Distribuída	63
3.3.3.4	Recomposição do sistema elétrico	64
3.3.3.5	Proteção adaptativa	64
3.4	NORMATIZAÇÃO	64
3.4.1	Sincrofasor	69
3.4.2	Frequência e ROCOF	72
3.4.3	Avaliação das medidas	73
3.4.4	Classes de desempenho	74
3.4.5	Verificação da aderência à norma	74
3.4.5.1	Conformidade em regime permanente	74
3.4.5.2	Conformidade dinâmica - Largura de banda	76
3.4.5.3	Conformidade dinâmica - Rampa de frequência	79
3.4.5.4	Conformidade dinâmica - Varições em degrau	80
3.4.5.5	Latência na medição	83
4	FASORES DE COMPONENTES HARMÔNICAS	85
4.1	DEFINIÇÃO DE SINCRÓFASORES DE COMPONENTES HARMÔNICAS	85
4.2	MÉTODOS DE ESTIMAÇÃO DE COMPONENTES HARMÔNICAS	86
4.2.1	Frequência de amostragem variável	89
4.2.2	Frequência de amostragem fixa	90
4.2.2.1	Janelamento	91
4.2.2.2	Reconstrução	91
4.2.2.3	Métodos adaptativos	91
4.2.2.4	Métodos paramétricos	91
4.3	MÉTODOS SELECIONADOS	93
4.3.1	Transformada discreta de Fourier interpolada	94
4.3.2	Filtro mínimo erro quadrático	97
4.3.3	Filtro de Kalman	98
5	RESULTADOS	105
5.1	IMPLEMENTAÇÃO COMPUTACIONAL	105
5.2	CRITÉRIOS DE COMPARAÇÃO	107
5.3	INTERVALO DE FREQUÊNCIA	108
5.4	MAGNITUDE DO SINAL	113
5.5	VARIAÇÃO DE FASE	116
5.6	DISTORÇÃO HARMÔNICA	117
5.7	INTERFERÊNCIA FORA DA BANDA	117

5.8	COMENTÁRIOS.....	119
6	CONCLUSÕES	121
6.1	TRABALHOS FUTUROS.....	122
	REFERÊNCIAS	125

1 INTRODUÇÃO

A utilização de fontes alternativas de energia elétrica na matriz energética brasileira e mundial está aumentando rapidamente devido ao crescente interesse por fontes de energia renováveis e confiáveis.

A energia eólica é utilizada mundialmente em grande escala por ser uma fonte de energia renovável e confiável, contribuindo para a diversificação da matriz energética.

A matriz energética mundial possui os combustíveis fósseis como principal fonte de geração (IEA, 2013), correspondendo a 81,6% do total em 2011. As fontes renováveis correspondem a 13,3% e energia nuclear corresponde a 5,1%, como mostrado na Figura 1.

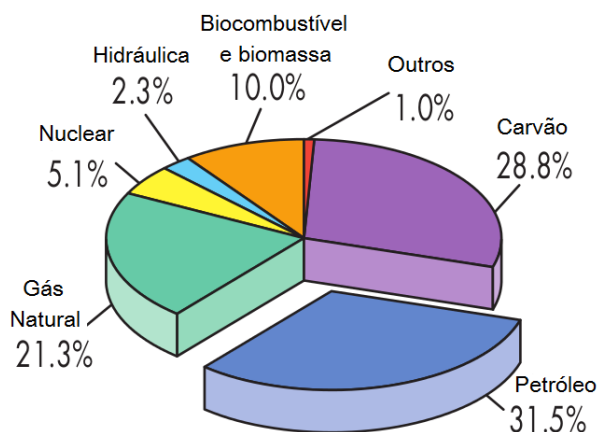


Figura 1: Matriz energética mundial em 2011. Fonte:(IEA, 2013).

A matriz de energia elétrica mundial atingiu 22,126 TWh em 2011 (IEA, 2013), sendo 68% gerada através de combustíveis fósseis, 11,7% nuclear, 15,8% hidráulica e 4,5% outras fontes como geotérmica, solar, eólica, biocombustível, resíduos, conforme mostrado na Figura 2.

A matriz energética brasileira apresenta características diferentes da matriz energética mundial, conforme ilustra a Figura 3. Em 2012 a participação de renováveis na matriz energética brasileira manteve-se entre as mais elevadas do mundo com 42,4% de participação em relação aos 13,2% no mundo (EPE, 2013b).

A geração de energia elétrica no Brasil atingiu 552,5 TWh em

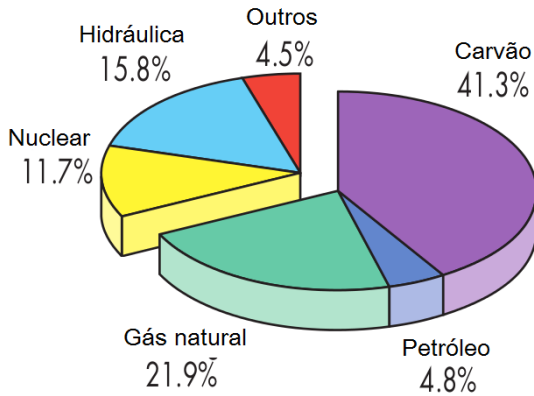


Figura 2: Matriz de geração elétrica mundial em 2011. Fonte: (IEA, 2013).

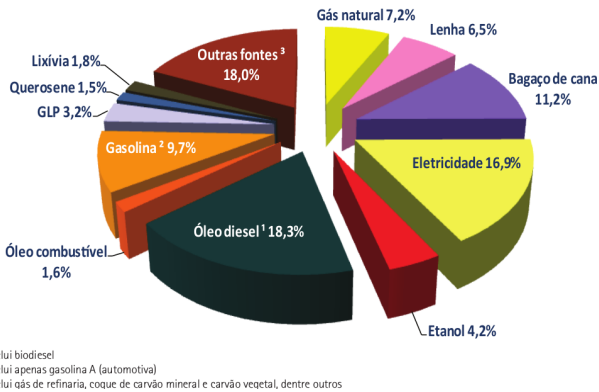


Figura 3: Consumo final de energia por fonte em 2012. Fonte: (EPE, 2013b).

2012, distribuído por fonte conforme mostrado na Figura 4. O Brasil apresenta uma matriz de geração elétrica de origem predominantemente renovável, sendo que a geração hidráulica responde por 70,1% da oferta interna. Somando as importações, que essencialmente também são de origem renovável, pode-se afirmar que 85% da eletricidade no Brasil é originada de fontes renováveis (EPE, 2013a).

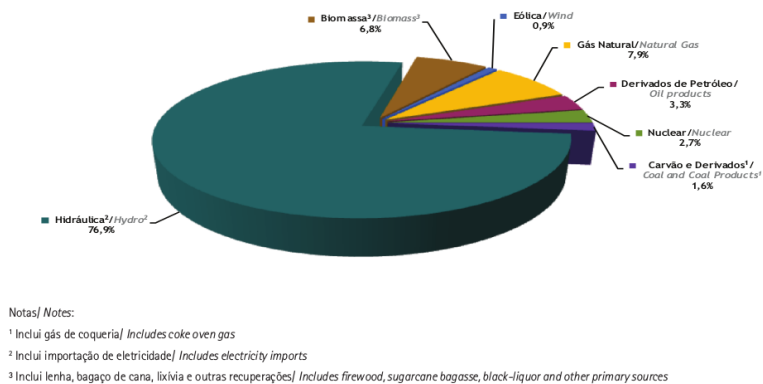


Figura 4: Oferta interna de energia elétrica por fonte em 2012. Fonte: (EPE, 2013a).

No Brasil a geração eólica foi impulsionada por incentivos fiscais e leilões específicos para sua comercialização. Apesar de recente, a participação na matriz energética nacional é significativa e crescente. A produção de eletricidade a partir da fonte eólica alcançou 5,050 GWh em 2012. Isto representa um aumento de 86,7% em relação ao ano anterior, quando se alcançou 2,705 GWh. Em 2012, a potência instalada para geração eólica no país expandiu 32,6%. Segundo o Banco de Informações da Geração — BIG, da Agência Nacional de Energia Elétrica — ANEEL o parque eólico nacional cresceu 463 MW, alcançando 1.886 MW ao final de 2012 (EPE, 2013a).

A curva da capacidade instalada da fonte eólica mostrada na Figura 5 demonstra o crescimento da fonte no decorrer dos anos. A composição dos dados é feita através da consolidação das capacidades contratadas nos ambientes de contratação livre e regulado. Ao final de 2019 serão 18,16 GW instalados em território brasileiro (ABEEOLICA, 2015).

Porém, é necessário considerar os impactos da inserção da gera-

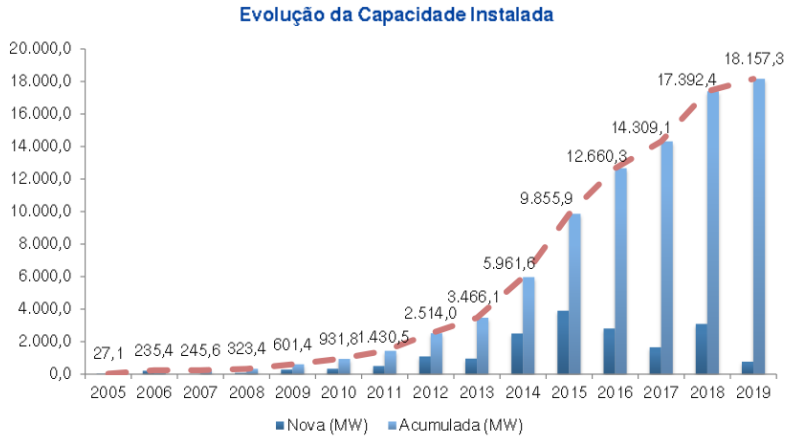


Figura 5: Evolução da capacidade instalada. Fonte:(ABEEOLICA, 2015).

ção eólica no sistema elétrico. A utilização de fontes alternativas pode ocasionar problemas que se manifestam na qualidade da energia elétrica. Um exemplo é a presença de componentes harmônicas devido à utilização de inversores de frequência em parques eólicos.

No Brasil, o Operador Nacional do Sistema — ONS é responsável pela definição dos requisitos técnicos que devem ser atendidos pelos Agentes de Operação. Através dos Procedimentos de Rede, documentos de caráter normativo, aprovados pela Agência Nacional de Energia Elétrica — ANEEL, são definidos os procedimentos e os requisitos necessários à realização das atividades de planejamento da operação eletroenergética, administração da transmissão, programação e operação em tempo real no âmbito do Sistema Interligado Nacional — SIN.

É de responsabilidade do ONS gerenciar o desempenho da rede básica do SIN no que se refere à qualidade de energia elétrica — QEE. A conformidade da forma de onda deve ser observada utilizando indicadores como a distorção harmônica, o desequilíbrio de tensão e a flutuação de tensão.

No submódulo 2.8 (ONS, 2011) dos procedimentos de rede determina-se que análises fundamentadas em indicadores de QEE devem ser realizadas quando ocorrem solicitações de acesso e integrações de novas instalações que apresentem característica não linear à rede básica. Aos agentes que se conectam cabe a responsabilidade de realizar medi-

ções e estudos de QEE relacionados ao desempenho de sua instalação. Medições oferecem uma avaliação do impacto da nova instalação considerando as condições sistêmicas no momento da sua conexão. As informações obtidas pela medição permitem verificar o desempenho real, complementando os estudos que utilizam modelagem da rede elétrica e que retratam o efeito da instalação de forma aproximada e conservadora (ONS, 2013). Uma avaliação contínua dos efeitos da instalação no sistema seria de grande valor, visto que diversas configurações sistêmicas, incluindo condições de emergência, podem não ocorrer durante as campanhas de medição pontuais.

Com o aumento da utilização de fontes alternativas de energia, problemas de qualidade de energia elétrica, tal como a distorção harmônica, tornam-se cada vez mais relevantes. Ao mesmo tempo, ferramentas para avaliação contínua do sistema elétrico de potência estão se tornando cada vez mais comuns. Entre elas destacam-se as unidades de medição fasorial — PMUs (*Phasor Measurement Units*), que fornecem informações de sincrofasores e frequência.

A medição de sincrofasores de componentes harmônicas pode auxiliar a identificação e fornecer subsídios para a resolução de problemas de qualidade de energia elétrica utilizando a infraestrutura de medição sincrofasorial.

1.1 OBJETIVOS DO TRABALHO

O objetivo geral do presente trabalho é a avaliação de algoritmos visando a medição de sincrofasores de componentes harmônicas.

Visando atender a tal objetivo foram definidos os seguintes objetivos específicos:

- identificar na literatura os principais trabalhos realizados sobre medição fasorial de componentes harmônicas.
- estudar os temas qualidade de energia elétrica e distorção harmônica e identificar as normas associadas.
- estudar sobre sistemas de medição fasorial e identificar as normas associadas.
- identificar e selecionar métodos de estimação de componentes harmônicas.

- implementar os métodos de estimação selecionados visando futura implantação em um sistema de medição.
- comparar e analisar o desempenho dos métodos implementados.

1.2 REVISÃO BIBLIOGRÁFICA

A seguir são apresentados alguns trabalhos disponíveis na literatura que propõem a utilização de medição sincronizada no tempo de componentes harmônicas.

Em (UKAI; NAKAMURA; MATSUI, 2003) é apresentado um sistema de medição de componentes harmônicas composto por unidades de medição e uma estação central de monitoração. As unidades de medição possuem receptor de sinais do sistema de posicionamento global — GPS (*Global Positioning System*) para a sincronização temporal, DSP para o cálculo de componentes harmônicas utilizando o algoritmo DFT recursivo e modem para comunicação. A estação central de monitoração é responsável pela análise e visualização dos dados provenientes das unidades de medição recebidos através de um canal de comunicação utilizando modem. A aplicação de monitoração foi desenvolvida utilizando a linguagem de programação Java, seguindo o modelo cliente-servidor e utilizando o protocolo TCP/IP para comunicação.

Em (ZELINGHER et al., 2006) é apresentado o sistema de medição de harmônicas implementado pela *New York Power Authority* — NYPA. O sistema foi desenvolvido com o objetivo de abordar questões relativas à poluição harmônica em sistemas de transmissão e possíveis problemas de ressonâncias harmônicas. O sistema determina em tempo real o estado do sistema de transmissão armazenando os dados medidos em um banco de dados histórico. O sistema amostra um segundo de dados à frequência de 2880 amostras por segundo a cada quinze minutos e calcula até a 19^a componente harmônica. Utilizando um sincronismo com precisão de um microssegundo o erro de fase para a 19^a componente harmônica é inferior a um grau. Com o objetivo de reduzir custos, o sistema utilizou os transformadores de instrumentação existentes cujo desempenho de medição pode variar nas frequências de interesse. O erro de transformadores, bem como de outras fontes como cabos longos e outros dispositivos conectados ao transformador, são compensados por software.

Em (CARTA et al., 2008) é apresentado um sistema de medição de fasores sincronizados utilizando receptor GPS implementado

com componentes de hardware comerciais, utilizando dois algoritmos de cálculo de fasores, um baseado em janela de tamanho fixo e outro em janela de tamanho variável. Em (CARTA; LOCCI; MUSCAS, 2009b) o sistema foi estendido para medição de fasores de componentes harmônicas. Em (CARTA; LOCCI; MUSCAS, 2009a) são apresentados os resultados do sistema aplicado em condições reais de operação em uma rede de distribuição trifásica. Os testes mostraram que o sistema implementado atende aos requisitos da maioria das aplicações nas redes de distribuição e evidencia que os transdutores são a principal causa de erro, em vez do sistema de aquisição sincronizado.

Em (ZENG et al., 2011) é proposta e discutida uma abordagem no domínio da frequência para a análise de fasores de componentes harmônicas de sistemas de potência. Nessa abordagem é utilizada uma janela de Nuttall de quatro termos e quinta derivada e um algoritmo baseado na transformada rápida de Fourier melhorada — IFFT (*Improved Fast Fourier Transform*). Os autores apontam como vantagens do método o baixo custo computacional e a acurácia na presença de ruído branco, inter-harmônicas, desvio da frequência nominal e componentes harmônicas de baixa amplitude.

Em (PLATAS-GARZA; SERNA, 2011) um novo estimador dinâmico de componentes harmônicas é apresentado como uma extensão da transformada rápida de Fourier — FFT, denominada transformada de Taylor-Fourier — TFT (*Taylor-Fourier transform*). A TFT pode ser vista como um banco de filtros de resposta ao impulso finito — FIR (*Finite Impulse Response*), com uma região de banda passante mais plana e melhor rejeição à interferência inter-harmônica.

Em (SADINEZHAD; AGELIDIS, 2013) é apresentada a fundamentação matemática para reestruturar a técnica de mínimos quadrados recursivos — RLS (*Recursive-Least-Squares*) para a estimação de fasores de componentes harmônicas. A técnica proposta, RLS desacoplada — DRLS (*Decoupled RLS*), é apropriada para a estimação em tempo real utilizando processadores digitais de sinal — DSPs (*Digital Signal Processors*).

Em (CHEN, 2013) é apresentado um estimador de fasores de componentes harmônicas baseado na técnica de minimizar o erro de estimação utilizando a decomposição em valores singulares.

Em (CHAKIR; KAMWA; HUY, 2014) algoritmos que atendem as exigências da Norma IEEE C37.118.1 são estendidos para fornecer fasores de componentes harmônicas sujeitos a desvios de frequência nominal e interferências inter-harmônicas. São apresentados estimadores baseados em Filtros de Kalman, Filtros de Resposta Infinita e trans-

formada rápida de Fourier.

1.3 ESTRUTURA DO DOCUMENTO

O documento está organizado em seis capítulos. Neste primeiro capítulo são apresentados um panorama sobre a relevância atual da energia eólica nas matrizes energéticas mundial e brasileira e o levantamento bibliográfico contendo os principais trabalhos relativos a medição fasorial de componentes harmônicas.

No capítulo 2 são abordadas questões sobre qualidade da energia elétrica e, em específico, sobre distorção harmônica. Por fim, alguns aspectos selecionados das normas nacionais e internacionais relativas a distorção harmônica consideradas de maior relevância para o trabalho são apresentados.

No capítulo 3 trata-se os sistemas de medição fasorial, onde é feito um apanhado histórico do seu desenvolvimento, uma descrição do seu funcionamento e de seus elementos e aplicações. Em seguida é feita uma descrição da evolução das normas referentes aos sistemas de medição fasorial e a apresentação das principais definições normativas.

No capítulo 4 são apresentadas extensões às definições de fasores para considerar as componentes harmônicas além da componente fundamental. Em seguida são apresentadas as características principais dos métodos de estimação de componentes harmônicas e são descritos de forma mais detalhada os três métodos utilizados neste trabalho.

No capítulo 5 são apresentados detalhes da implementação computacional realizada, os critérios de comparação utilizados e os resultados obtidos.

No capítulo 6 são apresentadas as conclusões e sugestões para trabalhos futuros.

2 QUALIDADE DA ENERGIA ELÉTRICA

Neste capítulo são apresentadas questões sobre qualidade da energia elétrica e sobre distorção harmônica. Alguns aspectos selecionados das normas nacionais e internacionais relativas a distorção harmônica consideradas de maior relevância para o trabalho são expostos.

Segundo (DUGAN et al., 2002), a qualidade da energia elétrica está relacionada a qualquer problema que se manifeste como desvios na tensão, corrente ou frequência que resulte em falha ou mau funcionamento em equipamentos dos consumidores.

A qualidade da energia elétrica é uma questão relevante devido ao seu impacto econômico. Problemas no fornecimento de energia elétrica podem ocasionar perdas financeiras ao setor industrial, tanto em danos a equipamentos como interrupções nos processos produtivos. O aumento da utilização de computadores e telecomunicação por parte dos setores comerciais e residenciais também os tornaram mais suscetíveis aos problemas de qualidade da energia elétrica.

A utilização de fontes alternativas de energia geram impactos ao sistema elétrico, entre eles, a alteração nas características de tensão, frequência, níveis de curto circuito e qualidade da energia elétrica. Especificamente, com a conexão de parques eólicos ao sistema elétrico, a qualidade da energia produzida é influenciada por questões como:

- variação da potência da turbina eólica;
- potência reativa e fator de potência;
- transitórios de chaveamento elétrico;
- flutuação de tensão;
- distorção harmônica.

2.1 HARMÔNICAS

Tensões e correntes senoidais com frequências múltiplas à frequência de operação do sistema elétrico são chamadas harmônicas. Formas de ondas distorcidas podem ser decompostas em uma soma da frequência fundamental e suas harmônicas (DUGAN et al., 2002). No caso do sistema elétrico brasileiro que opera com frequência fundamental de 60

Hz, as frequências harmônicas são 120 Hz, 180 Hz, 240 Hz, 300 Hz e etc..

Sistemas trifásicos equilibrados operando em condições não senoidais possuem tensões harmônicas descritas pela equação 2.1.

$$\begin{aligned} V_{Ah} &= V_h \text{sen}(h\omega_0 t + \theta_h) \\ V_{Bh} &= V_h \text{sen}(h\omega_0 t - h\frac{2\pi}{3} + \theta_h) \\ V_{Ch} &= V_h \text{sen}(h\omega_0 t + h\frac{2\pi}{3} + \theta_h) \end{aligned} \quad (2.1)$$

Onde V_{Ah} , V_{Bh} e V_{Ch} são as tensões das fases A , B , C referentes à frequência harmônica de ordem h , V_h a amplitude da tensão de ordem h , e θ_h o ângulo de defasagem da frequência harmônica de ordem h .

Quando equilibrada, a harmônica de ordem h da fase B possui um defasamento de h vezes 120° atrasado quando comparado com a mesma harmônica da fase A . A harmônica h da fase C é defasada h vezes 240° atrasado quando comparada com a mesma harmônica da fase A .

O método de componentes simétricas pode ser utilizado para analisar a resposta do sistema às componentes harmônicas, supondo válido o princípio da sobreposição, ou seja, que os circuitos sejam lineares. O método permite que qualquer conjunto desequilibrado de tensão ou corrente trifásicas seja transformado em três conjuntos equilibrados. O conjunto de sequência positiva possui três senoides deslocadas de 120° entre si, com a rotação de fase normal (A-B-C), por exemplo 0° , -120° e 120° . O conjunto de sequência negativa possui três senoides deslocadas de 120° entre si, com a rotação de fase oposta (A-C-B), por exemplo 0° , 120° e -120° . No conjunto de sequência zero, as componentes estão em fase entre si, por exemplo 0° , 0° e 0° .

2.2 DISTORÇÃO HARMÔNICA

A geração de energia elétrica ocorre em frequências nominais de 50 Hz ou 60 Hz e a força eletromotriz pode ser considerada senoidal. Quando uma fonte de tensão senoidal é aplicada a uma carga ou dispositivo não linear, a corrente resultante não é perfeitamente senoidal. Essa corrente causa uma queda de tensão não senoidal devido à impedância do sistema (ARRILLAGA; WATSON, 2004). Dispositivos não lineares são aqueles em que a corrente não é proporcional a tensão apli-

cada. Por exemplo, na Figura 6 mostra-se o efeito na forma de onda quando utilizado um resistor não linear.

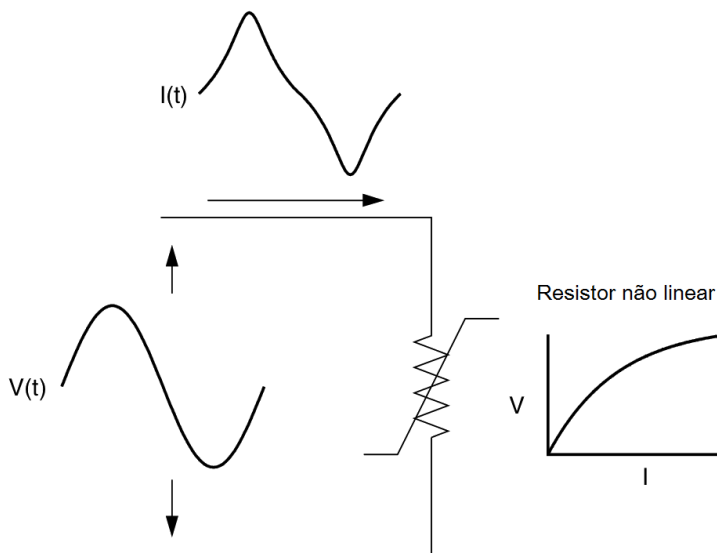


Figura 6: Distorção da forma de onda causada por uma resistência não linear. Fonte: (DUGAN et al., 2002).

Até o advento de equipamentos com comutação eletrônica, as principais fontes de geração de distorção harmônica eram equipamentos com núcleo ferromagnético (máquinas elétricas, transformadores operando na região de saturação), fornos a arco e lâmpadas fluorescentes. Atualmente as principais fontes geradoras são os retificadores, conversores e inversores de frequência.

Conforme (DUGAN et al., 2002), as fontes de distorção harmônica podem ser divididas em dois tipos:

- Cargas residenciais e comerciais,
- Cargas industriais

Cargas residenciais e comerciais são caracterizadas por um grande número de pequenos componentes não lineares como lâmpadas fluorescentes com reatores eletrônicos, elevadores e sistemas de climatização

que utilizam inversores de frequência para controle de velocidade e equipamentos eletrônicos alimentados por fontes com retificadores monofásicos. Tais equipamentos utilizam pontes retificadoras com diodos que são geradores de frequências harmônicas ímpares de baixa ordem. Os níveis de distorção harmônica da tensão dependem da impedância do circuito e da corrente.

O segundo tipo de fonte de distorção harmônica são os equipamentos utilizados em instalações industriais. Atualmente tornou-se comum o uso de cargas não lineares. As cargas industriais não lineares podem ser classificadas em três categorias:

- conversores de potência trifásicos,
- dispositivos a arco, e
- dispositivos saturáveis.

2.2.1 Retificadores monofásicos

Muitos equipamentos utilizam corrente contínua para a sua operação. Retificadores monofásicos em ponte de diodos são utilizados como fontes para cargas que necessitam de corrente contínua em função do seu baixo custo e pouca sensibilidade à variação da tensão em operação normal. A Figura 7 ilustra uma ponte retificadora com diodos que produz um pulso de corrente a cada meio ciclo do sinal de tensão. Isso ocorre porque o capacitor só é recarregado quando a tensão excede o nível DC, próximo ao pico da forma de onda de tensão.

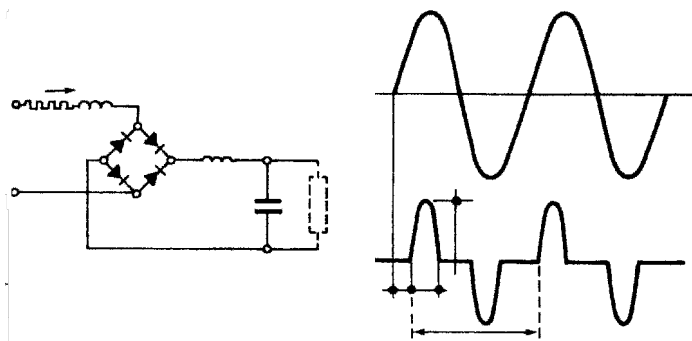


Figura 7: Ponte retificadora com diodos. Fonte: (ARRILLAGA; WATSON, 2004).

Novas tecnologias utilizam o conceito de fontes chaveadas, em que o retificador é conectado diretamente à fonte de corrente alternada — CA. A tensão retificada é convertida novamente para CA em uma frequência muito alta e é, então, retificada novamente, proporcionando maior eficiência e redução de espaço. Entretanto, a baixa indutância do lado CA permite a passagem dos pulsos de corrente, aumentando, assim, o conteúdo harmônico da corrente (ARRILLAGA; WATSON, 2004).

2.2.2 Conversores de potência trifásicos

Os conversores trifásicos diferem dos monofásicos principalmente porque não geram correntes harmônicas de terceira ordem, geralmente a maior componente entre as correntes harmônicas (DUGAN et al., 2002). Entretanto, correntes harmônicas de outras ordens ainda são gerados por esses equipamentos, conforme pode ser verificado na Figura 8.

A utilização de acionamentos em corrente alternada — CA e em corrente contínua — CC possuem algumas diferenças. Nos acionamentos em CC a retificação é a única etapa necessária, tornando o sistema de controle simples. Possuem uma faixa mais ampla de velocidade e um torque inicial maior. Na sua maioria utilizam-se retificadores de seis pulsos, como mostrado na Figura 9. Entretanto, o uso de retificadores de doze pulsos reduz algumas correntes harmônicas, eliminando aproximadamente 90% das correntes harmônicas de ordem 5 e 7 que são as mais significativas em retificadores de seis pulsos.

Nos acionamentos de CA, a saída retificada é invertida para gerar uma tensão alternada com frequência variável para o motor. Os acionamentos são classificados em inversores por fontes de tensão — VSI (*Voltage Source Inverter*) e inversores por fontes de corrente — CSI (*Current Source Inverter*). VSIs necessitam de uma tensão de entrada constante para o estágio de inversão e para tanto utilizam um capacitor ou um filtro LC no ramo de CC. CSIs necessitam de uma corrente de entrada constante e para isso utilizam um indutor em série no ramo de CC.

A utilização de VSIs limita-se a aplicações em que mudanças abruptas de velocidade não são necessárias. Já os CSIs possuem ótima característica de aceleração e desaceleração, mas requerem motores que possuam fator de potência adiantado ou circuito de controle do chaveamento dos tiristores do inversor. A Figura 10 ilustra os dois tipos de

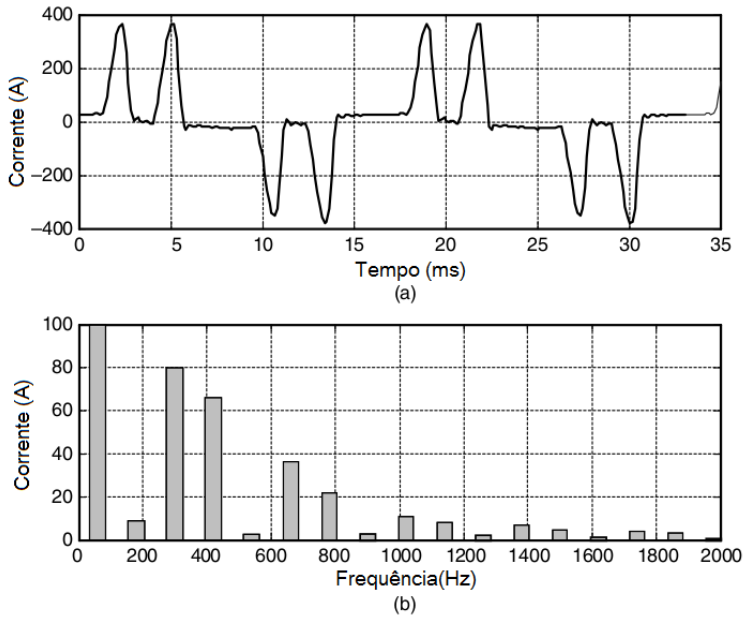


Figura 8: Corrente e espectro harmônico de um conversor trifásico.
Fonte: (DUGAN et al., 2002).

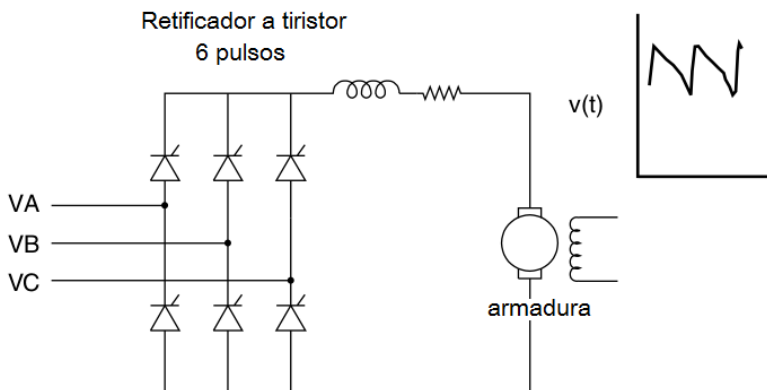


Figura 9: Inversor CC com retificador de seis pulsos. Fonte: (DUGAN et al., 2002).

acionamentos e as suas formas de onda resultantes.

2.2.3 Dispositivos a arco

Dispositivos a arco incluem fornos a arco, máquinas de solda a arco e iluminação por descarga elétrica (fluorescente, vapor de sódio, vapor de mercúrio) com reatores magnéticos. Segundo (DUGAN et al., 2002) são constituídos por uma fonte de tensão em série com uma reatância que limita a corrente para um valor razoável conforme ilustrado pela Figura 11.

A principal fonte de harmônicas nessa categoria são os fornos a arco. As harmônicas produzidas por fornos a arco, principalmente durante a fase de fusão, não são previsíveis devido à interação do arco com o material fundido em movimento. As correntes são não lineares e possuem ordem harmônica não inteiras e inteiras, sendo as últimas predominantes. Conforme (ARRILLAGA; WATSON, 2004), os níveis de corrente podem alcançar valores superiores a 60 kA. As mudanças na tensão devido às alterações repentinas do comprimento do arco produzem um espalhamento de frequências com intervalo de 0,1 Hz a 30 Hz em cada uma das harmônicas presentes.

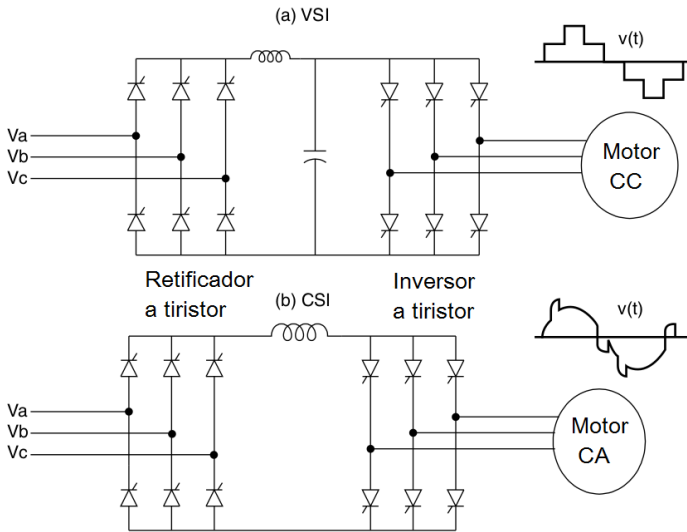


Figura 10: Acionamentos VSI e CSI. Fonte: (DUGAN et al., 2002).

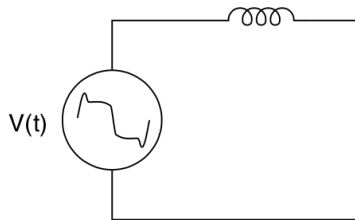


Figura 11: Circuito equivalente de um dispositivo a arco. Fonte: (DUGAN et al., 2002).

2.2.4 Transformadores

Transformadores e outros equipamentos eletromagnéticos como motores geram harmônicas devido às características de magnetização não lineares do seu núcleo ferromagnético, como ilustrado na Figura 12.

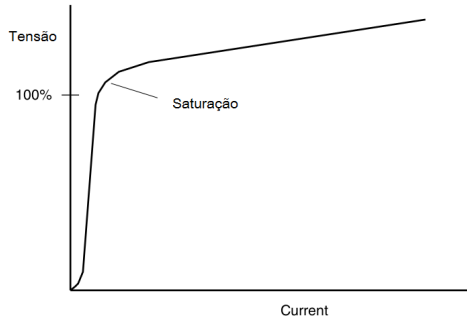


Figura 12: Característica de magnetização do transformador. Fonte: (DUGAN et al., 2002).

De acordo com (DUGAN et al., 2002), para economizar material no núcleo, os transformadores são projetados para operarem logo abaixo do início da saturação em sua curva de magnetização. Apesar de a corrente de excitação dos transformadores possuir muitas harmônicas à tensão nominal de operação, conforme visto na Figura 13, a contribuição harmônica dos transformadores é menor que 1% da corrente em plena carga. Entretanto, quando são utilizados muitos transformadores, como ocorre nos sistemas de distribuição, a geração de harmônicas pode ser significativa. Já as tensões harmônicas são significativas em condições de baixa carga como nas primeiras horas da manhã devido à elevação do nível de tensão que ocasiona o aumento da corrente.

A forma de onda mostrada na Figura 13 é característica de transformadores monofásicos ou trifásicos com conexão estrela aterrada. Pode-se observar que a forma de onda possui quantidade significativa de terceira harmônica. Harmônicas múltiplas inteiras de terceira ordem são importantes, pois o sistema possui uma resposta diferente para essas frequências quando comparada com outras harmônicas (DUGAN et al., 2002). As correntes harmônicas triplas comportam-se como correntes de sequência zero quando as correntes estão equilibradas. A

conexão dos enrolamentos do transformador é um fator significativo no fluxo de correntes harmônicas.

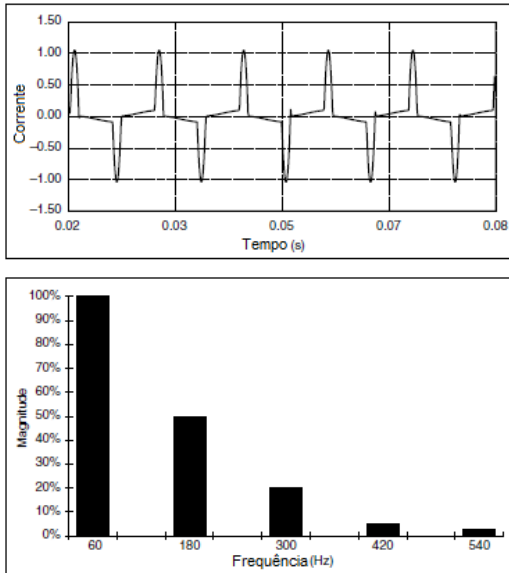


Figura 13: Corrente de magnetização do transformador e espectro harmônico. Fonte: (DUGAN et al., 2002).

Na conexão estrela aterrada-delta, as correntes harmônicas triplas permanecem no lado em que a conexão é em estrela, conforme ilustrado na Figura 14. Este tipo de transformador é mais utilizado em subestações de distribuição com a conexão em delta conectada ao alimentador de transmissão. Já a configuração estrela aterrado nos dois lados do transformador, permite o fluxo de correntes harmônicas triplas do lado de baixa tensão para o lado de alta tensão. Entretanto, quando os enrolamentos não são aterrados o fluxo destas harmônicas é bloqueado.

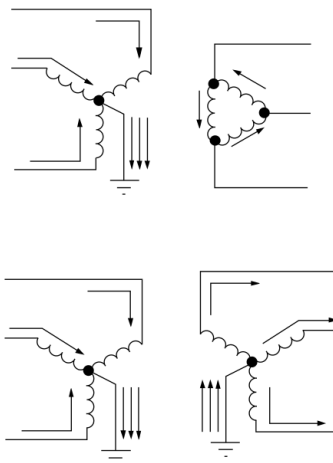


Figura 14: Fluxo de corrente harmônica em um transformador trifásico. Fonte: (DUGAN et al., 2002).

2.3 EFEITOS DE HARMÔNICAS

Distorções harmônicas são prejudiciais aos componentes do sistema elétrico, podendo causar perdas, aquecimento e sobrecarga em capacitores. O aquecimento é especialmente prejudicial a transformadores e motores, afetando a sua vida útil.

Para (ARRILLAGA; WATSON, 2004), os principais efeitos das tensões e correntes harmônicas no sistema de potência são:

- a possibilidade de amplificação dos níveis de harmônicas quando há ressonâncias série e paralelo;
- a redução da eficiência de geração, transmissão e utilização de energia elétrica;
- envelhecimento do isolamento de componentes e diminuição da vida útil;
- mau funcionamento do sistema elétrico ou seus componentes;

Outro efeito de distorções harmônicas externo ao sistema de potência é a diminuição do desempenho de sistemas de telecomunicação. Correntes harmônicas em sistemas de distribuição podem interferir com

circuitos de telecomunicação que compartilham um mesmo caminho. Tensões induzidas em condutores paralelos por correntes harmônicas geralmente possuem a mesma largura de banda de sistemas de comunicação de voz.

2.3.1 Máquinas Rotativas

Tensões não senoidais aplicadas em máquinas elétricas podem ocasionar sobreaquecimento. Motores podem sofrer grandes impactos pela distorção harmônica da tensão (DUGAN et al., 2002). Distorção harmônica de tensão nos terminais da máquina geram fluxos de harmônicas no motor. O efeito é similar ao de correntes de sequência negativa em frequência nominal. O fluxo de harmônicas adicional aumenta as perdas, diminui a eficiência, aumenta a vibração, o ruído e o aquecimento de máquinas. Harmônicas de baixa ordem, para as quais as magnitudes são maiores e a impedância aparente do motor é menor, são mais significativas.

Distorções harmônicas de tensão inferiores a 5%, como normalmente recomendado pelas normas, não impactam o funcionamento de motores. Acima disso, quando a distorção harmônica atinge 8% ou mais, problemas de sobreaquecimento podem ocorrer, diminuindo a vida útil do motor.

Motores também podem contribuir para amenizar algumas componentes harmônicas do sistema, dependendo da sua relação entre reatância e resistência, X/R .

2.3.2 Sistemas de Transmissão

Segundo (ARRILLAGA; WATSON, 2004), o fluxo de correntes harmônicas em sistemas de transmissão possui dois efeitos relevantes. O primeiro é a perda de energia devido ao aumento do valor eficaz da forma de onda de corrente, conforme mostrado pela equação 2.2 onde I_n é a corrente harmônica de ordem n e R_n a resistência do sistema a dada frequência harmônica.

$$P = \sum_{n=2}^{\infty} I_n^2 R_n \quad (2.2)$$

O efeitos pelicular e de proximidade são funções da frequência e

aumentam a resistência CA do cabo, aumentando as perdas do condutor.

O segundo efeito é a ocorrência da queda do perfil de tensão através das várias impedâncias da rede. Em sistemas fracos, ou seja, com alta impedância, perturbações nas tensões serão maiores.

2.3.3 Cabos

Correntes não senoidais ocasionam perdas devido à resistência do condutor que pode ser alterada pelos efeitos pelicular e de proximidade. Ambos efeitos são dependentes de fatores como a frequência, as dimensões do condutor e do espaçamento entre condutores (DAS, 2002). Mesmo em 60 Hz a resistência CA dos condutores é maior que a resistência CC, sendo, desta forma, ainda maior os seus efeitos na presença de frequências harmônicas. A resistência CA pode ser obtida através da equação 2.3, onde γ_{cs} é o fator de resistência do condutor resultante do efeito pelicular e γ_{cp} é o fator do efeito de proximidade.

$$\frac{\hat{R}_{ca}}{R_{cc}} = 1 + \gamma_{cs} + \gamma_{cp} \quad (2.3)$$

No efeito pelicular a densidade de corrente ao longo do condutor não é uniforme e a corrente flui mais densamente próximo da superfície do cabo do que do seu centro. Já o efeito de proximidade ocorre devido à distorção da distribuição das correntes entre dois condutores próximos, ocasionando a concentração de corrente nas partes mais próximas entre si.

2.3.4 Transformadores

Transformadores são projetados para fornecer a potência necessária com mínimas perdas quando operando à frequência fundamental do sistema. Entretanto, frequências harmônicas contribuem significativamente para o aumento do aquecimento. Segundo (DUGAN et al., 2002) existem três efeitos que resultam em um aumento do aquecimento quando a corrente de carga possui componentes harmônicas:

- Valor eficaz da corrente: caso o transformador seja dimensionado para uma determinada carga, as correntes harmônicas ocasionam um aumento na corrente eficaz do transformador para além de

sua capacidade causado perdas nos condutores.

- Perdas por correntes parasitas: são correntes induzidas nos enrolamentos, núcleo e condutores causados pelo fluxo magnético e ocasionam o aumento do aquecimento do transformador. Esse componente de perdas do transformador aumenta com o quadrado das correntes parasitas.
- Perdas no núcleo: é dependente do projeto do núcleo do transformador. Aumentando a tensão harmônica aumentam as correntes parasitas na laminação do núcleo conforme a espessura das lâminas e da qualidade do aço utilizado. Geralmente não é uma perda tão crítica quanto as duas anteriores.

As perdas por Efeito Joule (P_{LL}) possuem dois componentes, as perdas I^2R e as perdas por correntes parasitas P_{EC} , conforme mostrado pela equação 2.4.

$$P_{LL} = I^2R + P_{EC} \quad (2.4)$$

As perdas I^2R são diretamente proporcionais ao quadrado dos valores eficazes da corrente. Entretanto, as perdas por correntes parasitas são proporcionais ao quadrado da corrente e da frequência conforme mostrado pela equação 2.5, sendo K_{EC} uma constante de proporcionalidade.

$$P_{EC} = K_{EC}I^2h^2 \quad (2.5)$$

O fator K, associado à redução de potência (*derating*), pode ser definido em termos de correntes harmônicas conforme a equação 2.6, onde h é a ordem da harmônica e I_h é a corrente harmônica.

$$K = \frac{\sum(I_h^2 \times h^2)}{\sum I_h^2} \quad (2.6)$$

O valor máximo da corrente distorcida pode ser derivado em função do fator K pela equação 2.7, onde I_R é a corrente fundamental sob carga plena e P_{EC-R} é o fator de perda por correntes parasitas.

$$I_{max} = \sqrt{\frac{1 + P_{EC-R}}{1 + K \times P_{EC-R}}} (I_R) \quad (2.7)$$

Portanto a redução de potência pode ser estimada através do fator de perda por correntes parasitas. Esse fator pode ser obtido a partir de informações do projeto do transformador ou a partir de testes ou, ainda, utilizando-se valores típicos.

2.3.5 Capacitores

Problemas envolvendo harmônicas frequentemente são identificados primeiramente em bancos de capacitores (DUGAN et al., 2002). Durante casos de ressonância ocorrem grandes distorções de tensão nos bancos de capacitores, bem como a presença de uma componente harmônica de corrente significativamente maior. A Figura 15 ilustra um exemplo de forma de onda de corrente de um banco de capacitores em ressonância com o sistema na 11^a harmônica.

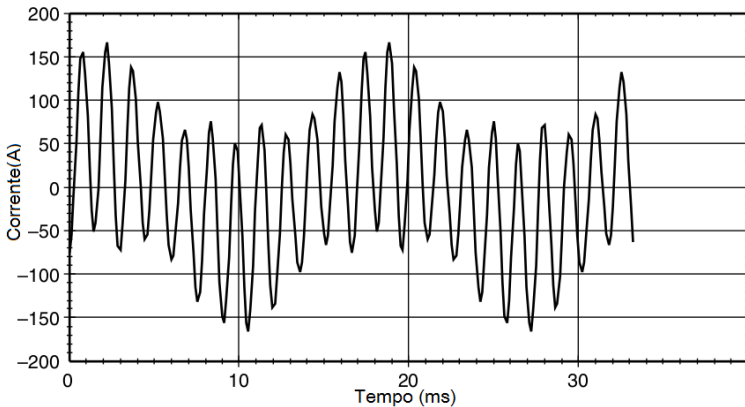


Figura 15: Forma de onda de corrente de um sistema em ressonância na 11^a harmônica. Fonte: (DUGAN et al., 2002).

A forma de onda resultante é basicamente a 11^a harmônica sobreposta à frequência fundamental. Esse tipo de forma de onda geralmente indica que o sistema está em ressonância e um banco de capacitores

está envolvido. Nessa condição, o valor eficaz da corrente é maior que o valor nominal do banco de capacitores, podendo ocasionar danos e diminuição da vida útil.

2.4 NORMALIZAÇÃO

Existem várias organizações nacionais e internacionais trabalhando em conjunto com engenheiros, fabricantes de equipamentos e organizações de pesquisa para o desenvolvimento de normas e boas práticas. O objetivo principal dessas normas é prover uma base comum para todas as partes envolvidas, assegurando a compatibilidade entre equipamentos do sistema elétrico e dos usuários finais. Nesta seção apresentam-se as normas nacionais e internacionais relativas aos limites para emissão de harmônicas.

2.4.1 Normas nacionais

O Operador Nacional do Sistema Elétrico — ONS é o órgão responsável pela coordenação e controle da operação das instalações de geração e transmissão de energia elétrica no Sistema Interligado Nacional — SIN, sob a fiscalização e regulação da Agência Nacional de Energia Elétrica — ANEEL.

Para o exercício de suas atribuições, o ONS necessita receber informações das autoridades setoriais, especialmente do Ministério de Minas e Energia — MME e da ANEEL, e dos agentes proprietários das instalações que compõem o SIN, conforme estabelecido nos Procedimentos de Rede.

Procedimentos de Rede são um conjunto de normas e requisitos técnicos que estabelecem as responsabilidades do ONS e dos Agentes de Operação, no que se refere a atividades, insumos, produtos e prazos dos processos de operação do SIN e das demais atribuições do Operador. Esses documentos são elaborados pelo ONS, com a participação dos Agentes e homologados pela ANEEL.

A versão vigente dos Procedimentos de Rede está organizada em 25 módulos que tratam de diversos assuntos relacionados ao setor elétrico. Dentre esses módulos, o Submódulo 2.8 (ONS, 2011) trata dos indicadores da qualidade de energia elétrica.

O indicador para avaliar o desempenho global quanto a harmônicas, em regime permanente, nos barramentos da rede básica e nos

barramentos dos transformadores de fronteira, corresponde à distorção de tensão harmônica. Esse indicador não se aplica a fenômenos transitórios ou de curta duração que resultem em injeção de correntes harmônicas, como ocorre, por exemplo, na energização de transformadores ou em partida de unidades geradoras que utilizem equipamentos conversores de frequência. A Distorção de Tensão Harmônica Total – DTHT procura quantificar o conteúdo harmônico total existente e é dado pela equação 2.8, onde V_h é o valor eficaz da tensão harmônica de ordem h e V_1 é o valor eficaz da tensão à frequência fundamental obtida durante a medição.

$$DTHT = \sqrt{\sum \left(\frac{V_h}{V_1}\right)^2} \times 100 \quad (2.8)$$

Este indicador é obtido determinando-se o valor que foi superado em apenas 5% dos registros realizados no período de 1 dia (24 horas), considerando os valores integralizados em intervalos de dez minutos, ao longo de sete dias consecutivos. O valor do indicador corresponde ao maior entre os sete valores obtidos, anteriormente, em base diária.

Para a avaliação da qualidade da energia elétrica referente aos níveis de distorção harmônica, os Procedimentos de Rede definem limites tanto para o desempenho global da rede básica quanto para o desempenho individual dos agentes conectados à rede básica ou das instalações não lineares ou especiais pertencentes à rede básica.

Os limites globais inferiores referentes à distorção harmônica de ordem 2 a 50 e a Distorção de Tensão Harmônica Total (DTHTS95%) são apresentados na Tabela 1. Os limites globais superiores são determinados pela multiplicação dos limites globais inferiores correspondentes pelo fator (4/3). Para a avaliação do desempenho global das barras de interesse, adota-se o seguinte procedimento:

- quando o valor do indicador for menor ou igual ao limite global inferior, o desempenho é considerado adequado;
- quando o valor apurado do indicador encontra-se entre os limites globais inferior e superior, o desempenho é considerado em estado de observação. Caso se verifiquem reclamações ou evidências de problemas relativos ao desempenho e/ou à integridade de alguma instalação, o ONS, em conjunto com os agentes envolvidos, deve buscar alternativas de soluções e atribuir responsabilidades; e
- quando o valor apurado for maior que o limite global superior,

considera-se, a princípio, o desempenho inadequado. Nesse caso, as ações corretivas ou mitigadoras devem ser definidas logo após a realização de investigações para a identificação de causas e responsabilidades.

Tabela 1: Limites globais inferiores de distorção harmônica de tensão. Fonte: (ONS, 2011).

Ordem dos harmônicas	Limite para $V < 69kV$	Limite para $V \geq 69kV$
Ímpares 3, 5 e 7	5,0%	2,0%
Ímpares 9, 11 e 13	3,0%	1,5%
Ímpares 15 a 25	2,0%	1,0%
Ímpares ≥ 27	1,0%	0,5%
Pares 2, 4 e 6	2,0%	1,0%
Pares ≥ 8	1,0%	0,5%
DTHTS95%	6,0%	3,0%

Os limites de distorção harmônica individual referentes às tensões harmônicas de ordem 2 a 50 e o DTHTS95% são apresentados na Tabela 2.

Tabela 2: Limites individuais de distorção harmônica de tensão. Fonte: (ONS, 2011).

Ordem dos harmônicas	Limite para $13,8kV \leq V < 69kV$	Limite para $V \geq 69kV$
Ímpares 3 a 25	1,5%	0,6%
Ímpares ≥ 27	0,7%	0,4%
Pares: todos	0,6%	0,3%
DTHTS95%	3,00%	1,5%

Para a distribuição de energia elétrica, o órgão responsável pela fiscalização e desenvolvimento de normativas quanto à regulação do setor é a Agência Nacional de Energia Elétrica — ANEEL.

Os Procedimentos de Distribuição de Energia Elétrica no Sistema Elétrico Nacional — PRODIST são documentos elaborados pela ANEEL, com a participação dos agentes de distribuição e outras entidades do setor elétrico, que normatizam e padronizam as atividades técnicas relacionadas aos sistemas de distribuição de energia elétrica. O PRODIST tem como um dos seus objetivos garantir que os sistemas de distribuição operem com segurança, eficiência, qualidade e confiabilidade. A versão vigente do PRODIST contém 9 módulos. O Módulo

8 (ANEEL, 2015) estabelece os procedimentos relativos à qualidade da energia elétrica - QEE, abordando a qualidade do produto e a qualidade do serviço prestado.

Distorções harmônicas estão entre os aspectos considerados pelos procedimentos relativos à qualidade da energia elétrica. O módulo estabelece a terminologia, a metodologia de medição, a instrumentação e os valores de referência para as distorções harmônicas.

As expressões para o cálculo da Distorção Harmônica Individual de tensão de ordem h e para o cálculo da Distorção Harmônica Total de tensão são dadas pelas equações 2.9 e 2.10, respectivamente, onde V_h é a tensão harmônica de ordem h , V_1 é tensão fundamental medida e h_{max} é a ordem harmônica máxima.

$$DIT_h \% = \frac{V_h}{V_1} \times 100 \quad (2.9)$$

$$DTT = \frac{\sqrt{\sum_{h=2}^{h_{max}} V_h^2}}{V_1} \times 100 \quad (2.10)$$

Os valores de referência para as distorções harmônicas totais estão indicados na Tabela 3 e os valores das distorções harmônicas individuais indicados na Tabela 4.

Tabela 3: Valores de referência globais das distorções harmônicas totais (em porcentagem da tensão fundamental). Fonte: (ANEEL, 2015).

Tensão nominal do Barramento	DTT [%]
$V_N \leq 1kV$	10
$1kV < V_N \leq 13,8kV$	8
$13,8kV < V_N \leq 69kV$	6
$69kV < V_N \leq 230kV$	3

2.4.2 Normas internacionais

A *International Electrotechnical Commission* — IEC é uma organização de normatização internacional que elabora normas referentes a tecnologias elétrica, eletrônica e correlatadas. A IEC publica uma série de normas chamadas normas de compatibilidade eletromagnética —

Tabela 4: Níveis de referência para distorções harmônicas individuais de tensão (em porcentagem da tensão fundamental). Fonte: (ANEEL, 2015).

Ordem Harmônica		Distorção Harmônica Individual de Tensão [%]			
		$V_n \leq 1kV$	$1kV < V_n \leq 13,8kV$	$13,8kV < V_n \leq 69kV$	$69kV < V_n \leq 230kV$
Ímpares não múltiplas de 3	5	7,5	6	4,5	2,5
	7	6,5	5	4	2
	11	4,5	3,5	3	1,5
	13	4	3	2,5	1,5
	17	2,5	2	1,5	1
	19	2	1,5	1,5	1
	13	2	1,5	1,5	1
	25	2	1,5	1,5	1
>25	1,5	1	1	0,5	
Ímpares múltiplas de 3	3	6,5	5	4	2
	9	2	1,5	1,5	1
	15	1	0,5	0,5	0,5
	21	1	0,5	0,5	0,5
	>21	1	0,5	0,5	0,5
Pares	2	2,5	2	1,5	1
	4	1,5	1	1	0,5
	6	1	0,5	0,5	0,5
	8	1	0,5	0,5	0,5
	10	1	0,5	0,5	0,5
	12	1	0,5	0,5	0,5
	>12	1	0,5	0,5	0,5

EMC (*Electromagnetic Compatibility*) que abordam questões de qualidade de energia elétrica. A série 61000 inclui harmônicas e inter-harmônicas como um dos fenômenos eletromagnéticos conduzidos de baixa frequência.

A Norma IEC 61000-3-6 (IEC, 2008a) apresenta limites para a distorção de tensão harmônica e a distorção harmônica total — THD (*Total Harmonic Distortion*). A Norma especifica os limites para sistemas de média e alta tensão que devem ser avaliados com base na distorção harmônica da tensão, conforme as Tabelas 5 e 6. O limite total para THD é 6,6% para ambos os casos.

Tabela 5: Níveis de tensão harmônica para $1kV < V_n < 35kV$. Fonte: (IEC, 2008a).

Harmônicas ímpares				Harmônicas pares	
Não múltiplas de 3		Múltiplas de 3		Ordem	Tensão (%)
Ordem	Tensão (%)	Ordem	Tensão (%)		
5	5	3	4	2	1,6
7	4	9	1,2	4	1
11	3	15	0,3	6	0,5
13	2,5	21	0,2	8	0,4
17	1,6	>21	0,2	10	0,4
19	1,2			12	0,2
23	1,2			>12	0,2
25	1,2				
>25	$0,2 + 0,5 \times 25/h$				

Tabela 6: Níveis de tensão harmônica para $V_n > 35kV$. Fonte: (IEC, 2008a).

Harmônicas ímpares				Harmônicas pares	
Não múltiplas de 3		Múltiplas de 3		Ordem	Tensão (%)
Ordem	Tensão (%)	Ordem	Tensão (%)		
5	2	3	2	2	1,6
7	4	9	1	4	1
11	1,5	15	0,3	6	0,5
13	1,5	21	0,2	8	0,4
17	1	>21	0,2	10	0,4
19	1			12	0,2
23	0,7			>12	0,2
25	0,7				
>25	$0,2 + 0,5 \times 25/h$				

A Norma IEC 61000-4-7 (IEC, 2002) define técnicas de teste e medição para instrumentação e medição de harmônicas e inter-harmônicas para sistema de potência e equipamentos.

Em relação a geração eólica, a Norma IEC 61400-21 (IEC, 2008b) define as características de qualidade de geradores eólicos conectados ao sistema elétrico e determina que o processo de medição deve seguir a Norma IEC 61000-4-7 com a maior classe de precisão e tempos de observação de 10 minutos.

O *Institute of Electrical and Eletronics Engineers* — IEEE é uma associação profissional voltada para o aperfeiçoamento tecnológico. É uma autoridade em áreas desde sistemas aeroespaciais, computadores e telecomunicação até engenharia biomédica, sistemas de potência e eletrônicos de consumo.

Conforme (DUGAN et al., 2002) a Norma IEEE 519-1992 (IEEE, 1993) é considerada um guia para a minimização e controle do impacto das frequências harmônicas e é muito utilizada por concessionárias de energia elétrica nos Estados Unidos. A Norma descreve limites de distorção harmônica no ponto de acoplamento comum — PAC que é o ponto em que consumidores compartilham a mesma barra, conforme Tabela 7. A Norma IEEE 519-2014 (IEEE, 2014a) é a revisão atual da Norma IEEE 519-1992.

Tabela 7: Limites de distorção harmônica de tensão em percentual da tensão nominal. Fonte: (IEEE, 2014a).

Tensão no PAC	Valor individual (%)	THD (%)
$V_n \leq 69kV$	3	5
$69kV \leq V_n \leq 161kV$	1,5	2,5
$V_n > 161kV$	1	1,5

3 SISTEMAS DE MEDIÇÃO FASORIAL SINCRONIZADA

Este capítulo trata sobre os sistemas de medição fasorial, onde é feito um apanhado histórico do seu desenvolvimento, uma descrição do seu funcionamento e de seus elementos e aplicações. Em seguida é apresentada a evolução das normas referentes aos sistemas de medição fasorial e as principais definições normativas.

3.1 HISTÓRICO

Os sistemas de medição fasorial tem suas origens no desenvolvimento de relés de distância baseados em componentes simétricas no início da década de 1970 (PHADKE; THORP, 2006). Na época os computadores não possuíam processamento suficiente para execução dos algoritmos necessários, o que levou ao desenvolvimento de algoritmos baseados em componentes simétricas de corrente e tensão. Essa abordagem converte seis equações de falta de um sistema de transmissão trifásico em uma única equação utilizando componentes simétricas. Com o aumento do poder de processamento essa inovação tornou-se desnecessária para os relés de linha, mas os métodos de medição de componentes mostraram-se interessantes para outras aplicações.

O sistema de posicionamento global por satélites — GPS foi lançado no início da década de 1980, mas somente a partir do início da década de 1990 foi disponibilizado para uso civil. Desde de então, tornou-se possível utilizar os sinais de tempo do GPS como entrada para sincronizar os relógios dos sistemas de medição dos relés digitais de proteção, levando ao desenvolvimento de uma eficaz ferramenta de medição capaz de fornecer uma estimativa do estado do sistema de potência.

O desenvolvimento de sistemas de medição fasorial sincronizada iniciou nos Estados Unidos em meados da década de 1980 no Instituto Politécnico e Universidade Estadual da Virgínia, conhecido como *Virginia Tech*, financiado por vários agentes como, por exemplo, *Department of Energy* — DOE, *Electric Power Research Institute* — EPRI, e *National Science Foundation* — NSF. O investimento em pesquisas sobre aplicações de medidas fasoriais aos problemas de proteção e controle de sistemas de potência tiveram origem nas organizações *Bonneville Power Administration* — BPA, *American Electric Power* — AEP e,

na década de 1990, *New York Power Authority* — NYPA (PHADKE, 2002).

3.2 ESTRUTURA DE FUNCIONAMENTO

Um sistema de medição fasorial sincronizada, ilustrado pela Figura 16, é composto por (EHRENSPERGER, 2004):

- unidades de medição fasorial — PMUs (*Phasor Measurement Units*);
- concentrador de dados fasorial — PDCs (*Phasor Data Concentrators*);
- redes de telecomunicação.

Vários dispositivos eletrônicos inteligentes — IEDs (*Intelligent Electronic Devices*) em uma subestação podem disponibilizar medições fasoriais para um PDC local. Medições de várias PMUs localizadas em várias subestações podem ser reunidas em tempo real e enviadas para um PDC do agente onde os dados são agregados. Vários PDCs pertencentes a diferentes agentes podem ser conectados a um PDC central para agregar os dados com o objetivo de obter uma visão geral do sistema de potência.

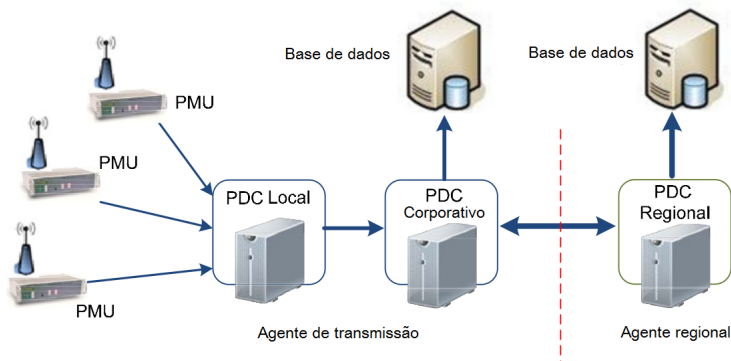


Figura 16: Rede de dados sincrofasoriais. Fonte: (IEEE, 2011a).

3.2.1 Unidades de Medição Fasorial

Unidade de medição fasorial — PMU é uma função ou dispositivo lógico que fornece estimativas de frequência e sincrofasores de uma ou mais formas de onda de tensão ou corrente do sistema elétrico, bem como outras informações opcionais, como potência, medidas amostradas e informações digitais. Pode ser implementada como um dispositivo físico independente ou como parte de um dispositivo multifuncional como relé de proteção, registrador digital de perturbações ou medidores (IEEE, 2011a).

PMUs são estruturadas conforme mostrado na Figura 17. Os sinais analógicos são derivados dos circuitos secundários dos Transformadores de Potencial — TPs e dos Transformadores de Corrente — TCs. Os sinais são condicionados para compatibilizar com os níveis de entrada dos conversores Analógico/Digital — A/D e processados por filtros *anti-aliasing* para compatibilizar com a frequência de aquisição dos conversores A/D. Após a digitalização do sinal, é realizada a estimação dos fasores utilizando algoritmo próprio, como por exemplo, a Transformada Discreta de Fourier (PHADKE et al., 1994).

Para que os fasores estimados em locais distantes entre si possam ser comparados, o relógio utilizado para a amostragem da forma de onda deve ser sincronizado com uma fonte de tempo de precisão elevada. Para tanto, utiliza-se sistemas de posicionamento por satélites artificiais com cobertura mundial — GNSS (Global Navigation Satellite System). Atualmente existem dois sistemas plenamente operacionais: o sistema estadunidense GPS e o sistema russo GLONASS. Existem também dois outros sistemas em implantação: o Galileo da União Europeia e o Compass chinês. Estes sistemas disponibilizam sinais de navegação de posição, velocidade e tempo. O sinal de tempo possui precisão na ordem de aproximadamente 100 ns. Isto equivale a 0,00216° elétricos de precisão em um sistema de 60 Hz, sendo considerado suficiente para as aplicações em medição fasorial sincronizada.

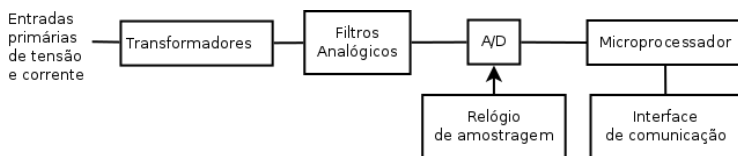


Figura 17: Diagrama de blocos funcional PMU. Fonte: (PHADKE et al., 1994).

3.2.2 Concentrador de Dados Fasoriais

O concentrador de dados fasoriais — PDC tem como função receber e reunir medidas fasoriais enviadas por várias PMUs ou PDCs, correlacioná-las e disponibilizá-las via um fluxo de dados único para aplicações e PDCs de nível hierárquico superior (IEEE, 2011a). Outras funcionalidades podem ser disponibilizadas, como por exemplo:

- Verificação da qualidade dos fasores e adição de campos de sinalização no fluxo de dados.
- Verificação de campos de sinalização de falta e gravação de arquivos de dados para análise.
- Monitoração do sistema de medição e apresentação dos resultados, bem como gravação do desempenho.
- Saídas especializadas como, por exemplo, interface com sistemas SCADA ou EMS.

PDCs locais, como mostrados na Figura 16 concentram e alinham temporalmente dados fasoriais de vários IEDs e disponibilizam os dados para aplicações locais. PDCs regionais coletam dados fasoriais de vários PDCs locais, realizando verificações da qualidade dos dados e disponibilizando-os para aplicações regionais. PDCs de nível hierárquico superior (SuperPDCs) tem como função concentrar e armazenar dados fasoriais. PDCs podem ser vistos como uma funcionalidade em vez de um dispositivo ou um conjunto de hardware e software, podendo ser parte integrante de outros sistemas ou dispositivos (IEEE, 2011a).

3.2.3 Redes de telecomunicação

As redes de telecomunicação tem como objetivo transmitir dados fasoriais das PMUs distribuídas no sistema até os PDCs de destino. Diversas soluções podem ser utilizadas, entre elas, redes cabeadas como cabos de fibra óptica, Power Line Communication — PLC, linhas telefônicas dedicadas, e redes sem fio como enlaces de micro-ondas e satélites Low-earth Orbiting — LEO.

3.3 APLICAÇÕES

Os dados disponibilizados pelas PMUs e agregados pelos PDCs podem ser utilizados por uma série de aplicações, desde visualização até controle e proteção (IEEE, 2011a). Conforme (GAVIOLI, 2013) as aplicações de medição fasorial sincronizada podem ser organizadas em três categorias:

- análise e planejamento;
- visualização e monitoração;
- controle e proteção.

3.3.1 Análise e Planejamento

Aplicações de análise e planejamento foram as primeiras aplicações desenvolvidas utilizando a tecnologia de medição fasorial. Tem como objetivo melhorar a compreensão sobre o desempenho de sistemas elétricos através de análises mais precisas de eventos, permitindo aprimorar os modelos utilizados em estudos de análise e planejamento.

3.3.1.1 Análise de Perturbações

Sistemas de medição fasorial permitem a redução de tempo para a análise de perturbações de grandes proporções. A disponibilidade de dados sincronizados permitem a reconstituição da sequência de eventos auxiliando na identificação das causas do evento.

3.3.1.2 Validação de Modelos de Simulação

Modelos de simulação melhores permitem o cálculo de ações de controle mais precisas e a realização de análises de planejamento com resultados menos conservadores. Os dados registrados pelos sistemas de medição fasorial durante vários pontos de operação do sistema elétrico e durante eventuais distúrbios permitem a validação dos modelos, identificando discrepâncias entre valores medidos e simulados (NOVOSEL et al., 2008).

3.3.2 Visualização e Monitoração

Aplicações de visualização e monitoração permitem uma percepção mais precisa sobre o estado do sistema elétrico em tempo real, auxiliando os operadores do sistema na detecção de problemas e na tomada de decisão.

3.3.2.1 Visualização da Dinâmica em Tempo Real

Aplicações de visualização da dinâmica em tempo real do sistema elétrico apresentam frequências, diferenças angulares, magnitudes de tensão e corrente, fluxos de potência como números ou gráficos, algumas vezes sobrepostos ao diagrama unifilar da rede. Permitem uma indicação antecipada de problemas, como diferenças angulares anormais e oscilações.

3.3.2.2 Estimação de Estados

As técnicas de estimação de estados foram desenvolvidas na década de 1970 e dependem da medição de fluxos de potência ativa e reativa e magnitudes de tensão em subestações, posteriormente transmitidas para os centros de operações. Essa é a tecnologia em uso atualmente na maioria dos sistemas elétricos. Como os dados são medidos sobre períodos de tempo variando de segundos a minutos, os estados estimados são uma aproximação do estado do sistema e chamadas de “estimação estática de estado”.

A estimação de estados tem como objetivo fornecer uma estimativa em tempo real confiável do módulo e do ângulo das tensões em todas as barras do sistema. Com esses valores, é possível calcular qualquer grandeza de interesse, como injeções nodais, correntes e fluxos nos ramos do sistema.

Um sistema baseado em medidas fasoriais sincronizadas é uma opção viável para sistemas elétricos que não possuam estimadores de estados baseados em dados provenientes de sistemas SCADA. Para sistemas que já possuam estimadores de estados é possível combinar medidas fasoriais com as medidas existentes em um estimador de estados híbrido, proporcionando uma melhoria no desempenho e na robustez do estimador existente. É possível combinar todas as medidas em um conjunto e desenvolver um estimador de estados híbrido não linear. Outra

alternativa é manter o estimador de estados tradicional e adicionar as medições fasoriais em um passo de pós-processamento linear (COSTA; ALBUQUERQUE; BEZ, 2013). Os dois métodos obtêm os mesmos resultados, sendo que o último possui maior eficiência computacional (PHADKE; THORP, 2006).

3.3.2.3 Monitoração de Oscilações Eletromecânicas

Oscilações eletromecânicas de baixa frequência são comuns na maioria dos SEE e ocorrem quando um ou um grupo de geradores oscilam contra outros geradores em um mesmo sistema. São causadas pelos controles rápidos de geradores no esforço de manter o equilíbrio entre carga e geração. Quando pouco amortecidas, essas oscilações podem levar o sistema à instabilidade.

Aplicações de monitoração de oscilações eletromecânicas utilizam os dados fasoriais sincronizados fornecidos pelos sistemas de medição fasorial para detectar oscilações de baixa frequência e caracterizá-las, identificando parâmetros como frequência e amortecimento. Podem ser estimados os *mode shapes*, que indicam quais as áreas do sistema que contribuem para a formação dos modos de oscilação, e também realizar os cálculos dos fatores de participação, informação útil para melhorar o ajuste das ações de controle no sentido de atuar nos modos críticos (LEANDRO et al., 2015).

3.3.2.4 Monitoração da Estabilidade de Tensão

Limitações na geração de potência reativa ou limitações nos sistemas de transmissão em suprir potência reativa para áreas onde esta é necessária são causas de instabilidade de tensão. Colapsos de tensão podem ocorrer muito rapidamente se essas limitações não forem respeitadas.

A monitoração do perfil de tensão e das reservas de potência reativa pode ser feita utilizando medidas fasoriais, fornecendo uma estimativa de quão próximo o atual ponto de operação do sistema está da instabilidade de tensão, bem como na determinação de índices de estabilidade a partir da potência transferida e a tensão na barra, determinando limites de intercâmbios (CORSI; TARANTO, 2008). Essas informações podem ser apresentadas por meio das curvas PV e PQ de barras críticas do sistema em tempo real nos centros de operação e

controle.

3.3.2.5 Monitoração de impedância de linha

A monitoração da impedância de linhas em tempo real utilizando sincrofasores (MATICA et al., 2013) pode fornecer dados com grande acurácia para aplicações que utilizam essa informação, como a monitoração do carregamento da linha e a localização de faltas.

3.3.3 Controle e Proteção

Aplicações de controle e proteção utilizam informações obtidas em diversos pontos de um sistema elétrico por um sistema de medição fasorial para realizar ações diretas ou contínuas com o objetivo de manter a estabilidade, atuando de maneira preventiva ou corretiva. Nos últimos anos foram realizadas muitas pesquisas sobre aplicações de controle e proteção utilizando medidas fasoriais, entretanto os requisitos de comunicação ainda são uma restrição para a sua implantação.

3.3.3.1 Sistemas Especiais de Proteção

Sistemas especiais de proteção —SEPs (também conhecidos como *System Integrity Protection Schemes* —SIPS), são sistemas automáticos de controle implantados nas estações de geração, transmissão e distribuição de energia elétrica com os objetivos de (ONS, 2009):

- permitir maior utilização dos sistemas de geração, transmissão e distribuição;
- aumentar a confiabilidade da operação do sistema interligado;
- prover proteção adicional a determinados componentes do sistema elétrico;
- melhorar a segurança do sistema, evitando tanto a propagação de desligamentos em cascata quanto de distúrbios de grande porte.

Os SEPs atuam realizando aberturas de elementos do sistema, cortes de carga e geração, baseados em eventos específicos, como, por exemplo, aberturas de linhas de transmissão, níveis de tensão ou frequência. Suas ações são definidas a partir de estudos elétricos considerando

determinadas contingências sob diferentes configurações de rede elétrica e perfis de carga.

A utilização de dados fasoriais permite que o estado global do sistema seja levado em consideração na implementação das regras de controle dos SEPs. Possibilita a utilização de esquemas adaptativos, que se ajustam às condições de operação vigentes para a tomada da melhor ação possível, minimizando os impactos necessários para manter a integridade do sistema.

3.3.3.2 Controle para o Amortecimento de Oscilações Eletromecânicas

Até o advento da medição fasorial sincronizada todo o controle de sistemas elétricos de potência utilizavam medidas locais e um modelo matemático do sistema. Esses controles raramente eram ótimos e poderiam gerar respostas completamente inaceitáveis quando os modelos eram imprecisos (PHADKE; THORP, 2006).

Controle baseado em medição fasorial sincronizada pode ser uma alternativa para melhorar a estabilidade dos SEE. Medições remotas podem ser usadas como sinais de realimentação em controladores utilizados para controlar estabilizadores de sistema de potência, sistemas de excitação de geradores e dispositivos FACTS (DOTTA; SILVA; DECKER, 2009).

3.3.3.3 Geração Distribuída

A demanda por geração distribuída está se tornando cada vez maior com o aumento das restrições ambientais e da demanda de energia. A capacidade instalada de geração distribuída vem aumentando e traz grandes desafios técnicos para a operação confiável e segura do sistema elétrico.

Dados provenientes de sistemas de medição fasorial permitem o desenvolvimento de esquemas rápidos e precisos para a detecção e desconexão de plantas de geração distribuídas, no caso de ilhamento com carga na rede elétrica, permitindo que uma microrrede continue operando até a resolução da perturbação (LEE; KOO, 2015).

3.3.3.4 Recomposição do sistema elétrico

A recomposição do sistema elétrico é um processo complexo, envolvendo várias restrições em geradores, equipamentos de transmissão, distribuição e carga. O sistema elétrico deve ser recomposto o mais rápido possível a fim de restabelecer o quanto antes o fornecimento de energia elétrica aos consumidores afetados.

Dados fasoriais auxiliam na recomposição do sistema elétrico diminuindo o número de tentativas mal sucedidas, o risco de instabilidade durante as tentativas e o tempo total do processo. Possibilitam uma rápida identificação da formação de ilhamentos e pontos de separação do sistema através da observação da variação de frequência. Também permitem a comparação em tempo real da frequência e ângulo de fase entre dois sistemas isolados ou terminais de uma linha de transmissão ou disjuntor, dando ao operador condições para sincronizar dois sistemas isolados, religar uma linha de transmissão ou recompor uma subestação (BORGHETTI et al., 2010).

3.3.3.5 Proteção adaptativa

Os sistemas de proteção existentes possuem redundância de proteção primária conjugadas com vários esquemas de proteção de retroguarda, resultando em um sistema altamente confiável, onde todas as falhas são eliminadas. A contrapartida é que falsos desligamentos são tolerados. Com o aumento da complexidade dos sistemas elétricos, pode-se observar que falsos desligamentos tornam as perturbações mais severas ocasionando desligamentos em cascata.

Medições fasoriais podem ser utilizadas para determinar o momento em que o sistema opera próximo ao limite e alterar adaptativamente a relação entre segurança e confiabilidade dos relés de proteção. Outros exemplos de proteção adaptativas incluem ajustes nas zonas de relés de distância, proteção de transformadores, etc. (PHADKE; THORP, 2006).

3.4 NORMATIZAÇÃO

A Norma IEEE Std 1344-1995 (IEEE, 1995) foi a primeira norma sobre sincrofasores definindo requisitos de medição e o formato de transferência de dados. Relativamente à medição, a Norma especifica sin-

cronismo temporal e requisitos sobre amostragem de dados, entretanto não há especificações sobre o resultado da estimação do sincrofasor. Em relação à transferência de dados, segue a sintaxe utilizada pelo formato COMTRADE (IEEE/IEC, 2013), adaptado para uma única PMU utilizando comunicação serial. A Norma apresenta um grande número de questões indefinidas e não foi amplamente utilizada.

Em 2003 o IEEE iniciou o desenvolvimento da Norma IEEE C37.118 (IEEE, 2006) com o objetivo de melhorar a acurácia da medição de sincrofasores. A necessidade para esse aprimoramento é resultado do blecaute do nordeste dos Estados Unidos ocorrido em 14 de agosto de 2003 (FALK, 2012). A análise deste evento indicou a necessidade de uma norma de sincrofasores bem estabelecida com algoritmos de sincronização e estampagem de tempo explicitamente definidos. Esse evento também levou a criação do *Eastern Interconnect Phasor Project* — EIPP.

Em maio de 2005, requisitos de segurança cibernética em relação a ativos críticos foram aprovados pelo congresso dos Estados Unidos (*Energy Policy Act of 2005*) e indicavam a necessidade da segurança dos sistemas de comunicação dos sistema de potência. Em novembro de 2006, o EIPP foi unido com a iniciativa realizada pelo *Western Electricity Coordinating Council* — WECC e foi criada a *North American Synchrophasor Project Initiative* — NASPI. As atividades exercidas pelo NASPI levaram ao desenvolvimento de vários requisitos para a medição fasorial, entre eles a necessidade de distribuição segura de dados fasoriais em larga escala.

Em agosto de 2009, o IEEE solicitou à IEC a adoção da Norma IEEE C37.118 de forma conjunta. Após a comparação entre as Normas IEEE C37.118 e IEC 61850, concluiu-se que ambas possuíam definições para fluxo de dados, entretanto não havia suporte a roteamento na Norma IEC 61850, necessário para transmissão de dados além da rede local. Em relação a outros aspectos, as Normas eram complementares, IEEE C37.118 apresentando definição sobre medição de sincrofasores e IEC 61850 apresentando definições sobre segurança e linguagem de configuração. A solicitação foi negada pela IEC porque a tecnologia de protocolo definida pela Norma IEC 61850-9-2 poderia ser utilizada para transmitir dados fasoriais. Como resultado, uma força-tarefa foi formada entre IEEE e IEC que levou à criação do relatório técnico IEC TR 61850-90-5 e ao desmembramento da Norma IEEE C37.118 em duas partes.

A Norma IEEE C37.118.1 (IEEE, 2011b) define sincrofasores, frequência e taxa de variação de frequência — ROCOF (*Rate Of Change*

Of Frequency) medidas em todas condições de operação. Especifica métodos para estimar essas medidas e requisitos para aderência a Norma para condições em regime permanente e dinâmico. Requisitos de sincronização e de estampagem de tempo também estão incluídos. Requisitos de desempenho são confirmados com um modelo de referência detalhado. A Norma define uma unidade de medição fasorial que pode ser um dispositivo físico independente ou uma função em outro equipamento. A Norma não especifica hardware, software ou métodos para calcular fasores, frequência ou ROCOF.

A Norma IEEE C37.118.2 (IEEE, 2011a) define um método para a troca de dados fasoriais entre equipamentos do sistema de potência. A Norma especifica o formato das mensagens que podem ser utilizadas com qualquer protocolo adequado para comunicação em tempo real entre PMUs, PDCs e outras aplicações. São definidos tipos de mensagens, conteúdo das mensagens, formatos e tipos de dados. Um sistema de medição típico, bem como as opções de comunicação são descritos.

O relatório técnico IEC TR 61850-90-5 define um protocolo para transmissão de estados digitais e medidas sincronizadas de grandezas do sistema de potência utilizando redes de longa distâncias — WAN (*Wide Area Network*), permitindo a implementação de sistemas de medição, proteção e controle de grandes áreas — WAMPAC (*Wide Area Measurement Protection and Control*) baseados nos protocolos definidos na Norma IEC 61850, usualmente utilizada em automação de subestações.

A Norma IEEE C37.118.1 continua sendo a referência global para definição de medição de sincrofasores enquanto a Norma IEEE C37.118.2 define o protocolo que atende aos requisitos atuais e o relatório técnico IEC TR 61850-90-5 abre caminho para um protocolo mais seguro e escalável que atende os requisitos do NASPI. O relatório técnico IEC TR 61850-90-5 possui a Norma IEEE C37.118.1 como referência normativa para definição de medição de sincrofasores e tem em seu escopo:

- estender o modelo de objetos da Norma 61850 para possibilitar a representação de sincrofasores;
- prover um protocolo seguro e roteável para a transmissão de GOOSE ou *Sampled Values* — SV utilizando unidades de dados de protocolo de aplicação — APDU (*Application Protocol Data Units*).
- prover um meio de migração a partir de uma arquitetura C37.118 para IEC TR 61850-90-5.

O adendo IEEE Std C37.118.1a-2014 (IEEE, 2014b), primeira emenda a Norma IEEE Std C37.118.1-2011, altera os seguintes itens:

- corrige erros tipográficos e esclarecimento de termos.
- relaxa ou suspende alguns requisitos de ROCOF.
- corrige o teste de rampa de frequência e amplia a definição do procedimento de teste para melhor consistência.
- simplifica e esclarece o teste de latência.
- altera alguns requisitos de desempenho.
- melhora o modelo de referência do anexo C para atender todos os requisitos.

O guia IEEE Std C37.242-2013 (IEEE, 2013b) é um guia para sincronização, calibração, teste e instalação de PMUs. Os seguintes itens são tratados:

- considerações sobre a instalação de PMUs baseadas nos requisitos de aplicação e configurações típicas de subestações;
- técnicas focadas na acurácia e na disponibilidade do sistema de sincronização temporal;
- procedimentos de teste e calibração para PMUs em laboratório e aplicações de campo;
- testes de comunicação para conexão de PMUs a outros dispositivos incluindo PDCs.

O guia IEEE Std C37.244-2013 (IEEE, 2013a) descreve os requisitos de desempenho, funcionais e de comunicação para PDCs em aplicações de proteção, controle e monitoração de sistemas elétricos de potência. O guia cobre os requisitos de sistemas de sincrofasores e procedimento de teste para PDCs. Inclui requisitos funcionais para interfaces entre PMUs e PDCs. Em particular, inclui requisitos de sincronização, processamento de dados fasoriais e acesso em tempo real.

Está em desenvolvimento a Norma IEEE C37.247, norma para PDCs, iniciado em maio de 2013 e com conclusão prevista para 2016. Tem como objetivo melhorar a interoperabilidade entre dispositivos, sistemas e aplicações que utilizam sincrofasores e outros dados sincronizados através da normatização dos requisitos para PDCs. Os requisitos

especificados pela Norma incluem: agregação de dados; processamento de sincrofases e outros dados sincronizados; interface de dados com outros sistemas; tratamento de comandos, configurações e outros metadados; desempenho, incluindo latência, ambiental, taxa de transmissão; e testes.

Também está em desenvolvimento a Norma IEC/IEEE 60255-118-1, norma conjunta entre IEC e IEEE sobre medição de sincrofases originalmente iniciada em 2011 e retomada em 2014 com a conclusão prevista para 2016. O esboço baseia-se na Norma IEEE C37.118.1a com algumas simplificações nos requisitos de teste, remoção dos testes ambientais e mais algumas modificações. Entretanto o objetivo é manter os mesmos requisitos básicos.

Outras normas relevantes para sistemas de medição fasorial são as normas de sincronismo IEEE 1588 (PTP) e IEEE C37.238 (Power Profile); as normas para armazenamento de dados IEEE C37.111/IEC 60255-24 (COMTRADE), C37.232-2011 (COMNAME), IEEE 37.239-2010 (COMFEDE); e normas para cibersegurança NERC CIP 2-9 e IEEE C37.240-2014.

A Figura 18 ilustra a relação das normas publicadas e em desenvolvimento em relação ao sistema de medição fasorial.

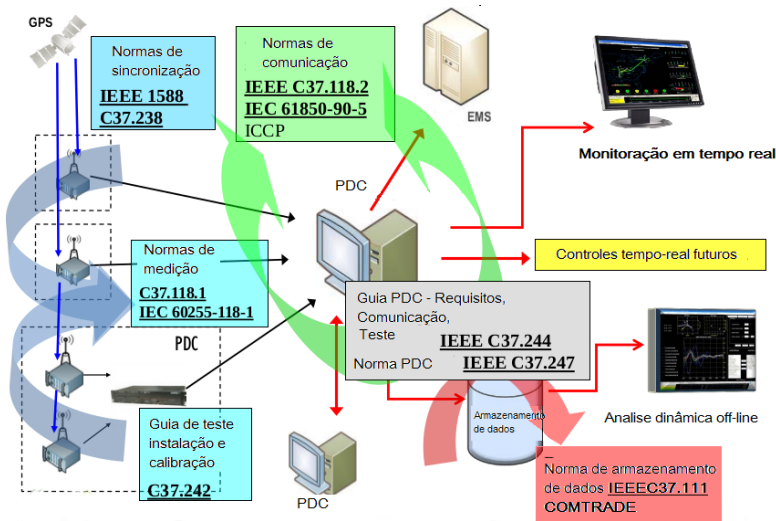


Figura 18: Normas para sistemas de medição fasorial. Fonte: (MARTIN; MADANI; NOVOSEL, 2013).

A seguir são apresentadas as descrições de sincrofasores, frequência, taxa de variação de frequência, método de avaliação das medidas, classes de desempenho e verificação de aderência conforme definido pela Norma IEEE C37.118.1a e o adendo IEEE C37.118.1a-2014.

3.4.1 Sincrofasor

Um sinal senoidal $x(t)$ representado pela equação 3.1 pode ser representado por um fasor como mostrado na equação 3.2 onde a magnitude é o valor RMS, $X_m/\sqrt{2}$, da forma de onda e os subscritos r e i significam a parte real e a parte imaginária de um número complexo na representação retangular, respectivamente. O fasor é definido para a frequência angular ω ; a comparação com outros fasores deve ser feita com a mesma escale de tempo e frequência.

$$x(t) = X_m \cos(\omega t + \phi) \quad (3.1)$$

$$\begin{aligned} \mathbf{X} &= \left(\frac{X_m}{\sqrt{2}} \right) e^{j\phi} \\ &= \left(\frac{X_m}{\sqrt{2}} \right) (\cos \phi + j \operatorname{sen} \phi) \\ &= X_r + jX_i \end{aligned} \quad (3.2)$$

A representação em forma de sincrofasor do sinal $x(t)$ na equação 3.1 é o valor \mathbf{X} na equação 3.2 onde ϕ é o ângulo de fase instantâneo relativo a uma função cosseno, na frequência nominal do sistema, sincronizado à referência UTC. Como a função cosseno possui seu máximo em $t = 0$, então o ângulo do sincrofasor é 0° quando o máximo de $x(t)$ ocorre na virada do segundo UTC e -90° quando ocorre no cruzamento por zero de um valor negativo para positivo. A Figura 19 ilustra a relação entre fase e tempo UTC.

A cossenoide mostrada na equação 3.3, onde f_0 é a frequência nominal do sistema (50 Hz ou 60 Hz), pode ser representada pelo fasor na equação 3.2.

$$x(t) = X_m \cos(\omega_0 t + \phi) = X_m \cos(2\pi f_0 t + \phi) \quad (3.3)$$

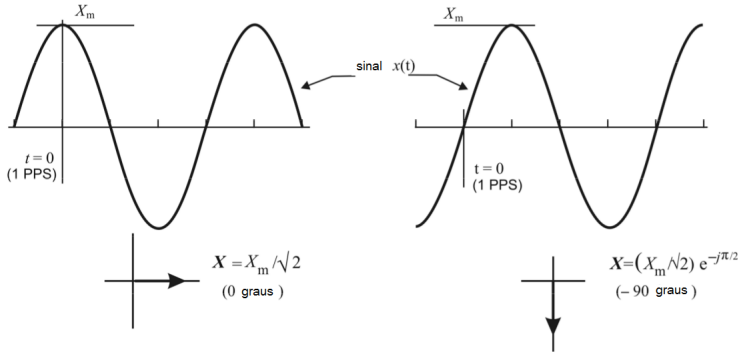


Figura 19: Convenção para representação de sincrofasores. Fonte: (IEEE, 2011b).

No caso geral onde a amplitude é uma função do tempo $X_m(t)$, assim como a frequência $f(t)$, é possível definir a função $g(t) = f(t) - f_0$, onde f_0 é a frequência nominal e $g(t)$ é a diferença entre a frequência atual do sistema e sua frequência nominal. A cossenoide pode ser escrita, então, como mostrado na equação 3.4.

$$\begin{aligned}
 x(t) &= X_m(t) \cos(2\pi \int f dt + \phi) \\
 &= X_m(t) \cos(2\pi \int (f_0 + g) dt + \phi) \\
 &= X_m(t) \cos(2\pi f_0 t + (2\pi \int g dt + \phi))
 \end{aligned} \tag{3.4}$$

A representação como sincrofasor dessa forma de onda é mostrada na equação 3.5.

$$\mathbf{X}(t) = \left(\frac{X_m(t)}{\sqrt{2}} \right) e^{j(2\pi \int g dt + \phi)} \tag{3.5}$$

Para o caso especial onde $X_m(t) = X_m$ é constante e $g = \Delta f$ é um deslocamento constante em relação à frequência nominal, tem-se $\int g(t) dt = \int \Delta f dt = \Delta f t$. Então o sincrofasor, que pode ser simplificado como mostrado pela equação 3.6, irá rotacionar à uma taxa constante

Δf .

$$\mathbf{X}(t) = \left(\frac{X_m}{\sqrt{2}} \right) e^{j(2\pi\Delta ft + \phi)} \quad (3.6)$$

O conceito analiticamente descrito é ilustrado na Figura 20. Uma senoide com uma frequência fora da nominal é observada em intervalos $\{0, T_0, 2T_0, 3T_0, \dots, nT_0\}$, onde $T_0 = 1/f_0$. Se a frequência da senoide $f \neq f_0$ e $f < 2f_0$, então o fasor observado possui magnitude constante e o ângulo de fase ϕ varia uniformemente à taxa $2\pi(f - f_0)/T_0$.

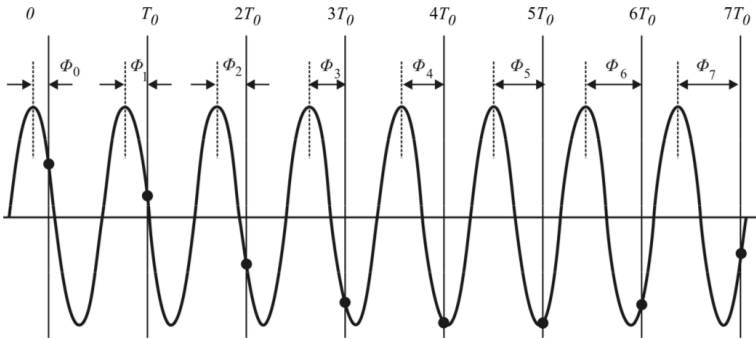


Figura 20: Senoide com frequência fora da nominal. Fonte: (IEEE, 2011b).

Alguns detalhes sobre a definição de sincrofasores devem ser observados. Todas as medidas possuem uma base de tempo comum e, portanto, as medidas de ângulo de fase são diretamente comparáveis. Diferenças na frequência atual estão incluídas na estimação de ângulo de fase. O sincrofasor também inclui os efeitos de outras contribuições como oscilações e variações locais de frequência. Sincrofasores são funções do tempo e variam a não ser que o sinal seja uma senoide pura à frequência nominal do sistema.

A PMU deve suportar taxas de transmissão submúltiplas da frequência nominal do sistema. Taxas obrigatórias para sistemas de 50 Hz e 60 Hz são descritas na Tabela 8.

É incentivado o suporte de outras taxas de transmissão maiores, como 100 fps ou 120 fps.

Para taxas de transmissão de N quadros por segundo, as es-

Tabela 8: Taxas de transmissão obrigatórias. Fonte: (IEEE, 2011b).

Frequência do sistema	50 Hz			60 Hz					
F_s	10	25	50	10	12	15	20	30	60

tampas de tempo devem ser uniformemente espaçados durante cada segundo e o quadro número 0 (numerados de 0 a N-1) deve coincidir com a virada do segundo UTC.

3.4.2 Frequência e ROCOF

PMUs devem ser capazes de calcular e reportar frequência e ROCOF. Para tanto, a Norma IEEE C37.118.1 define, a partir de um dado sinal senoidal descrito pela equação 3.7, a frequência como mostrada na equação 3.8 e ROCOF como mostrado na equação 3.9.

$$x(t) = X_m \cos[\psi(t)] \quad (3.7)$$

$$f(t) = \frac{1}{2\pi} \frac{d\psi(t)}{dt} \quad (3.8)$$

$$\text{ROCOF}(t) = \frac{df(t)}{dt} \quad (3.9)$$

Sincrofasores são calculados em relação a frequência nominal do sistema, f_0 . Se o argumento da cossenoide é representado pela equação 3.10:

$$\begin{aligned} \psi(t) &= \omega_0 t + \varphi(t) \\ &= 2\pi f_0 t + \varphi(t) \\ &= 2\pi \left[f_0 t + \frac{\varphi(t)}{2\pi} \right] \end{aligned} \quad (3.10)$$

então a equação para a frequência é dada por 3.11, onde $\Delta f(t)$ é o desvio de frequência.

$$f(t) = f_0 + \frac{d\varphi(t)}{2\pi} = f_0 + \Delta f(t) \quad (3.11)$$

A equação para ROCOF é dada por 3.12:

$$\text{ROCOF}(t) = \frac{d^2\varphi(t)}{2\pi dt^2} = \frac{d(\Delta f(t))}{dt} \quad (3.12)$$

3.4.3 Avaliação das medidas

Os valores teóricos da representação de um sincrofasor de uma senoide e os valores obtidos através de uma PMU podem apresentar diferenças na amplitude e na fase. Apesar de poderem ser especificadas individualmente, a Norma IEEE C37.118.1 considera conjuntamente as diferenças de amplitude e fase em uma medida chamada erro vetorial total — TVE (*Total Vector Error*). O TVE é uma representação da diferença entre o valor teórico de um sincrofasor e o valor estimado por uma PMU em análise. O valor é normalizado e é expresso percentualmente em relação ao valor teórico. A definição de TVE é mostrada pela equação 3.13, onde $\hat{X}_r(n)$ e $\hat{X}_i(n)$ são as partes real e imaginária do fasor medido em coordenadas retangulares e $X_r(n)$ e $X_i(n)$ são as partes real e imaginária do fasor teórico no instante de tempo n .

$$\text{TVE}(n) = \sqrt{\frac{(\hat{X}_r(n) - X_r(n))^2 + (\hat{X}_i(n) - X_i(n))^2}{X_r(n)^2 + X_i(n)^2}} \quad (3.13)$$

Erros de frequência — FE (*Frequency Error*) e erros de ROCOF — RFE (*ROCOF Error*) são dados pela diferença entre os valores teórico e estimado dados em Hz e Hz/s, respectivamente, conforme mostrado nas equações 3.14 e 3.15.

$$\text{FE} = |f_{true} - f_{measured}| = |\Delta f_{true} - \Delta f_{measured}| \quad (3.14)$$

$$\text{RFE} = \left| \left(\frac{df}{dt} \right)_{true} - \left(\frac{df}{dt} \right)_{measured} \right| \quad (3.15)$$

3.4.4 Classes de desempenho

A aderência à Norma IEEE C37.118.1 deve ser avaliada em relação à classe de desempenho. São definidas duas classes de desempenho, P e M.

A classe P é definida para aplicações que necessitam resposta rápida e não demandam a aplicação de filtros. Utiliza-se a letra P de proteção.

A classe M é definida para aplicações que não necessitam resposta rápida, mas são suscetíveis à qualidade do fasor estimado. Utiliza-se a letra M de medição.

Entretanto as duas designações não indicam que as classes são adequadas ou requeridas para um tipo de aplicação em específico. A classe de desempenho deve ser escolhida de forma a atender aos requisitos da aplicação.

3.4.5 Verificação da aderência à norma

3.4.5.1 Conformidade em regime permanente

A conformidade em regime permanente deve ser avaliada comparando o sincrofasor, frequência e ROCOF obtidos sob condições de regime permanente com os valores teóricos de X_r , X_i , F, e ROCOF. Define-se condições de regime permanente como o período de medição em que as medidas X_m , ω , ϕ e outras grandezas de influência são constantes. Os requisitos de desempenho são mostrados nas Tabelas 9 e 10.

O teste de ângulo de fase pode ser realizado com a frequência de entrada f_{in} diferente de f_0 onde $|f_{in} - f_0| < 0,25\text{Hz}$. Assim, é causada uma lenta variação no ângulo de fase que permite que o teste de conformidade seja realizado facilmente sem causar outros efeitos significativos.

Para o teste de interferência fora da banda, a banda de passagem para cada taxa de transmissão é definida com $|f - f_0| < F_s/2$. Um sinal de interferência fora da banda de passagem do filtro é definido como um sinal com frequência f onde $|f - f_0| \geq F_s/2$. O teste deve ser realizado com o valor da frequência f do sinal de entrada variando entre f_0 e $\pm 10\%$ da frequência de Nyquist da taxa de transmissão, ou seja, $f_0 - 0,1(F_s/2) \leq f_{in} \leq f_0 + 0,1(F_s/2)$, onde F_s é a taxa de transmissão

Tabela 9: Requisitos de medição de sincrofasores em regime permanente. Fonte: (IEEE, 2011b).

Grandeza de Influência	Condição de Referência	Intervalo nominal da grandeza de influência			
		Classe P		Classe M	
		Intervalo	TVE Máximo	Intervalo	TVE Máximo
Intervalo de frequência do sinal $f_0 \pm f_{dev}$	$F_{nominal}$ (f_0)	$\pm 2Hz$	1%	$\pm 2Hz$ para $F_s < 10$ $\pm F_s/5$ para $10 \leq F_s < 25$ $\pm 5Hz$ para $F_s \geq 25$	1%
Magnitude de tensão	100%	80% a 120%	1%	10% a 120%	1%
Magnitude de corrente	100%	10% a 200%	1%	10% a 200%	1%
Ângulo de fase com $ f_{in} - f_0 < 0,25Hz$	Ângulo constante ou variando lentamente	$\pm \pi$ radianos	1%	$\pm \pi$ radianos	1%
Distorção harmônica (harmônica única)	$< 0,2\%$ THD	1% cada harmônica até 50 ^a	1%	10% cada harmônica até 50 ^a	1%
Interferência fora da banda	$< 0,2\%$ da magnitude do sinal de entrada		Não há	10% da magnitude do sinal de entrada	1,3%

Tabela 10: Requisitos de medição de frequência e ROCOF em regime permanente. Fonte: (IEEE, 2011b) alterações de (IEEE, 2014b).

Grandeza de Influência	Condição de Referência	Requisitos de erro para conformidade			
		Classe P		Classe M	
Frequência do sinal	Frequência = f_0 ($F_{nominal}$) ângulo de fase constante	Intervalo: $f_0 \pm 2Hz$		Intervalo: $f_0 \pm 2Hz$ para $F_s < 10$ $\pm F_s/5$ para $10 \leq F_s < 25$ $\pm 5Hz$ para $F_s \geq 25$	
		FE máximo 0,005 Hz	RFE máximo 0,4 Hz/s	FE máximo 0,005 Hz	RFE máximo 0,4 Hz/s
Distorção harmônica (harmônica única)	$< 0,2\%$ THD	1% cada harmônica até 50 ^a		10% cada harmônica até 50 ^a	
		FE máximo 0,005 Hz	RFE máximo 0,4 Hz/s	FE máximo 0,025 Hz	RFE máximo Não há
		$F_s > 20$	0,005 Hz	0,4 Hz/s	0,005 Hz
Interferência fora da banda	$< 0,2\%$ da magnitude do sinal de entrada	Sem requisitos		Sinal de interferência 10% da magnitude do sinal de entrada	
		Não há	Não há	FE máximo 0,01 Hz	RFE máximo Não há

dos fasores, f_0 é a frequência nominal do sistema e f_{in} é a frequência do sinal de entrada do teste.

A rejeição de sinais de interferência fora da faixa pode ser realizada adicionando-se um sinal de entrada senoidal com a magnitude requerida ao sinal de potência na frequência fundamental. O teste é realizado variando-se a frequência do sinal de entrada no intervalo abaixo da banda de passagem até no mínimo 10 Hz, e acima da banda de passagem até a segunda harmônica, $2f_0$.

3.4.5.2 Conformidade dinâmica - Largura de banda

A largura de banda da medição do sincrofasor deve ser determinada utilizando sinais de entrada de tensão e corrente trifásicos balanceados com amplitude e fase moduladas por sinais senoidais, conforme as Tabelas 11 e 12. Os sinais de entrada podem ser representados pelas equações 3.16, onde X_m é a amplitude do sinal de entrada, ω_0 é a frequência nominal do sistema, ω é a frequência de modulação em radianos por segundo, $f_m = \frac{\omega}{2\pi}$ é a frequência de modulação em Hz, k_x é o fator de amplitude da modulação e k_a é o fator de modulação do ângulo de fase.

$$\begin{aligned} X_a &= X_m[1 + k_x \cos(\omega t)] \times \cos[\omega_0 t + k_a \cos(\omega t - \pi)] \\ X_b &= X_m[1 + k_x \cos(\omega t)] \times \cos[\omega_0 t - \frac{2\pi}{3} + k_a \cos(\omega t - \pi)] \\ X_c &= X_m[1 + k_x \cos(\omega t)] \times \cos[\omega_0 t + \frac{2\pi}{3} + k_a \cos(\omega t - \pi)] \end{aligned} \quad (3.16)$$

A sequência positiva correspondente ao sinal trifásico é dado pela equação 3.17.

$$X_1 = X_m[1 + k_x \cos(\omega t)] \times \cos[\omega_0 t + k_a \cos(\omega t - \pi)] \quad (3.17)$$

A PMU deve apresentar medidas de sequência positiva conforme a equação 3.18 para as estampas de tempo $t = nT$, onde n é um inteiro e T é o intervalo de transmissão dos fasores, dentro dos limites da Tabela 11.

$$X(nT) = \frac{X_m}{\sqrt{2}} [1 + k_x \cos(\omega nT)] \angle k_a \cos(\omega nT - \pi) \quad (3.18)$$

O desempenho das medidas de frequência e ROCOF também deve ser avaliado durante esse teste. Para os sinais de entradas definidos anteriormente para taxas de transmissão $t = nT$, frequência, desvio de frequência e ROCOF são dados respectivamente pelas equações 3.19, 3.20 e 3.21.

$$f(nT) = \frac{\omega_0}{2\pi} - k_a \left(\frac{\omega}{2\pi}\right) \text{sen}(\omega nT - \pi) \quad (3.19)$$

$$\Delta f(nT) = -k_a \left(\frac{\omega}{2\pi}\right) \text{sen}(\omega nT - \pi) \quad (3.20)$$

$$\text{ROCOF}(nT) = \frac{d}{dt} [f(nT)] = -k_a \left(\frac{\omega}{2\pi}\right) \cos(\omega nT - \pi) \quad (3.21)$$

O teste de modulação deve ser realizado com ω , k_x e k_a sobre os intervalos de frequência definidos na Tabela 11. A frequência de modulação deve ser alterada em passos de 0,2 Hz ou menores, sobre os intervalos definidos na Tabela 12. TVE, FE e RFE devem ser medidos durante no mínimo dois ciclos completos de modulação. O valor máximo é o maior valor observado em uma dada taxa de transmissão sobre o intervalo total de teste. Esse máximo deve estar dentro dos limites especificados para classe P e classe M para dada taxa de transmissão. Um tempo de acomodação adequado deve ser considerado para cada alteração no sinal de teste para prevenir os efeitos da alteração de parâmetros na medição das grandezas.

A frequência máxima, F_r , é dada por $F_r = F_s/10$, e limitada a 2 Hz para classe P e 5 Hz para classe M. O FE máximo é $0,03F_r$ e $0,06F_r$ para a classe P e para a classe M, respectivamente. O RFE máximo é $0,18\pi F_r^2$ para ambas as classes. Os limites de erros são percentuais dos valores máximos: para FE o limite é 30% para classe P e 60% para classe M; o limite para RFE é 90% para ambas as classes.

Tabela 11: Requisitos de banda para medição de sincrofasores utilizando sinais de teste modulados. Fonte: (IEEE, 2011b) alterações de (IEEE, 2014b).

Nível de modulação	Condição de referência	Intervalo mínimo da grandeza de influência em que a PMU deve ser submetida para dado limite de TVE			
		Classe P		Classe M	
		Intervalo	TVE máximo	Intervalo	TVE máximo
$k_{\alpha} = 0,1$ $k_{\beta} = 0$ radianos	100% magnitude do sinal, $f_{nominal}$	Frequência de modulação 0,1 até mínimo entre $F_s/10$ ou 2 Hz	3%	Frequência de modulação 0,1 até mínimo entre $F_s/5$ ou 5 Hz	3%
$k_{\alpha} = 0$ $k_{\beta} = 0,1$ radianos	100% magnitude do sinal, $f_{nominal}$		3%		3%

Tabela 12: Requisitos para medição de frequência e ROCOF utilizando sinais de teste modulados. Fonte: (IEEE, 2011b) alterações de (IEEE, 2014b).

Limites de desempenho para F e ROCOF	Requisitos de erro para conformidade					
	Classe P			Classe M		
Taxa de transmissão $F_s(Hz)$	$F_r(Hz)$	FE máximo	RFE máximo	$F_r(Hz)$	FE máximo	RFE máximo
10	1	0,03	0,6	2	0,12	2,3
12	1,2	0,04	0,8	2,4	0,14	3,3
15	1,5	0,05	1,3	3	0,18	5,1
20	2	0,06	2,3	4	0,24	9,0
25	2	0,06	2,3	5	0,30	14
30	2	0,06	2,3	5	0,30	14
50	2	0,06	2,3	5	0,30	14
60	2	0,06	2,3	5	0,30	14

3.4.5.3 Conformidade dinâmica - Rampa de frequência

A avaliação do desempenho dinâmico relativo à variação da frequência do sistema deve ser feito aplicando-se uma rampa de frequência aos sinais de entrada de tensão e corrente trifásicos balanceados, representados pelas equações 3.22, onde X_m é a amplitude do sinal, ω_0 é a frequência nominal do sistema e $R_f = df/dt$ é a taxa de variação da rampa de frequência em Hz/s.

$$\begin{aligned} X_a &= X_m \cos[\omega_0 t + \pi R_f t^2] \\ X_b &= X_m \cos[\omega_0 t - \frac{2\pi}{3} + \pi R_f t^2] \\ X_c &= X_m \cos[\omega_0 t + \frac{2\pi}{3} + \pi R_f t^2] \end{aligned} \quad (3.22)$$

O sinal de sequência positiva correspondente ao sinal de entrada trifásico acima é dado pela equação 3.23.

$$X_1 = X_m \cos[\omega_0 t + \pi R_f t^2] \quad (3.23)$$

A PMU deve produzir uma estimativa da sequência positiva para as estampas de tempo $t = nT$, onde n é um inteiro e T é o intervalo de transmissão dos fasores, conforme mostrado na equação 3.24.

$$X(nT) = \frac{X_m}{\sqrt{2}} \angle \pi R_f (nT)^2 \quad (3.24)$$

Durante os testes de rampa, os verdadeiros valores de frequência, desvio de frequência e ROCOF para os sinais de testes especificados para as estampas de tempo $t = nT$ são dadas pelas equações 3.25, 3.26 e 3.27, respectivamente.

$$f(nT) = \frac{\omega_0}{2\pi} + (R_f)(nT) \quad (3.25)$$

$$\Delta f(nT) = (R_f)(nT) \quad (3.26)$$

$$\frac{d}{dt}[f(nT)] = R_f \quad (3.27)$$

A taxa de variação e a extensão da rampa de frequência aplicada, assim como os limites dos erros de medição são mostrados nas Tabelas 13 e 14. Os valores de TVE, FE, e RFE podem ser excedidos durante um período de transição, antes e após uma alteração súbita no ROCOF. O cálculo do erro deve excluir medidas durante o intervalo de exclusão definido na Tabela 13. Período de amostragem é o intervalo entre duas transmissões, ou seja, $1/F_s$. O teste não deve conter descontinuidades de frequência.

Tabela 13: Requisitos de desempenho para medição de sincrofasores utilizando testes de rampa de frequência. Fonte: (IEEE, 2011b) alterações de (IEEE, 2014b).

Sinal de teste	Condição de referência	Intervalo mínimo da grandeza de influência em que a PMU deve ser submetida para dado limite de TVE				
		Taxa da rampa (R_f) (rampa positiva e negativa)	Classe de desempenho	Intervalo de exclusão	Intervalo da rampa	TVE máximo
Rampa linear de frequência	100% magnitude do sinal	$\pm 1,0 \text{ Hz/s}$	Classe P	$2/F_s$	$\pm 2 \text{ Hz}$	1%
			Classe M	$7/F_s$	Mínimo entre $(\pm F_s/5)$ ou 5 Hz	1%

Tabela 14: Requisitos de desempenho para medição de frequência e ROCOF para testes de rampa de frequência. Fonte: (IEEE, 2011b) alterações de (IEEE, 2014b).

Especificação do sinal	Condição de referência	Intervalo de exclusão	Requisitos de erro			
			Classe P		Classe M	
Testes de rampa	100% magnitude do sinal	como especificado na Tabela 13	FE	RFE	FE	RFE
			máximo	máximo	máximo	máximo
			0,01 Hz	0,4 Hz/s	0,01 Hz	0,2 Hz/s

3.4.5.4 Conformidade dinâmica - Variações em degrau

A conformidade dinâmica durante variações em degrau na magnitude e na fase devem ser determinados aplicando-se degraus trifásicos balanceados aos sinais de entrada de tensão e corrente. Esse teste é descrito pelas equações 3.28, onde X_m é a amplitude do sinal de entrada,

ω_0 é a frequência nominal do sistema, $f_1(t)$ é uma função degrau unitário, k_x é o tamanho do degrau de magnitude e k é o tamanho do degrau de fase.

$$\begin{aligned} X_a &= X_m[1 + k_x f_1(t)] \times \cos[\omega_0 t + k_a f_1(t)] \\ X_b &= X_m[1 + k_x f_1(t)] \times \cos[\omega_0 t - \frac{2\pi}{3} + k_a f_1(t)] \\ X_c &= X_m[1 + k_x f_1(t)] \times \cos[\omega_0 t + \frac{2\pi}{3} + k_a f_1(t)] \end{aligned} \quad (3.28)$$

Esse teste tem por objetivo determinar o tempo de resposta, o tempo de atraso e o sobressinal da medição. A Figura 21 ilustra as especificações da resposta transitória.

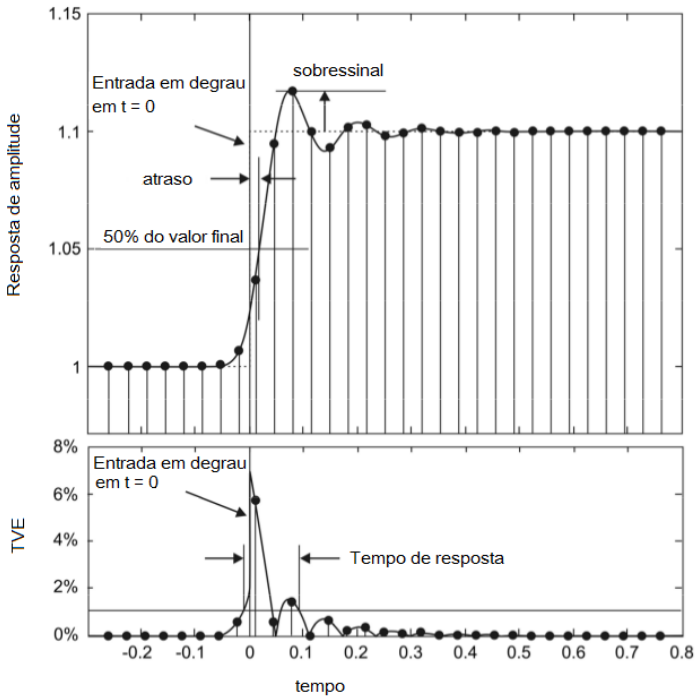


Figura 21: Exemplo de degrau em $t = 0$. Fonte: (IEEE, 2014b).

Tempo de resposta é definido como o intervalo de tempo entre a transição dos estados de regime permanente anterior e posterior à variação em degrau aplicada a entrada. Deve ser determinado pela diferença entre o instante que a medição deixa um determinado limite de acurácia e o instante em que retorna e permanece nesse limite. Os limites de acurácia são os valores de TVE, FE e RFE para as medições do fasor, frequência e ROCOF respectivamente.

Tempo de atraso é definido como o intervalo de tempo entre o instante de tempo em que a variação em degrau é aplicada ao sinal de entrada e o instante de tempo em que a grandeza que foi submetida à variação em degrau atinge o valor de 50% entre os valores de inicial e final em regime permanente.

Funções de degrau com os parâmetros especificados na Tabela 15 devem ser aplicados para a realização dos testes e as medições devem atender os requisitos descritos nas Tabelas 15 e 16. Os limites de erro em regime permanente descritos nas Tabelas 9 e 10 (TVE 1%, FE 0,005 Hz e RFE 0,4 Hz/s para classe P e 0,1 Hz/s para classe M) devem ser utilizados para determinar o tempo de resposta.

Tabela 15: Requisitos de desempenho para medição de sincrofasores utilizando entrada em degrau. Fonte: (IEEE, 2011b) alterações de (IEEE, 2014b).

Especificação do degrau	Condição de referência	Tempo de resposta, tempo de atraso e ultrapassagem máxima					
		Classe P			Classe M		
		Tempo de resposta	Tempo de atraso	Ultra-passagem	Tempo de resposta	Tempo de atraso	Ultra-passagem
Magnitude = $\pm 10\%$ $k_x = \pm 0,1$, $k_a = 0$	Condições nominais no início e final do degrau	$2/f_0$	$1/(4F_s)$	5% da magnitude do degrau	$7/F_s$	$1/(4F_s)$	10% da magnitude do degrau
Ângulo $\pm 10^\circ$, $k_x = 0$, $k_a = \pm \pi/18$	Condições nominais no início e final do degrau	$2/f_0$	$1/(4F_s)$	5% da magnitude do degrau	$7/F_s$	$1/4F_s$	10% da magnitude do degrau

Tanto o tempo de resposta quanto o tempo de atraso são medidos utilizando escala de tempo UTC. A precisão temporal das medidas deve ser de um décimo da taxa de transmissão, ($F_s/10$). O sinal de entrada deve ser mantido em regime permanente antes e após a variação em degrau. A única alteração no sinal de entrada durante o teste deve ser o parâmetro submetido a variação em degrau. Uma variação em degrau é instantânea por definição. Caso a variação seja lenta a ponto de introduzir uma incerteza significativa no momento a aplicação, o tempo do ponto médio do degrau deve ser utilizado como o tempo do

Tabela 16: Requisitos de desempenho para medição de frequência e ROCOF utilizando entrada em degrau. Fonte: (IEEE, 2011b) alterações de (IEEE, 2014b).

Especificação do sinal	Condições de referência	Tempo de resposta máximo			
		Classe P		Classe M	
		Frequência	ROCOF	Frequência	ROCOF
Magnitude idem Tabela 15	Idem Tabela 15	$4,5/f_0$	$6/f_0$	Maior entre $14/F_s$ ou $14/F_0$	Maior entre $14/F_s$ ou $14/F_0$
Fase idem Tabela 15	Idem Tabela 15	$4,5/f_0$	$6/f_0$	Maior entre $14/F_s$ ou $14/F_0$	Maior entre $14/F_s$ ou $14/F_0$

degrau.

O objetivo da avaliação do tempo de atraso da medição é verificar se a estampa de tempo da sincrofasor foi devidamente compensada em relação ao atraso de grupo dos filtros.

3.4.5.5 Latência na medição

A Norma IEEE C37.118.1 define latência de medição como o intervalo de tempo máximo entre a estampa de tempo do fasor e o instante que o fasor é disponibilizado na interface de comunicação da PMU.

A latência na medição deve ser determinada com acurácia de $0,002s$, para cada taxa de transmissão F_s , e é dada pelo valor máximo de 1000 mensagens consecutivas. Os limites para a latência na medição são descritos na Tabela 17.

Tabela 17: Limites para latência de medição. Fonte: (IEEE, 2011b) alterações de (IEEE, 2014b).

Classe de desempenho	Latência máxima (s)
Classe P	$2/F_s$
Classe M	$7/F_s$

4 FASORES DE COMPONENTES HARMÔNICAS

Neste capítulo são apresentadas extensões às definições de fasores considerando as componentes harmônicas além da componente fundamental. Em seguida são apresentadas as características principais dos métodos de estimação de componentes harmônicas e são descritos de forma mais detalhada os três métodos utilizados neste trabalho.

4.1 DEFINIÇÃO DE SINCRIFASORES DE COMPONENTES HARMÔNICAS

Conforme (CARTA; LOCCI; MUSCAS, 2009b) a definição de conteúdo harmônico de grandezas elétricas sincronizadas pode ser obtida estendendo a definição de sincrofator apresentada no capítulo anterior, equação 3.1, para condições não senoidais. Um sinal periódico $x(t)$ composto por H componentes harmônicas pode ser expresso por:

$$x(t) = \sum_{h=0}^H x_h(t) = X_0 + \sum_{h=1}^H X_h \cos(h\omega t + \phi_h) \quad (4.1)$$

onde X_0 é o componente DC, $\frac{X_h}{\sqrt{2}}$ e ϕ_h são o valor RMS da magnitude e a fase, respectivamente, da componente harmônica de ordem h . Portanto, o sinal $x(t)$ pode ser decomposto em H sincrofatores dados por:

$$\begin{aligned} \mathbf{X}_h &= \frac{X_h}{\sqrt{2}} e^{j\phi_h} \\ &= \frac{X_h}{\sqrt{2}} (\cos \phi_h + j \operatorname{sen} \phi_h) \\ &= X_{hr} + jX_{hi} \end{aligned} \quad (4.2)$$

onde $h = 1, 2, \dots, H$.

A definição de TVE em 3.13 pode ser utilizada somente para a componente fundamental. Para sincrofatores de componentes harmônicas pode ser utilizada a versão estendida apresentada em (CHEN,

2013):

$$TVE_h(n) = \sqrt{\frac{(\hat{X}_{hr}(n) - X_{hr}(n))^2 + (\hat{X}_{hi}(n) - X_{hi}(n))^2}{X_{hr}(n)^2 + X_{hi}(n)^2}} \quad (4.3)$$

onde $\hat{X}_{hr}(n)$ e $\hat{X}_{hi}(n)$ são as partes real e imaginária do fasor da componente harmônica de ordem h medido em coordenadas retangulares e $X_{hr}(n)$ e $X_{hi}(n)$ são as partes real e imaginária do fasor teórico da componente harmônica de ordem h no instante de tempo n .

4.2 MÉTODOS DE ESTIMAÇÃO DE COMPONENTES HARMÔNICAS

A transformada discreta de Fourier — DFT tem sido o método mais utilizado para estimar fasores em condição de regime permanente devido a sua simplicidade de implementação e baixo custo computacional. Porém, a precisão da DFT é dependente da frequência do sistema. Quando a frequência do sistema deixa de ser múltiplo da frequência de aquisição, ocorrem erros de estimação devido ao vazamento espectral (PHADKE; THORP; ADAMIAK, 1983).

Para ilustrar o fenômeno de vazamento espectral, em (RELJIN; RELJIN; PAPIC, 2007) é apresentado o sinal bitonal:

$$x(t) = X_1 \cos(2\pi f_1 t) + X_2 \cos(2\pi f_2 t) \quad (4.4)$$

com $X_1 = 1$, $X_2 = 0,5$ e $f_1 = f_2$ uniformemente amostrado com N amostras em um intervalo de observação. O intervalo de observação é definido como uma janela retangular, descrita por:

$$w(n) = r(n) = 1 \quad n = 0, 1, 2, \dots, N - 1 \quad (4.5)$$

A DFT de uma janela retangular é dada por:

$$W(n) = R(h) = \frac{\text{sen}(h\pi)}{\text{sen}(h\pi/N)} e^{-j \frac{N-1}{N} h\pi}, \quad h = 0, 1, 2, \dots, N - 1 \quad (4.6)$$

Considerando uma amostragem coerente, ou seja, com um número inteiro $L = 2$ ciclos no intervalo de observação, o espectro de amplitude do sinal amostrado $x(n)$ com a função de janelamento $r(n)$ aplicada possui a forma mostrada na Figura 22. O espectro consiste em duas raias correspondentes às componentes harmônicas $X_1 = 1$

e $X_2 = 0,5$ localizados nas posições $h_1 = L = 2$ e $h_2 = 2L = 4$, respectivamente. As curvas que caracterizam os envelopes dos termos $X_1|R(h-h_1)|$ e $X_2|R(h-h_2)|$ também foram desenhadas para mostrar a influência do janelamento. É possível observar que as estimativas das componentes harmônicas são muito acuradas.

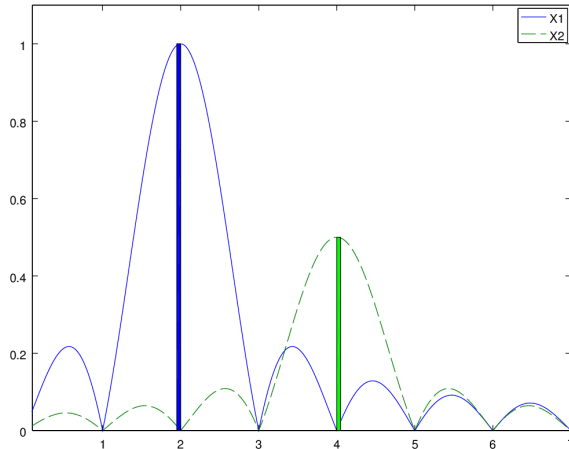


Figura 22: Espectro de amplitude de um sinal bitonal com amostragem coerente.

Para um mesmo sinal bitonal, considerando uma amostragem não coerente, com $L = 2,2$ ciclos no intervalo de observação, o espectro de amplitude do sinal amostrado $x(n)$ com a função de janelamento $r(n)$ aplicada possui a forma mostrada na Figura 23. Nesse caso, as componentes harmônicas localizar-se-iam nas posições $h_1 = L = 2,2$ e $h_2 = 2L = 4,4$, respectivamente. Entretanto, como a DFT de um sinal só é definida em valores inteiros de raios de frequência, cada componente harmônica do sinal é representada por um conjunto de raias com amplitudes moduladas pelo envelope da função de janelamento utilizada, no caso, uma janela retangular. Por essa razão, a estimação das componentes harmônicas torna-se inacurada.

Mesmo em sinais monotônicos, a amplitude estimada será diferente do valor real. Para esse exemplo, as amplitudes dos sinais $x_1(t)$ e $x_2(t)$ são atenuadas devido à característica não plana do lobo principal da janela utilizada. Os valores estimados são $X'_1 = 0,93$ e $X'_2 = 0,34$ ao

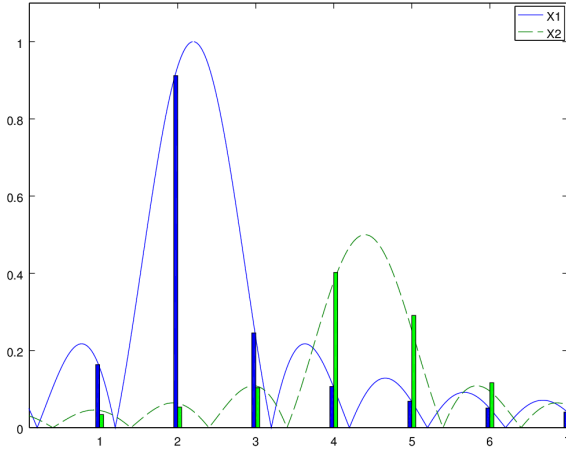


Figura 23: Espectro de amplitude de um sinal bitonal com amostragem não coerente.

invés de $X_1 = 1$ e $X_2 = 0,5$, respectivamente. Esse tipo de erro depende da posição relativa do pico da componente harmônica medida em relação ao topo não plano do lobo principal da função de janelamento e é chamado de vazamento de curto alcance (*short-range leakage*).

Adicionalmente, com exceção da janela retangular, as função de janelamento possuem a largura do lobo principal maior do que duas raias de frequência, o que implica na presença de várias linhas espectrais no lobo principal. Em sinais multi-tonais, essa característica pode produzir um efeito de mascaramento onde componentes harmônicas próximas não podem ser distinguidas. Esse efeito é chamado de vazamento de médio alcance (*medium-range leakage*).

Por último, quando a amostragem não é coerente, todas as raias contribuem para o resultado estimado conforme a amplitude dos lobos laterais. Esse tipo de erro é conhecido por vazamento de longo alcance (*long-range leakage*).

Vários métodos de estimação de harmônicas foram propostos na literatura com o objetivo de mitigar os erros de estimação. Conforme (CHEN; CHEN, 2014), os métodos de estimação de harmônicas podem ser classificados em 2 grupos, como ilustrado na Figura 24, quanto a frequência de amostragem do sistema de aquisição de dados que pode

ser variável ou fixa.

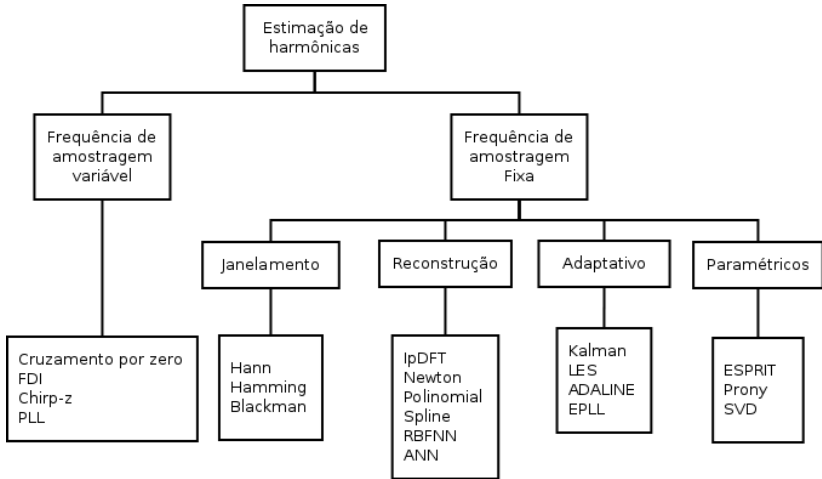


Figura 24: Classificação dos métodos de estimação de harmônicas.

Os métodos com frequência de amostragem fixa podem ser classificados em 4 subgrupos:

- janelamento;
- reconstrução;
- adaptativos; e
- paramétricos.

4.2.1 Frequência de amostragem variável

Relés de proteção utilizam sistemas de aquisição de dados com frequência de amostragem variável para minimizar o erro no cálculo de fasores quando o sistema opera fora da frequência nominal. O sistema calcula a frequência de operação do sistema de potência f_{sys} e utiliza um múltiplo inteiro dessa frequência como frequência de amostragem F_s (BENMOUYAL; SCHWEITZER E.O.; GUZMAN, 2004), como ilustrado na Figura 25.

Com essa abordagem o erro de estimação do fasor depende da qualidade do cálculo da frequência.

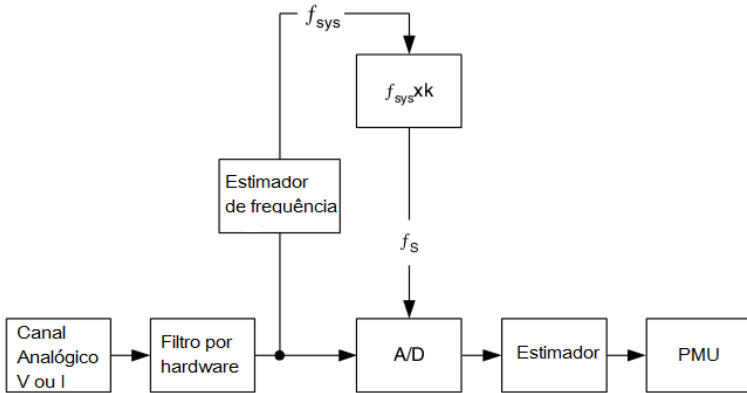


Figura 25: Sistema de aquisição com frequência de amostragem variável.

A desvantagem dessa abordagem é a falta de uma referência absoluta de tempo, visto que o sistema de aquisição não está sincronizado com uma fonte de tempo absoluto, como o sistema GPS. Várias soluções foram propostas como, por exemplo, desacoplar o cálculo da magnitude e fase utilizando a magnitude calculada a partir do sistema de aquisição com amostragem variável e a fase a partir de um sistema de aquisição com amostragem fixa sincronizada a uma fonte de tempo absoluto (BENMOUYAL; SCHWEITZER E.O.; GUZMAN, 2004), a detecção do cruzamento por zero da forma de onda em relação a uma fonte de tempo absoluto (CHEN; TIMORABADI; DAWSON, 2005) (KASZTENNY; PREMERLANI; ADAMIAC, 2008), e o cálculo da integral de convolução de uma onda sincronizada (ZHANG et al., 2011).

4.2.2 Frequência de amostragem fixa

Em sistemas de aquisição de dados com frequência de amostragem fixa, o intervalo de amostragem é fixo e disciplinado por uma fonte de tempo absoluto, como o sistema GPS, garantindo que as amostras estejam sincronizadas e em fase com a virada do segundo.

4.2.2.1 Janelamento

Uma comparação abrangente entre várias técnicas de janelamento como Hann, Hamming, Blackman e etc., utilizadas para mitigar o problema de vazamento espectral pode ser vista em (HARRIS, 1978). Funções de janelamento são funções de ponderação aplicadas ao sinal medido para reduzir o vazamento espectral associado às descontinuidades nas bordas dos intervalos de observação. A maneira mais simples de reduzir as descontinuidades é reduzir suavemente o sinal para zero nos extremos dos intervalos de observação.

4.2.2.2 Reconstrução

Nos métodos de reconstrução, o sinal medido é alterado para compatibilizá-lo com a frequência nominal. Vários métodos podem ser utilizados, como por exemplo, interpolação do sinal utilizando técnicas como método de Newton, polinomial, Spline e etc. (AKKE; THORP, 2010). Após a compatibilização do sinal, o fasor é estimado utilizando DFT.

4.2.2.3 Métodos adaptativos

Métodos adaptativos utilizam a frequência do sistema estimada a partir dos dados medidos para ajustar os coeficientes dos algoritmos de estimação de fasores, como mostrado na Figura 26. Como métodos adaptativos, pode-se citar filtro de Kalman (BITMEAD; TSOI; PARKER, 1986), filtro LES (DAS; SIDHU, 2013), ADALINE (DASH et al., 1996) e etc..

4.2.2.4 Métodos paramétricos

Métodos paramétricos, como Estimação de Parâmetros de Sinus via Técnicas de Invariância Rotacional — SPRIT (*estimation of signal parameters via rotational invariance technique*) (JAIN; SINGH, 2012), Prony (CHANG; CHEN, 2010), decomposição em valores singulares - SVD (*singular value decomposition*) (OSOWSKI, 1994), etc., pressupõem um conhecimento prévio sobre o sinal analisado, onde se estima os parâmetros de um modelo selecionado e substitui-se os valores esti-

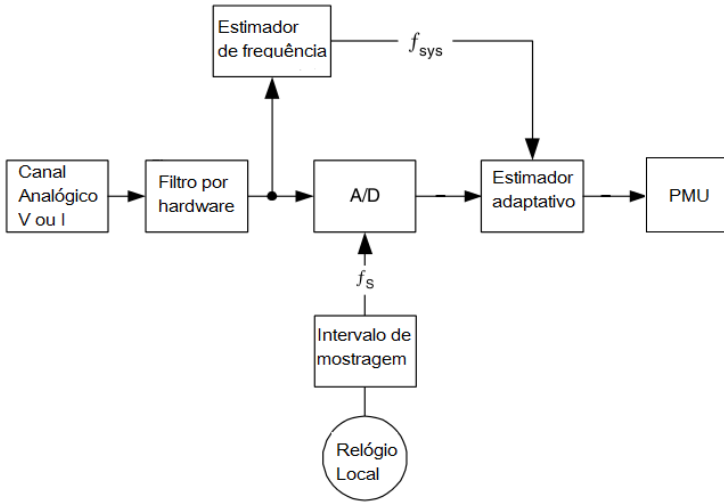


Figura 26: Sistema de aquisição com amostragem fixa.

mados na expressão do sinal.

4.3 MÉTODOS SELECIONADOS

Como critérios de seleção utilizados para os métodos de estimação de harmônicas, observou-se a facilidade de implementação, o custo computacional e a acurácia.

Entre os métodos apresentados, os métodos baseados em sistema de aquisição com frequência de amostragem fixa possuem como vantagem a simplicidade da implementação do sincronismo temporal. Utiliza-se um sinal de pulso sincronizado com a virada do segundo UTC para disciplinar a frequência e a fase do sistema de aquisição de dados. A partir de então, sabendo qual a amostra coincide com pulso, é trivial relacionar a estampa de tempo ao fasor estimado.

No grupo de métodos baseados em sistema de aquisição com frequência de amostragem fixa, entre os métodos baseados em reconstrução, encontra-se a transformada discreta de Fourier interpolada — IpDFT. Baseada na transformada de Fourier, técnica muito estudada, possui uma etapa de minimização de erro utilizando funções de janelamento.

Representando a classe de métodos adaptativos, os métodos baseados em filtro mínimo erro quadrático e filtro de Kalman possuem como características estabilidade, convergência e acurácia

Métodos baseados em janelamento apresentam boa seletividade e baixo custo computacional, entretanto não possuem boas características para estimação fora da frequência nominal. Podem ser utilizadas em conjunto com outros métodos, como no caso da IpDFT.

Não foram selecionados métodos paramétricos pois, apesar das várias características vantajosas, os custos computacionais são proibitivos para a implementação de aplicações em tempo real utilizando a tecnologia disponível atualmente.

Também não foram utilizados métodos com frequência de amostragem variável devido à complexidade para se resolver as questões relacionadas ao sincronismo temporal.

Foram selecionados os seguintes métodos de estimação de componentes harmônicas para comparação:

- Transformada discreta de Fourier interpolada;
- Filtro mínimo erro quadrático;
- Filtro de Kalman.

4.3.1 Transformada discreta de Fourier interpolada

Considere o sinal senoidal definido pela equação 4.7 onde A é a amplitude do sinal, f_0 é a frequência nominal e ϕ é o ângulo de fase em radianos.

$$x(t) = A \cos(2\pi f_0 t + \phi) \quad (4.7)$$

Se a forma de onda 4.7 é amostrada à frequência $F_s = N f_0$, com $N > 2$ para atender o teorema de Nyquist, o sinal digitalizado pode ser representado pela equação 4.8.

$$x_n = A \cos\left(2\pi \frac{f_0}{F_s} n + \phi\right), \quad n = 0, 1, 2, \dots, N-1 \quad (4.8)$$

É importante notar que o valor real da frequência é diferente da frequência nominal e que o número de ciclos ν observados da forma de onda pode ser escrito como $\nu = l(1 + \xi)$, onde l é um número inteiro e ξ representa a parte fracionária da diferença da frequência. A parte fracionária do número de ciclos amostrado é dado por $\delta = l\xi$.

O sinal real definido em 4.8 pode ser representado pela soma de dois sinais complexos (DUDA; ZIELINSKI, 2013) conforme descrito em 4.9, onde $\omega = 2\pi f_0 / F_s$.

$$x_n = \frac{A}{2} e^{j(\omega n + \phi)} + \frac{A}{2} e^{-j(\omega n + \phi)} \quad (4.9)$$

A DFT é definida como mostrado na equação 4.10.

$$X_k = \sum_{n=0}^{N-1} x_n e^{-j \frac{2\pi}{N} kn}, \quad k = 0, 1, 2, \dots, N-1 \quad (4.10)$$

Para o sinal definido em 4.8 e 4.9, a DFT é dada por:

$$X_k = \frac{A}{2} \left(e^{j\phi} \frac{1 - e^{j\omega N}}{1 - e^{j(\omega - \omega_k)}} + e^{-j\phi} \frac{1 - e^{-j\omega N}}{1 - e^{-j(\omega + \omega_k)}} \right), \quad \omega_k = (2\pi/N)k \quad (4.11)$$

É possível observar a partir de 4.11 que o espectro da DFT em 4.10 do sinal 4.8 é a soma de dois espectros: um para frequências positivas (primeiro item da soma) e um para frequências negativas (segundo item da soma). Como o sinal é de duração finita, ambos os espectros contém vazamentos espectrais que se espalham por todo o espectro.

A transformada discreta de Fourier interpolada — IpDFT (*Interpolated Discrete Fourier Transform*) é um método simples e eficiente (WU; CHIANG, 2010) no qual o vazamento espectral é compensado por meio da estimação e subtração da parte negativa do espectro. O método é baseado em dois passos: a forma de onda amostrada é multiplicada por uma função de janelamento $w(\cdot)$ e é realizado o cálculo da DFT. Na sequência a diferença em relação a frequência nominal é estimada e seus efeitos são compensados no fasor estimado. Pode ser utilizada uma janela cossenoidal generalizada (NUTTALL, 1981) definida em 4.12, onde B é o número de termos e c_b , $b = 0, 1, \dots, B - 1$ são os coeficientes da janela.

$$w(m) = \sum_{b=0}^{B-1} c_b \cos\left(\frac{2\pi b}{M} m\right) \quad (4.12)$$

A DFT do sinal janelado é dado por 4.13, onde $k = 0, 1, \dots, (M - 1)/2$.

$$\begin{aligned} X_{w_n}(k) &= \frac{\sqrt{2}}{M} \sum_{m=0}^{M-1} x_n(m) w(m) e^{-j2\pi \frac{k}{M} m} \\ &= \frac{X_n}{M\sqrt{2}} \left[W(k - \nu) e^{j\phi} + W(k + \nu) e^{-j\phi} \right] \end{aligned} \quad (4.13)$$

$W(\lambda)$ é transformada de Fourier de tempo discreto — DTFT de $w(\cdot)$ dada pela equação 4.14.

$$\begin{aligned} W(\lambda) &= \sum_{m=0}^{M-1} w(m) e^{-j2\pi \frac{\lambda}{M} m} \\ &= \text{sen}(\pi\lambda) \sum_{b=0}^{B-1} (-1)^b \frac{c_b}{2} \times \left[\frac{1}{\text{sen}\left(\frac{\pi}{M}\right)(\lambda - b)} + \frac{1}{\text{sen}\left(\frac{\pi}{M}\right)(\lambda + b)} \right] \end{aligned} \quad (4.14)$$

Para valores de $|\lambda|$ internos ao lobo principal do espectro da janela, a equação 4.14 pode ser aproximada por

$$W(\lambda) \cong \frac{M \operatorname{sen}(\pi\lambda)}{\pi} \sum_{b=0}^{B-1} (-1)^b c_b \frac{\lambda}{\lambda^2 - b^2} \quad (4.15)$$

Escolhendo uma janela cossenoidal com dois termos com ganho unitário, isso é, $c_0 + c_1 = 1$, segue que a DTFT é dada por 4.16. A janela de Hann pode ser utilizada definindo-se $c_0 = 0,5$.

$$W(\lambda) = \frac{M \operatorname{sen}(\pi\lambda)}{\pi\lambda} \frac{(2c_0 - 1)\lambda^2 - c_0}{\lambda^2 - 1} \quad (4.16)$$

Com uma estimativa da parte fracional do número de ciclos $\hat{\delta}$, a partir de 4.13 a amplitude e fase do fasor pode ser estimado por:

$$\hat{X}_n = \frac{\sqrt{2}M|X_{w_n}(l)|}{|W(-\hat{\delta})|} \quad \hat{\phi}_n = \angle X_{w_n}(l) \quad (4.17)$$

O algoritmo segue os passos descritos na Tabela 18.

Tabela 18: Algoritmo IpDFT.

<p>Calcular a DFT do sinal janelado:</p> $X_{w_n}(k) = \frac{\sqrt{2}}{M} \sum_{m=0}^{M-1} x_n(m)w(m)e^{-j2\pi \frac{k}{M}m}$
<p>Estimar a frequência e calcular $\hat{\delta}$:</p> $\hat{\delta} = f - f_0$
<p>Estimar o fasor para cada componente harmônica:</p> $\hat{X}_n = \frac{\sqrt{2}M X_{w_n}(l) }{ W(-\hat{\delta}) } \quad \hat{\phi}_n = \angle X_{w_n}(l)$

4.3.2 Filtro mínimo erro quadrático

Em (DAS; SIDHU, 2013) é proposto um algoritmo de estimação de fasores baseado no método de mínimo erro quadrático — LES (*Least Error Squares*) para o cálculo das partes reais e imaginárias do fasor. O método LES ajusta uma curva pré-definida aos valores amostrados. Os parâmetros da curva ajustada são calculados para minimizar a soma dos quadrados das diferenças entre os valores amostrados e a curva pré-definida, conforme a equação 4.18, onde Y é um vetor coluna com N valores amostrados, A é o perfil da curva pré-definida, x é um vetor coluna com os coeficientes da curva ajustada e ϵ é um vetor de resíduos ou erros.

$$Y = Ax + \epsilon \quad (4.18)$$

A matriz pseudoinversa à esquerda de A , denotada por A^+ , é uma solução de mínimos quadrados de 4.18 que minimiza o erro quadrático $\epsilon^T \epsilon$ (SACHDEV; BARIBEAU, 1979). A solução de mínimos quadrados mostrada em 4.19 existe desde que os vetores coluna de A sejam linearmente independentes.

$$\begin{aligned} x &= [A^T A]^{-1} A^T Y \\ &= A^+ Y \end{aligned} \quad (4.19)$$

O modelo de sinal utilizado para o algoritmo proposto é dado por 4.20 onde $x(t)$ é a tensão ou corrente instantânea no tempo t , τ é a constante de tempo do decaimento da componente DC, n é a ordem das componentes harmônicas, N é a ordem da mais alta componente harmônica presente no sinal, ω é a frequência fundamental do sistema, C é a magnitude da componente DC, a_n é o valor de pico da componente harmônica de ordem n e θ_n é o ângulo de fase da componente harmônica de ordem n .

$$x(t) = \left(\sum_{n=1}^N a_n \cos(n\omega t + \theta_n) \right) + C e^{-t/\tau} \quad (4.20)$$

É possível expandir $e^{-t/\tau}$ utilizando série de Taylor como mostrado na equação 4.21.

$$e^{-t/\tau} = 1 - \frac{t}{\tau} + \frac{1}{2!} \left(\frac{t}{\tau}\right)^2 - \frac{1}{3!} \left(\frac{t}{\tau}\right)^3 + \dots \quad (4.21)$$

Utilizando somente o primeiro termo da série de Taylor a equação 4.20 pode ser reescrita como:

$$x(t) = \left(\sum_{n=1}^N a_n \cos(n\omega t) \cos(\theta_n) - a_n \sin(n\omega t) \sin(\theta_n) \right) + C \quad (4.22)$$

O modelo do sinal pode ser reescrito no domínio discreto como mostrado pela equação 4.23 onde T é o período de amostragem.

$$\underbrace{\begin{bmatrix} y(0) \\ y(1) \\ \vdots \\ y(mT) \end{bmatrix}}_Y = \underbrace{\begin{bmatrix} \cos(0) & -\sin(0) & \cdots & \cos(0) & -\sin(0) & 1 \\ \cos(\omega T) & -\sin(\omega T) & \cdots & \cos(n\omega T) & -\sin(n\omega T) & 1 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \vdots \\ \cos(\omega mT) & -\sin(\omega mT) & \cdots & \cos(n\omega mT) & -\sin(n\omega mT) & 1 \end{bmatrix}}_A \underbrace{\begin{bmatrix} a_1 \cos(\theta_1) \\ a_1 \sin(\theta_1) \\ \vdots \\ a_n \cos(\theta_n) \\ a_n \sin(\theta_n) \end{bmatrix}}_C + \underbrace{\begin{bmatrix} \epsilon_0 \\ \epsilon_1 \\ \vdots \\ \epsilon_m \end{bmatrix}}_\epsilon \quad (4.23)$$

A solução para a equação 4.23 utilizando o método de mínimo erro quadrático pode ser encontrada utilizando 4.18 dado que as colunas de A são linearmente independentes.

Deve-se notar que a matriz A depende do valor atual da frequência a qual, em sistemas elétricos de potência, é diferente do valor nominal do sistema mesmo em regime permanente. É importante utilizar uma estimativa acurada da frequência para o cálculo do filtro LES.

O algoritmo iterativo proposto é detalhado pelos passos descritos na Tabela 19.

4.3.3 Filtro de Kalman

Em (HOSTETTER, 1980) é apresentada a técnica de observadores espectrais para a estimação das componentes harmônicas de um sinal amostrado periódico. A técnica considera o modelo de um sinal como descrito pela equação 4.24, amostrado com período T e com $2N + 1$ amostras por período onde z_k é o sinal medido; $c_k^l, l = 1, 2, \dots, N$ e $s_k^l, l = 1, 2, \dots, N$ são funções lentamente variantes com o tempo; e v_k

Tabela 19: Algoritmo filtro LES.

Utilizar valor estimado da frequência atual para determinar os parâmetros do filtro LES:
$A = \begin{bmatrix} \cos(0) & -\text{sen}(0) & \cdots & \cos(0) & -\text{sen}(0) & 1 \\ \cos(\omega T) & -\text{sen}(\omega T) & \cdots & \cos(n\omega T) & -\text{sen}(n\omega T) & 1 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \vdots \\ \cos(\omega m T) & -\text{sen}(\omega m T) & \cdots & \cos(n\omega m T) & -\text{sen}(n\omega m T) & 1 \end{bmatrix}$
Estimar as partes reais e imaginárias das componentes harmônicas: $x = A^+ Y$
Estimar o valor da frequência fundamental. Se a diferença entre a frequência utilizada no primeiro passo e a nova frequência estimada estiver dentro do intervalo de tolerância, ou se o número máximo de iterações for atingido, finaliza-se a iteração. Caso contrário inicia-se uma nova iteração.

é um ruído branco com média zero estacionário; deseja-se estimar os valores de c_k^l e s_k^l .

$$z_k = c_k^0 + \sum_{l=1}^N \left(c_k^l \cos\left(\frac{l2\pi k}{2N+1}\right) + s_k^l \text{sen}\left(\frac{l2\pi k}{2N+1}\right) \right) + v_k \quad (4.24)$$

Inicialmente considera-se c_k^l e s_k^l funções constantes no tempo, ou seja, $c_k^l = c^l$, $s_k^l = s^l$ e $v_k = 0$.

Considere a equação de variáveis de estado determinística e invariante no tempo para um sinal estritamente periódico com amostras z_k , $2N+1$ amostras por período.

$$\begin{aligned} x_{k+1} &= F x_k \\ z_k &= H^T x_k \end{aligned} \quad (4.25)$$

Onde, para $\theta = 2\pi/(2N+1)$:

$$F = \left\{ \text{bloco diagonal} \left[\begin{array}{cc} \cos l\theta & \text{sen} l\theta \\ -\text{sen} l\theta & \cos l\theta \end{array} \right]; l = 1, \dots, N \right\} \oplus 1 \quad (4.26)$$

$$H^T = [1 \quad 0 \quad 1 \quad 0 \quad \cdots \quad 1 \quad 0 \quad 1] \quad (4.27)$$

Essa equação é equivalente à representação por variáveis de estado onde N componentes harmônicas de z_k relacionam-se à variável de estado x_k com $(2N + 1)$ dimensões por:

$$x_k = \begin{bmatrix} c^1 \cos k\theta + s^1 \operatorname{sen} k\theta \\ -c^1 \operatorname{sen} k\theta + s^1 \cos k\theta \\ c^2 \cos 2k\theta + s^2 \operatorname{sen} 2k\theta \\ -c^2 \operatorname{sen} 2k\theta + s^2 \cos 2k\theta \\ \vdots \\ c^N \cos Nk\theta + s^N \operatorname{sen} Nk\theta \\ -c^N \operatorname{sen} Nk\theta + s^N \cos Nk\theta \\ c^0 \end{bmatrix} \quad (4.28)$$

A magnitude e a fase da l -ésima componente harmônica são dadas por, respectivamente:

$$\begin{aligned} m^l &= \sqrt{(c^l \cos lk\theta + s^l \operatorname{sen} lk\theta)^2 + (-c^l \operatorname{sen} lk\theta + s^l \cos lk\theta)^2} \\ &= \sqrt{(c^l)^2 + (s^l)^2} \end{aligned} \quad (4.29)$$

$$\begin{aligned} \phi^l &= \arctan \left(\frac{-c^l \operatorname{sen} lk\theta + s^l \cos lk\theta}{c^l \cos lk\theta + s^l \operatorname{sen} lk\theta} \right) \\ &= \arctan \left(\frac{s^l}{c^l} \right) \end{aligned} \quad (4.30)$$

onde $l = 1, 2, \dots, N$. O valor do vetor de estado x_k em qualquer tempo k em particular determina as componentes harmônicas em qualquer outro tempo visto que F na equação 4.25 é inversível.

O problema de estimar o estado atual de um modelo de espaço de estados a partir de medidas de entradas e saídas é bem conhecido pela teoria de controle de sistemas lineares (FRANKLIN; EMAMI-NAEINI; POWELL, 1993) e baseia-se na construção de um estimador de estados:

$$\hat{x}_{k+1} = (F - MH^T)\hat{x}_k + Mz_k \quad (4.31)$$

onde M é o vetor ganho do estimador. A estimativa do estado \hat{x}_k con-

verge para x_k geometricamente conforme os autovalores de $F - MH^T$ e, como o par (F, H) é completamente observável, os autovalores podem ser arbitrariamente posicionados no plano complexo escolhendo-se M adequadamente.

M é determinado de forma a definir um observador de resposta mínima (*dead-beat*) posicionando os autovalores de $F - MH^T$ na origem, conforme mostrado pela equação 4.32 (BITMEAD, 1982). Para esse observador, \hat{x}_k converge para x_k em exatamente $2N + 1$ passos e produz exatamente os $2N + 1$ componentes da DFT. O observador é equivalente a passar o sinal amostrado z_k através de um banco de filtros FIR e também é equivalente a calcular uma DFT com janela deslizante.

$$M^T = \frac{2}{2N+1} \left[\cos \frac{2N2\pi}{2N+1}, \text{sen} \frac{2N2\pi}{2N+1}, \dots, \cos \frac{2N^2\pi}{2N+1}, \text{sen} \frac{2N^2\pi}{2N+1}, \frac{1}{2} \right] \quad (4.32)$$

O método possui bom desempenho para sinais quase periódicos variantes no tempo devido à sua característica de filtro digital FIR, ou seja, possui memória finita. Entretanto, para modelos de sinais como da equação 4.24 que possuem ruídos aditivos de medição, a taxa de convergência rápida implica em baixa rejeição de ruídos. Inversamente, taxa de convergência lenta implica em alta rejeição de ruídos, mas piora as características de rastreamento de variações temporais das componentes harmônicas. Portanto é vantajoso utilizar métodos que permitam balancear esses dois objetivos antagônicos. A equação característica da matriz F da equação 4.25 é $\lambda^{2N+1} - 1 = 0$, ou seja, todos os autovalores de F estão igualmente espaçados no círculo unitário. A equação característica da equação $F - MH^T$ é $\lambda^{2N+1} = 0$, visto que todos os pólos do observador foram deslocados para $\lambda = 0$. Um compromisso entre esse dois observadores extremos, marginalmente estável e resposta mínima, pode ser obtido posicionando os pólos igualmente espaçados em um círculo de raio $\kappa < 1$. Isso é, M deve ser arbitrado tal que:

$$\det(\lambda I - F + MH^T) = \lambda^{2N-1} - \kappa^{2N+1} \quad (4.33)$$

Informações sobre a variância do ruído e a variação temporal do sinal podem ser utilizadas para selecionar o parâmetro κ com o objetivo de balancear o nível de rejeição de ruídos e a taxa de convergência.

Entretanto o posicionamento dos pólos é feita de forma arbitrária e, portanto, existem abordagens melhores baseadas na estimação de estados ótima sob presença de ruídos de medição como filtros de Kalman.

Considere as medições do sinal z_k gerados pelo modelo de sinal:

$$\begin{aligned}x_{k+1} &= Fx_k + Gw_k \\z_k &= H^T x_k + v_k\end{aligned}\tag{4.34}$$

onde w_k e v_k são processos de ruído branco gaussiano que satisfazem:

$$E \left(\begin{bmatrix} w_k \\ v_k \end{bmatrix} \begin{bmatrix} w_l^T & v_l^T \end{bmatrix} \right) = \begin{bmatrix} Q\delta_{kl} & 0 \\ 0 & R\delta_{kl} \end{bmatrix}\tag{4.35}$$

onde $Q \geq 0$, $R > 0$ e o estado inicial x_0 é uma variável aleatória Gaussiana com média \bar{x}_0 e covariância $P_0 \geq 0$. O problema de filtragem ótima busca estimar o estado x_k utilizando medições z_k tal que $E|x_k - \hat{x}_{k/k-1}|^2$ é mínimo, onde $\hat{x}_{k/k-1}$ representa a estimativa de x_k dado $\{z_i : i = 0, \dots, k-1\}$. A solução é o filtro de Kalman.

$$\hat{x}_{k+1/k} = (F - K_k H^T) \hat{x}_{k/k-1} + K_k z_k, \quad \hat{x}_{0/-1} = \hat{x}_0\tag{4.36}$$

$$K_k = F \Sigma_{k/k-1} H (H^T \Sigma_{k/k-1} H + R)^{-1}\tag{4.37}$$

$$\Sigma_{k+1/k} = F [\Sigma_{k/k-1} - \Sigma_{k/k-1} H (H^T \Sigma_{k/k-1} H + R)^{-1} H^T \Sigma_{k/k-1}] F^T + G Q G^T\tag{4.38}$$

$$\Sigma_{0/-1} = P_0\tag{4.39}$$

A estimativa ótima $\hat{x}_{k/k}$ de x_k dada a informação de até z_k inclusive, é dada por:

$$\begin{aligned}\bar{K}_k &= \Sigma_{k/k-1} H (H^T \Sigma_{k/k-1} H + R)^{-1} \\ \hat{x}_{k/k} &= (I - \bar{K}_k H^T) \hat{x}_{k/k-1} + \bar{K}_k z_k\end{aligned}\tag{4.40}$$

É possível notar que o filtro de Kalman é um sistema variante no

tempo e que a implementação via 4.36 é idêntica ao observador 4.31, exceto pelo vetor de ganho M invariante no tempo substituído por K_k variante no tempo calculado por 4.37 - 4.39. Essa variação no tempo é resultado das condições iniciais. O requisito de otimalidade em cada instante de tempo e um filtro invariante no tempo pode ser derivado tanto deixando o tempo k tender ao infinito quanto selecionando $\bar{x}_0 = 0$ e $\bar{\Sigma}_{0/-1}$ igual à solução da equação de Riccati de regime permanente 4.41.

$$\bar{\Sigma} = F[\bar{\Sigma} - \bar{\Sigma}H(H^T\bar{\Sigma}H + R)^{-1}H^T\bar{\Sigma}]F^T + GQG^T \quad (4.41)$$

Nesse caso K_k torna-se fixo e o filtro de Kalman é um observador invariante no tempo cuja matriz ganho é escolhida para satisfazer a condição de otimalidade da estimação de estado.

No modelo do sinal mostrado em 4.34, com F e H definidos por 4.26 e 4.27, (w_k, v_k) satisfazendo 4.35 com Q e R não singulares e G escolhido tal que $[F, G]$ é completamente controlável ($G = I$, por exemplo), o objetivo da adição do ruído no estado é perturbar o estado x_k prevenindo que o mesmo seja deterministicamente previsível e, desse modo, forçando o estimador de estado a não se dissociar assintoticamente das medições. Como $[F, G]$ é completamente controlável, $\bar{\Sigma}$ deve ser definida positiva e $F - KH^T$ resultante deve ser exponencialmente estável. Alternativamente, pode-se restringir a matriz $\Sigma_{k/k-1}$ para ser definida positiva. Para tanto atribui-se $\bar{\Sigma} = P$ para uma matriz definida positiva P e calcula-se K a partir de 4.37.

$$\begin{aligned} K &= F\bar{\Sigma}H(H^T\bar{\Sigma}H + R)^{-1} \\ &= FPH(H^T PH + R)^{-1} \end{aligned} \quad (4.42)$$

É possível construir um filtro estável dado por 4.43, com K dado por 4.42, escolhendo $P = \epsilon I$ para algum ϵ . Esse é o filtro de Kalman invariante no tempo parametrizado por ϵ (BITMEAD; TSOI; PARKER, 1986).

$$\hat{x}_{k+1/k} = [F - KH^T]\hat{x}_{k/k-1} + Kz_k \quad (4.43)$$

As estimativas $\hat{x}_{k+1/k}$ são calculadas recursivamente, à medida em que vão se tornando disponíveis as observações z_k . As estimativas podem ser calculadas através dos passos descritos na Tabela 20.

Tabela 20: Algoritmo filtro de Kalman.

<p>Estimar $\hat{x}_{k+1/k}$:</p> $\hat{x}_{k+1/k} = [F - KH^T]\hat{x}_{k/k-1} + Kz_k$
<p>Estimar magnitudes e fases:</p> $m^l = \sqrt{(c^l)^2 + (s^l)^2} \quad \phi^l = \arctan\left(\frac{s^l}{c^l}\right)$
<p>Estimar a frequência e atualizar F:</p> $F = \left\{ \text{bloco diagonal} \begin{bmatrix} \cos l\theta & \text{sen} l\theta \\ -\text{sen} l\theta & \cos l\theta \end{bmatrix}; l = 1, \dots, N \right\} \oplus 1$
<p>atualizar ganho K:</p> $K = FPH(H^T PH + R)^{-1}$

5 RESULTADOS

Neste capítulo são descritos a implementação computacional realizada para caracterizar o desempenho dos algoritmos de estimação de componentes harmônicas selecionados, os critérios de comparação utilizados e os resultados obtidos.

5.1 IMPLEMENTAÇÃO COMPUTACIONAL

Os algoritmos de estimação de fasores de componentes harmônicas utilizando transformada discreta de Fourier interpolada — IpDFT (*Interpolated Discrete Fourier Transform*), filtro de mínimo erro quadrático — LES (*Least Error Squared*) e filtro de Kalman invariante no tempo foram implementados utilizando a linguagem de programação C. A linguagem C foi escolhida por ser uma linguagem de propósito geral muito utilizada no desenvolvimento de sistemas embarcados. Sua origem está associada às origens do sistema operacional Unix, tendo sido criada com o objetivo de facilitar a portabilidade do mesmo para várias arquiteturas de computador. Outra característica importante da linguagem de programação C é a disponibilidade de várias bibliotecas de funções, incluindo bibliotecas de funções matemáticas como, por exemplo, a biblioteca FFTW (FRIGO; JOHNSON, 2005) para o cálculo da FFT.

Como ambiente de desenvolvimento foi utilizado o sistema operacional livre GNU/Linux Debian. Para a implementação foram utilizados o compilador GNU GCC, GNU Make, o editor Emacs e o sistema de controle de versão Git. Para a automatização da geração dos dados foi utilizada a linguagem de extensão Bash. Para a análise dos dados foi utilizada a linguagem Octave.

Cada algoritmo foi implementado como um programa em modo texto que recebe como parâmetro o nome de um arquivo texto contendo os valores de uma forma de onda utilizados para o cálculo dos fasores de componentes harmônicas, como mostrado na Tabela 21.

Os dados deste arquivo representam os dados fornecidos por um sistema de aquisição de dados de um dispositivo eletrônico inteligente — IED, como o de um relé de proteção ou de um registrador digital de perturbação.

Após o cálculo dos fasores, os valores em formato tabular são escritos em uma saída padrão. As duas primeiras colunas contém os

Tabela 21: Arquivo de forma de onda.

1.411407438241e+00
1.417459119859e+00
1.391166125965e+00
1.378303789804e+00
...

valores estimados de frequência e ROCOF. As colunas subsequentes contém a magnitude e fase dos fasores das componentes harmônicas da componente DC até a componente de ordem 50. Cada linha contém os dados necessário para montar um quadro para transmissão, como mostrado na Tabela 22.

Tabela 22: Arquivo de valores estimados em formato tabular.

60.000000	+0.600463	+0.000000	+0.000000	+1.000000	+0.000000	...
60.000000	+0.000000	+0.000000	+0.000000	+1.000000	+0.000000	...
60.000000	+0.000000	+0.000000	+0.000000	+1.000000	+0.000000	...
60.000000	+0.000000	+0.000000	+0.000000	+1.000000	+0.000000	...
60.000000	+0.000000	+0.000000	+0.000000	+1.000000	+0.000000	...
...

Os algoritmos foram parametrizados de forma a atender o teorema de Nyquist ao estimar até a 50^a harmônica, conforme requerido pelas normas de qualidade. Para tanto é necessário uma frequência de aquisição de pelo menos 100 pontos por ciclo, ou seja, 5000 Hz para frequência fundamental de 50 Hz e 6000 Hz para frequência fundamental de 60 Hz. Utilizou-se 128 pontos por ciclos por ser a potência inteira de base dois imediatamente superior a 100, valor que permite utilizar a transformada rápida de Fourier — FFT (*Fast Fourier Transform*) de forma eficiente. Este também é um valor comum em sistemas de aquisição utilizados em relés de proteção e registradores digitais de perturbação.

Para cada teste realizado foi criado um programa para gerar o arquivo de forma de onda e o arquivo com valores de referência com o mesmo formato gerado pelos programas estimadores.

A partir dos arquivos de referência e do arquivo de valores estimados, um terceiro programa realiza o cálculo de FE, RFE, e TVE, gerando um arquivo em formato tabular com os valores de FE, RFE e TVE para as componentes harmônicas, da componente DC até a componente de ordem 50. Esse arquivo é utilizado, então, para análise dos

resultados com auxílio do aplicativo Octave.

O fluxo do processo é ilustrado pelo fluxograma na Figura 27.

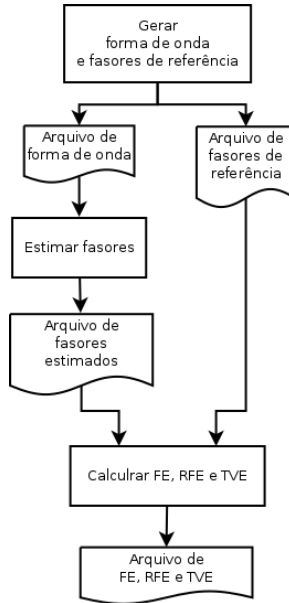


Figura 27: Fluxograma de execução de teste.

5.2 CRITÉRIOS DE COMPARAÇÃO

Como critérios de comparação entre os algoritmos implementados foram utilizados os testes descritos na Norma IEEE Std C37.118.1 (IEEE, 2011b) considerando as alterações da Norma IEEE Std C37.118.1a-2014 (IEEE, 2014b). Para esse trabalho foram considerados somente os testes de conformidade de desempenho em regime permanente, listados a seguir:

- intervalo de frequência;
- magnitude do sinal;
- variação de fase;
- distorção harmônica; e

- interferência fora da banda.

A avaliação do desempenho foi feita em relação ao TVE das componentes harmônicas até a 50ª ordem, utilizando a definição estendida descrita anteriormente pela equação 4.3. Para tanto, aos sinais utilizados nos testes, foram adicionados componentes harmônicas até a 50ª ordem com magnitudes de 10% da componente fundamental e fases distribuídas igualmente pelo ciclo trigonométrico. Todos os testes foram realizados utilizando frequência nominal de 60 Hz e taxa de transmissão de 60 fasores por segundo.

5.3 INTERVALO DE FREQUÊNCIA

O teste de intervalo de frequência em regime permanente é realizado através da aplicação sequencial de uma série de sinais em regime permanente, ou seja, magnitude e frequência são mantidas constantes, durante 5 segundos. A série de sinais tem sua frequência alterada em incrementos de 0,1 Hz através da banda passante definida pela Norma IEEE C37.118.1 (IEEE, 2011b). A banda passante inicia em f_0 menos 2 Hz até f_0 mais 2 Hz para classe P. Para classe M, a banda passante é relativa a taxa de transmissão utilizada e inicia em f_0 menos o mínimo entre $F_s/5$ ou 5 Hz até f_0 mais o mínimo entre $F_s/5$ ou 5 Hz (ver Tabela 9). Para o teste, considerando $F_s = 60$, utilizou-se a banda para classe M, de 55 Hz a 60 Hz. A Norma IEEE Std C37.118.1-2011 define o limite em 1% para o TVE.

Para o teste de intervalo de frequência com componentes harmônicas, foi utilizado um sinal definido pela equação 5.1, onde $H = 50$ e $N = 128$ para um ciclo.

$$x_n = X_0 + \sum_{h=1}^H X_h \cos(2\pi h f_1 \frac{n}{F_s} + \phi_h) \quad n = 0, 1, \dots, N \quad (5.1)$$

O sinal é composto por um componente DC nulo, ou seja, $X_0 = 0$, componente fundamental com amplitude $X_1 = \sqrt{2}$ e uma série finita de componentes harmônicas com amplitudes iguais $X_h = 0,1X_1$. As fases das componentes harmônicas são dadas por $\phi_h = 2\pi h/H$ para $1 \leq h \leq 50$. A forma de onda do sinal de teste é ilustrada na Figura 28.

O gráfico ilustrado na Figura 29 apresenta os valores máximos de TVE obtidos para as componentes harmônicas de até 50ª ordem para o intervalo de frequência de 55 Hz a 65 Hz estimados pela transformada discreta de Fourier interpolada — IpDFT, utilizando uma janela de

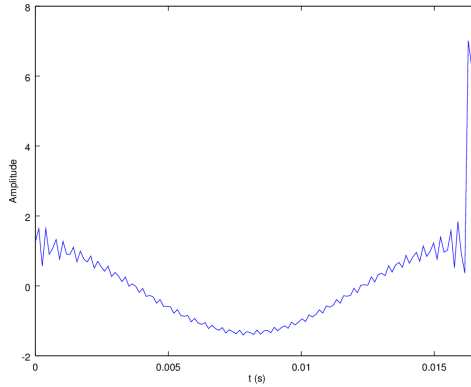


Figura 28: Sinal com componentes harmônicas.

observação de 4 ciclos durante um intervalo de 5 segundos. O gráfico da Figura 30 mostra de forma mais detalhada os valores de TVE para as componentes harmônicas de ordem 1, 2, 3, 9, 15, 27 e 45.

Uma janela de observação de 4 ciclos foi selecionada para atender o seguinte critério de seletividade. Para distinguir duas componentes harmônicas separadas por uma frequência Δf é necessário que os lobos principais de cada componente não se sobreponham. É necessário que o comprimento do lobo principal — *MLBW* (*mainlobe bandwidth*) seja menor ou igual a Δf , ou seja, $MLBW \leq \Delta f$. Considerando que o comprimento do lobo principal é dado por:

$$MLBW = K \frac{F_s}{M} \quad (5.2)$$

onde K é o comprimento em raias de frequência do lobo principal da função de janelamento aplicada, F_s é a frequência de aquisição, M é o número de amostras da janela de observação, então:

$$M \geq K \frac{F_s}{\Delta f} \quad (5.3)$$

Se Δf é a diferença entre duas componentes harmônicas adjacentes de uma frequência fundamental f_1 , então $\Delta f = f_{h+1} - f_h = f_1$. Sabendo que a frequência de aquisição é dada por $F_s = N f_1$, onde N é o número

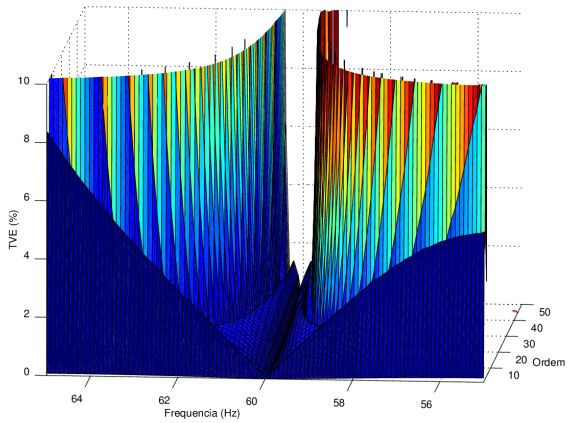


Figura 29: TVE de componentes harmônicas - Algoritmo IpDFT.

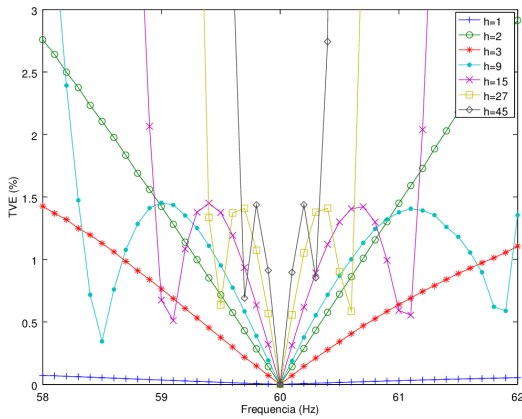


Figura 30: TVE componentes harmônicas - IpDFT.

de amostras por ciclo, então:

$$M \geq K \frac{F_s}{f_1} = KN \quad (5.4)$$

Portanto, para a janela de Hann que possui comprimento do lobo principal $K = 4$, o tamanho mínimo da janela de observação deve ser de 4 ciclos.

É possível observar nas Figuras 29 e 30 que o tamanho mínimo do lobo principal é adequado para a estimação da componente harmônica fundamental, evitando o efeito de mascaramento do vazamento espectral de médio alcance. Adicionalmente, a etapa de interpolação do algoritmo compensa o efeito de atenuação do vazamento espectral de curto alcance, resultando em valores de TVE abaixo de 0,08% para toda faixa de frequência entre 55 Hz e 65 Hz. Entretanto é possível observar na Figura 30 a influência do vazamento espectral de longo alcance nas componentes harmônicas de segunda e terceira ordem. A resposta dos lobos laterais da componente harmônica fundamental, cuja amplitude, nesse caso, é 10 vezes maior que as demais componentes harmônicas, se sobrepõe à resposta dos lobos principais dos componentes de segunda e terceira ordem. A partir da componente harmônica de quarta ordem, o efeito deixa de ser observado devido à característica de atenuação dos lobos laterais que diminuem assintoticamente.

Também pode-se notar na Figura 30 que o TVE das componentes harmônicas de ordem maior que dois aumenta para valores de frequência maiores que $MLBW/2h$, onde h é a ordem da componente harmônica observada. Isso ocorre porque, como visto anteriormente, os valores de $|\lambda|$ para a equação 4.14 devem ser internos ao lobo principal do espectro da janela. Essa restrição limita a faixa de frequência em que as componentes harmônicas podem ser estimadas.

Portanto há um conflito entre as características desejáveis para a função de janelamento. A habilidade de distinguir duas componentes harmônicas adjacentes aumenta conforme o tamanho da janela de observação aumenta e o comprimento do lobo principal da janela diminui. Entretanto, conforme o comprimento do lobo principal diminui, a energia da janela se espalha pelos lobos laterais, diminuindo a acurácia da estimação das demais componentes harmônicas. Também, conforme o comprimento do lobo principal diminui, a faixa de frequência em que as componentes harmônicas podem ser estimadas diminui.

Já os algoritmos que utilizam filtro de mínimo erro quadrático — LES, e filtro de Kalman possuem TVE abaixo de 0,01%, como ilustrado nas Figuras 31 e 32 que mostram as componentes harmônicas de ordem

1, 2, 3, 9, 15, 27 e 45, para os algoritmos filtro LES e filtro de Kalman, respectivamente.

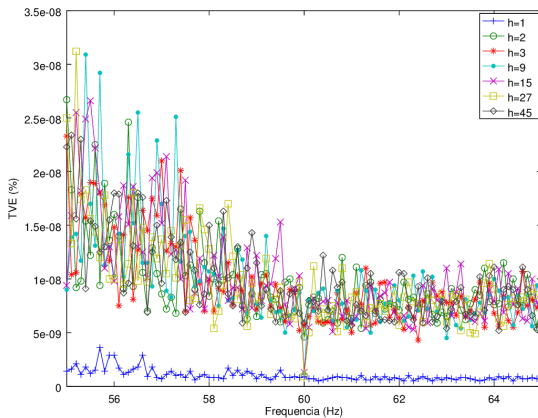


Figura 31: TVE de componentes harmônicas - Algoritmo LES.

A acurácia dos dois algoritmos se deve a sua característica adaptativa, ou seja, a atualização dos parâmetros dos filtros conforme a estimativa da frequência real do sistema é atualizada. Entretanto, o cálculo em tempo real dos parâmetros dos filtros (a matriz A da equação 4.23 para o filtro LES e a matriz F da equação 4.26 para o filtro de Kalman) é uma tarefa computacionalmente intensiva devido aos cálculos de funções senos e cossenos. A solução adotada foi a utilização de matrizes pré-calculadas armazenadas em memória. Para o filtro LES utilizou-se 1000 matrizes de 128×256 valores em ponto flutuante de 8 bytes, totalizando 256 MB. Para o filtro de Kalman utilizou-se 1000 matrizes de 128×128 valores em ponto flutuante, totalizando 128 MB. Essas são quantidades comuns de memória, mesmo para sistemas embarcados. A utilização de hardware especializado para o cálculo, como DSPs ou FPGAs, é uma alternativa.

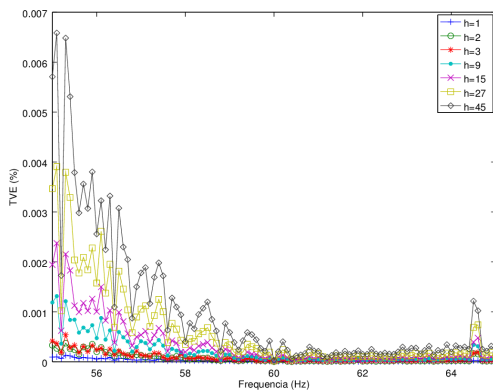


Figura 32: TVE de componentes harmônicas - Algoritmo Kalman.

5.4 MAGNITUDE DO SINAL

O teste de magnitude do sinal é realizado por uma série de testes de regime permanente individuais onde a magnitude e frequência do sinal de entrada são mantidos constantes durante 5 segundos. Durante esse período o TVE é medido. Testes individuais são realizados iniciando em 10% da magnitude nominal até 120% da magnitude nominal para tensão e 200% da magnitude nominal para corrente com incrementos de 10% da magnitude. A Norma IEEE Std C37.118.1 especifica o limite de 1% para o TVE.

O teste de magnitude do sinal tem como objetivo verificar os limites das faixas de medição. Várias características do sistema de condicionamento e de aquisição de dados influenciam na qualidade da medição do sinal. Em relação ao sistema de aquisição de dados, deve-se observar:

- a faixa dinâmica: relação entre a máxima e a mínima amplitudes mensuráveis distinguíveis entre o ruído;
- a resolução do conversor analógico-digital: número de bits;
- a faixa de medição: diferença entre o maior e o menor valor medido.

O intervalo de quantização é definido como a razão entre a faixa de medição e a faixa dinâmica. O erro de quantização corresponde no

máximo à metade do intervalo de quantização. Portanto, quanto menor a faixa de medição e maior a faixa dinâmica do conversor, menor é o erro de quantização.

Idealmente, no caso de um conversor linear e sem ruído, a faixa dinâmica é a própria resolução do conversor. Efetivamente, entretanto, a faixa dinâmica é menor do que a resolução. Por exemplo, para conversores com 16 bits de resolução e faixa dinâmica de 14 bits, os dois últimos bits do valor convertido não contém informação, sendo somente ruído.

A faixa de medição exigida pela Norma é de 10 a 120% da magnitude nominal para tensão e de 10 a 200% da magnitude nominal para corrente. Relés de proteção e registradores digitais de perturbação possuem, tipicamente, faixa de medição de 200% da magnitude nominal para tensão e 2000% de magnitude nominal para corrente, ou seja, uma faixa de medição para corrente 10 vezes maior que o recomendado para medição fasorial. Portanto, para essas classes de dispositivos, quando o sistema de aquisição de dados é compartilhado com a função de medição fasorial, deve-se observar se as características do sistema de aquisição de dados são suficientes para atender à Norma.

Para o teste de magnitude, o erro de quantização foi modelado como um ruído aditivo gaussiano com uma densidade de probabilidade de distribuição uniforme. O sinal mostrado na Figura 33 é definido por:

$$x_n = X_1 \cos(2\pi f_1 \frac{n}{F_s}) + X_G G \quad n = 0, 1, \dots, N \quad (5.5)$$

onde $N = 128$, $X_1 = \sqrt{2}$, $X_G = 0,1\sqrt{2}$ e G é um ruído branco aditivo gaussiano com média (valor esperado) 0 e desvio padrão 1.

É possível observar no gráfico mostrado na Figura 34 que os fasores estimados pelos algoritmos IpDFT e LES convergem rapidamente, mas apresentam uma baixa rejeição ao ruído. Já os fasores estimados pelo algoritmo filtro de Kalman convergem menos rapidamente, mas apresentam uma rejeição ao ruído maior. Para o filtro de Kalman é possível ajustar o compromisso entre a velocidade de convergência e a rejeição ao ruído através do parâmetro ϵ . O gráfico mostra as curvas para filtros de Kalman parametrizados com $\epsilon = 0,005$, com rejeição ao ruído maior e convergência menor e com $\epsilon = 0,01$, com rejeição ao ruído menor e convergência maior.

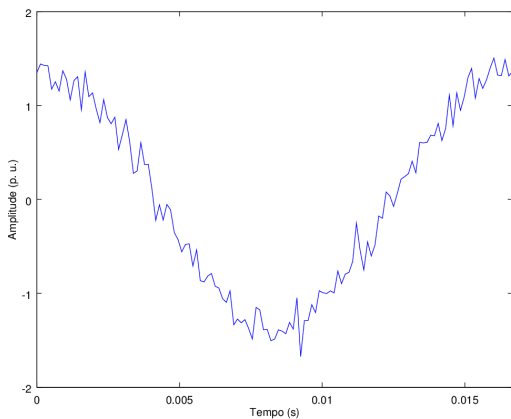


Figura 33: Sinal com ruído de medição.

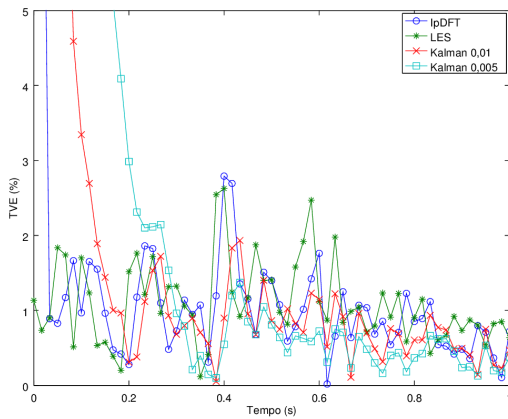


Figura 34: TVE da componente harmônica fundamental do sinal com ruído de medição.

5.5 VARIAÇÃO DE FASE

O teste de variação de fase em regime permanente é realizado através da aplicação de um sinal f_{in} em regime permanente atendendo ao requisito $|f_{in} - f_0| < 0,25\text{Hz}$. Para o teste utilizou-se $f_{in} = 60,2\text{Hz}$ durante um período de 5 s. Os valores máximos de TVE são comparados com os limites máximos especificados. A Norma C37.118.1-2011 define os limites em 1% para TVE para as classes P e M.

O teste de variação de fase considerando componentes harmônicas pode ser visto como um caso particular para a frequência $f_{in} = 60,2\text{Hz}$ do teste de intervalo de frequência com componentes harmônicas. A Figura 35 mostra os TVEs para as componentes harmônicas de ordem 1, 3, 27, e 45.

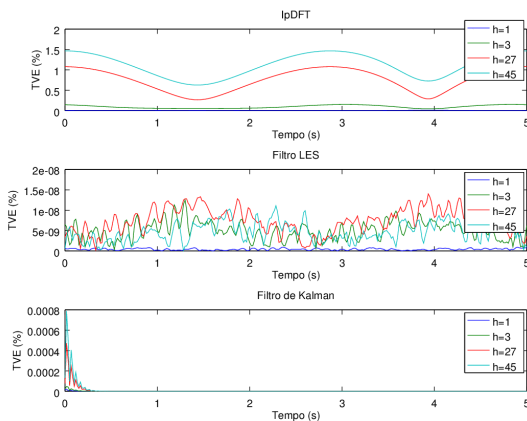


Figura 35: TVE para variação de fase com componentes harmônicas.

É possível observar que o TVE para todas as componentes harmônicas para os algoritmos que utilizam filtro LES e filtro de Kalman ficam muito abaixo de 1%. Para o algoritmo que utiliza IpDFT, o TVE aumenta conforme a ordem da componente harmônica aumenta, ficando abaixo de 2%.

5.6 DISTORÇÃO HARMÔNICA

O teste de distorção harmônica em regime permanente é realizado através da aplicação sequencial de uma série de sinais em regime permanente enquanto uma única componente harmônica é adicionada ao sinal. As componentes harmônicas variam da segunda a quinquagésima harmônica com amplitude de 1% para classe P e 10% para classe M. Os valores máximos de TVE de cada sinal da série são comparados com o limite máximo especificado. A Norma C37.118.1-2011 define o limite em 1% para TVE.

O teste de distorção harmônica não foi executado por ser menos exigente que o teste realizado para o intervalo de frequência com componentes harmônicas, visto que esse último utiliza um sinal com as componentes harmônicas da ordem 2 a 50 simultaneamente. Para efeito de comparação considera-se que o teste de intervalo de frequência com componentes harmônicas substitui o teste de distorção harmônica.

5.7 INTERFERÊNCIA FORA DA BANDA

O teste de interferência de sinais fora da banda em regime permanente é realizado através da aplicação de uma série de sinais com magnitude nominal em uma frequência fundamental adicionado a um sinal de interferência com magnitude igual a 10% da magnitude nominal. O sinal de interferência possui frequência entre 10 Hz e a frequência nominal menos a frequência de Nyquist da taxa de transmissão ($f_0 - F_s/2$); e entre a frequência nominal mais a frequência de Nyquist da taxa de transmissão ($f_0 + F_s/2$) e a segunda harmônica da frequência nominal. Esses sinais de interferência são testados em três frequências fundamentais: frequência nominal menos 10% da frequência de Nyquist da taxa de transmissão ($f_0 - 0,1 \cdot F_s/2$), frequência nominal e frequência nominal mais 10% da frequência de Nyquist da taxa de transmissão ($f_0 + 0,1 \cdot F_s/2$). Para $F_s = 60$, a frequência do sinal de interferência varia entre 10 Hz e 30 Hz e entre 90 Hz e 120 Hz, testados nas frequências fundamentais 57 Hz, 60 Hz e 63 Hz. A Norma C37.118.1-2011 define o limite em 1,2% para TVE para classe M. Para a classe P não há requisitos para os limites.

O gráfico da Figura 36 mostra o resultado do teste de interferência fora da faixa para o componente fundamental. É possível observar que os algoritmos IpDFT e filtro de Kalman atendem ao limite definido para a classe M.

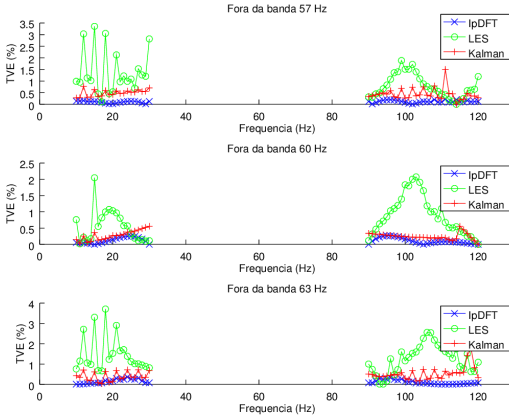


Figura 36: Interferência fora da banda.

O teste de interferência fora da banda verifica a efetividade do filtro *anti-alias* para sinais cuja a frequência excede a frequência de Nyquist da taxa de transmissão. A rejeição de sinais fora da banda é comprovada adicionando-se um sinal inter-harmônica ao sinal de frequência fundamental. Para caracterizar as consequências de sinais com interferência inter-harmônica foi utilizado o sinal definido pela equação 5.6 onde $H = 50$ e $N = 128$ para um ciclo.

$$x_n = X_0 + \sum_{h=1}^H X_h \cos(2\pi h f_1 \frac{n}{F_s} + \phi_h) + X_{ih} \cos(2\pi f_{ih} \frac{n}{F_s} + \phi_{ih}) \quad n = 0, 1, \dots, N \quad (5.6)$$

O sinal é composto por um componente DC $X_0 = 0$; um componente fundamental com amplitude $X_1 = \sqrt{2}$ e fase $\phi_1 = 0$; uma série finita de componentes harmônicas com amplitudes iguais $X_h = 0,1X_1/\sqrt{H-1}$ e fase $\phi_h = 2\pi h/H$ para $1 \leq h \leq 49$; e uma componente inter-harmônica com frequência $f_{ih} = 5,7f_1$, amplitude $X_{ih} = 0,1X_1$, fase $\phi_{ih} = 0,25\pi$

O gráfico da Figura 37 mostra o TVE máximo obtido para as componentes harmônicas de 1ª a 50ª ordem. É possível observar a excelente seletividade do algoritmo IpDFT, em que o efeito da interferência inter-harmônica só é perceptível na componente harmônica de ordem 6, ou seja, a componente harmônica mais próxima do sinal de interferência. Os outros algoritmos possuem uma seletividade menor,

onde os efeitos da interferência inter-harmônica pode ser vista até as componentes de 15^a ordem para o algoritmo filtro de Kalman e até as componentes de 30^a ordem para o algoritmo filtro LES.

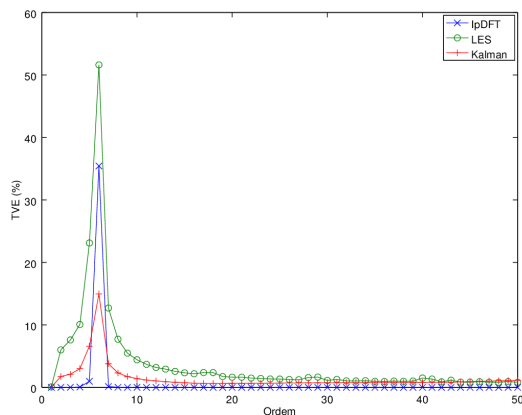


Figura 37: TVE do sinal com interferência inter-harmônica.

5.8 COMENTÁRIOS

O algoritmo transformada discreta de Fourier interpolada — IpDFT apresenta valores de TVE máximo abaixo de 0,8% para a componente harmônica fundamental para toda a faixa de frequência de 55 Hz a 65 Hz, para sinais com grande distorção harmônica, como no teste de intervalo de frequência. O algoritmo IpDFT também apresenta uma excelente característica de seletividade, como mostrado pelo teste de interferência inter-harmônica. Entretanto, conforme a ordem da componente harmônica estimada aumenta, diminui a faixa de frequência em que o TVE máximo se mantém baixo.

Os algoritmos filtro mínimo erro quadrático —LES e filtro de Kalman mantém, devido a sua característica adaptativa, a estimativa para todas as componentes harmônicas com TVE máximo abaixo de 0,01% para toda a faixa de frequência testada. Entretanto, devido a característica adaptativa, possuem um custo computacional maior que o algoritmo IpDFT. O custo computacional pode ser aliviado utilizando-se tabelas com os valores pré-calculados das variáveis que são função

da frequência estimada. Os algoritmos filtro LES e filtro de Kalman não apresentam uma seletividade tão boa quando o algoritmo IpDFT, como mostrou o teste de interferência inter-harmônica.

Por fim, o teste de sinal com ruído mostrou como o algoritmo filtro de Kalman pode ter o compromisso entre velocidade de convergência e rejeição ao ruído alterado através do parâmetro ϵ .

6 CONCLUSÕES

A utilização de fontes alternativas de energia elétrica, em especial energia eólica, vem crescendo mundialmente nos últimos anos. Problemas de qualidade de energia elétrica, como a presença de componentes harmônicas devido a utilização de inversores de frequência, podem ocorrer com a inserção dessas fontes ao sistema elétrico. O acesso de instalações que apresentem características não lineares ao sistema elétrico é regulamentado, sendo condicionado à apresentação de estudos e medições de qualidade de energia elétrica. Entretanto, tais medições são realizadas de forma pontual, geralmente quando ocorre a conexão da nova fonte ao sistema elétrico, apresentando resultados consolidados de períodos diários. Simultaneamente, ferramentas para avaliação contínua do sistema elétrico, como as unidades de medição fasorial, estão se tornando cada vez mais utilizadas. Nesse contexto, o presente trabalho teve como principal objetivo avaliar algoritmos visando a medição de sincrofasores de componentes harmônicas.

Apesar de o assunto sobre medição de componente harmônicas em sistemas elétricos de potência ser extensivamente discutido na literatura, poucos são os trabalhos que tratam o assunto dentro do contexto de medição fasorial, isto é, métodos com características de desempenho e acuracidade que atendam a requisitos semelhantes aos normatizados para o fasor de componente fundamental.

Vários tipos de algoritmos de estimação de componentes harmônicas descritos na literatura foram analisados. Três algoritmos, transformada discreta de Fourier interpolada — IpDFT, filtro mínimo erro quadrático — LES e filtro de Kalman, foram selecionados para implementação segundo critérios de facilidade de implementação, custo computacional e acuracidade.

Foram realizados um conjunto de testes baseados nos testes de conformidade em regime permanente descritos na Norma IEEE Std C37.118.1, estendidos para contemplar componentes harmônicas até a 50ª ordem.

O algoritmo transformada discreta de Fourier interpolada — IpDFT, baseia-se na transformada de Fourier, técnica muito estudada, de fácil implementação, baixo custo computacional e boa acuracidade para sinais com frequência próxima à frequência nominal. Entretanto, apresentou restrições quando a frequência dos sinais se afasta da frequência nominal. Tais restrições são relativas ao compromisso entre o tamanho do lobo principal da função de janelamento, que é definido pelo

tamanho da janela de observação. Utilizando o menor tamanho de janela de observação para a função de janelamento de Hann, é possível medir uma faixa de frequência de $\pm 0,3$ Hz para a componente harmônica de 50ª ordem, intervalo menor que as faixas de ± 2 Hz para classe P e ± 5 Hz para classe M definidas pela Norma IEEE Std C37.118.1 para a componente harmônica fundamental. O tamanho mínimo da janela de observação não é adequado para evitar os efeitos do vazamento espectral de longo alcance. Como solução é possível aumentar a janela de observação o que implica em diminuir o tamanho do lobo principal e, por sua vez, reduz ainda mais a faixa de frequência de medição. Outra alternativa é alterar a função de janelamento, entretanto, com exceção da função de janelamento retangular, todas as outras alternativas possuem tamanho mínimo da janela de observação maiores do que o tamanho da função de janelamento de Hann.

O algoritmo baseado no filtro mínimo erro quadrático —LES apresentou um ótimo desempenho em todos os testes, com exceção do teste de interferência fora da banda. O algoritmo apresenta baixa seletividade sendo bastante sensível às interferências inter-harmônicas.

O algoritmo baseado no filtro de Kalman apresentou um ótimo desempenho em todos os testes. Possui como vantagem o fato de o compromisso entre a velocidade de convergência e nível de rejeição ao ruído se parametrizável. Em relação ao algoritmo LES, utiliza metade da memória em valores tabelados, entretanto utiliza mais processamento.

Portanto, através dos testes de comparação fica evidenciado que o algoritmo IpDFT é adequado para a medição fasorial de componentes harmônicas predominantemente em regime normal de operação, na faixa de $f_0 \pm 0,2$ Hz, devido a restrição no tamanho da faixa de frequência para componentes harmônicas de ordem mais alta. Já os algoritmos baseados em filtro LES e filtro de Kalman são adequados para medição fasorial de componentes harmônicas com faixa de frequência mais ampla. Como critério de seleção entre os dois algoritmos, pode-se destacar que o algoritmo baseado em filtro LES possui um custo computacional mais baixo e a implementação mais simples. Já o algoritmo baseado em filtro de Kalman possui uma seletividade melhor e é parametrizável em relação à rejeição de ruído.

6.1 TRABALHOS FUTUROS

Como sugestões de trabalhos futuros pode-se citar:

- a implementação da funcionalidade de medição de fasores de com-

ponentes harmônicas no registrador digital de perturbação desenvolvido pela empresa empregadora do autor.

- o desenvolvimento de metodologia de identificação do ponto de origem de distorções harmônicas utilizando a diferença de fase entre pontos de medição.
- desenvolvimento de metodologia que utilize informações de fasores de componentes harmônicas para gerar indicadores consolidados conforme definido pelas normas de qualidade de energia.
- investigar a utilização de fasores de componentes harmônicas em sistemas de proteção para, por exemplo, detecção de condições de energização.

REFERÊNCIAS

ABEEOLICA. Boletim de dados. Set 2015. [Acesso em Novembro de 2015]. Disponível em: <http://abeeolica.org.br/pdf/Boletim-de-Dados-ABEEolica-Setembro-2015-Publico.pdf>.

AKKE, M.; THORP, J. Sample value adjustment improves phasor estimation at off-nominal frequencies. **Power Delivery, IEEE Transactions on**, v. 25, n. 4, p. 2255–2263, Oct 2010. ISSN 0885-8977.

ANEEL. Módulo 8 - Qualidade da Energia Elétrica. **Procedimentos de Distribuição de Energia Elétrica no Sistema Elétrico Nacional – PRODIST**, 2015.

ARRILLAGA, J.; WATSON, N. **Power System Harmonics**. [S.l.]: Wiley, 2004. ISBN 9780470871218.

BENMOUYAL, G.; SCHWEITZER E.O., I.; GUZMAN, A. Synchronized phasor measurement in protective relays for protection, control, and analysis of electric power systems. In: **Protective Relay Engineers, 2004 57th Annual Conference for**. [S.l.: s.n.], 2004. p. 419–450.

BITMEAD, R. On recursive discrete fourier transformation. **Acoustics, Speech and Signal Processing, IEEE Transactions on**, v. 30, n. 2, p. 319–322, Apr 1982. ISSN 0096-3518.

BITMEAD, R.; TSOI, A. C.; PARKER, P. A kalman filtering approach to short-time fourier analysis. **Acoustics, Speech and Signal Processing, IEEE Transactions on**, v. 34, n. 6, p. 1493–1501, Dec 1986. ISSN 0096-3518.

BORGHETTI, A. et al. Synchronized phasors monitoring during the islanding maneuver of an active distribution network. In: **Innovative Smart Grid Technologies (ISGT), 2010**. [S.l.: s.n.], 2010. p. 1–8.

CARTA, A.; LOCCHI, N.; MUSCAS, C. A PMU for the Measurement of Synchronized Harmonic Phasors in Three-Phase Distribution Networks. **IEEE Transaction On Instrumentation and Measurement**, v. 58, n. 10, p. 2546–2555, october 2009.

CARTA, A.; LOCCI, N.; MUSCAS, C. GPS-Based System for the Measurement of Synchronized Harmonic Phasors. **IEEE Transaction On Instrumentation and Measurement**, v. 58, n. 3, p. 586–593, march 2009.

CARTA, A. et al. A Flexible GPS-Based System for Synchronized Phasor Measurement in Electric Distribution Networks. **IEEE Transaction On Instrumentation and Measurement**, v. 57, n. 11, p. 2450–2456, november 2008.

CHAKIR, M.; KAMWA, I.; HUYNH, H. L. Extended c37.118.1 pmu algorithms for joint tracking of fundamental and harmonic phasors in stressed power systems and microgrids. **Power Delivery, IEEE Transactions on**, v. 29, n. 3, p. 1465–1480, June 2014. ISSN 0885-8977.

CHANG, G.; CHEN, C.-I. An accurate time-domain procedure for harmonics and interharmonics detection. **Power Delivery, IEEE Transactions on**, v. 25, n. 3, p. 1787–1795, July 2010. ISSN 0885-8977.

CHEN, C.-I. A phasor estimator for synchronization between power grid and distributed generation system. **Industrial Electronics, IEEE Transactions on**, v. 60, n. 8, p. 3248–3255, Aug 2013. ISSN 0278-0046.

CHEN, C.-I.; CHEN, Y.-C. Comparative study of harmonic and interharmonic estimation methods for stationary and time-varying signals. **Industrial Electronics, IEEE Transactions on**, v. 61, n. 1, p. 397–404, Jan 2014. ISSN 0278-0046.

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.

CORSI, S.; TARANTO, G. A real-time voltage instability identification algorithm based on local phasor measurements. **Power Systems, IEEE Transactions on**, v. 23, n. 3, p. 1271–1279, Aug 2008. ISSN 0885-8950.

COSTA, A. S.; ALBUQUERQUE, A.; BEZ, D. An estimation fusion method for including phasor measurements into power system

real-time modeling. **Power Systems, IEEE Transactions on**, v. 28, n. 2, p. 1910–1920, May 2013. ISSN 0885-8950.

DAS, J. **Power System Analysis: Short-Circuit Load Flow and Harmonics**. [S.l.]: Taylor & Francis, 2002. (Power Engineering (Willis)). ISBN 9780203908952.

DAS, S.; SIDHU, T. A simple synchrophasor estimation algorithm considering iee standard c37.118.1-2011 and protection requirements. **Instrumentation and Measurement, IEEE Transactions on**, v. 62, n. 10, p. 2704–2715, Oct 2013. ISSN 0018-9456.

DASH, P. et al. An adaptive linear combiner for on-line tracking of power system harmonics. **Power Systems, IEEE Transactions on**, v. 11, n. 4, p. 1730–1735, Nov 1996. ISSN 0885-8950.

DOTTA, D.; SILVA, A. e; DECKER, I. Wide-area measurements-based two-level control design considering signal transmission delay. **Power Systems, IEEE Transactions on**, v. 24, n. 1, p. 208–216, Feb 2009. ISSN 0885-8950.

DUDA, K.; ZIELINSKI, T. Efficacy of the frequency and damping estimation of a real-value sinusoid part 44 in a series of tutorials on instrumentation and measurement. **Instrumentation Measurement Magazine, IEEE**, v. 16, n. 2, p. 48–58, April 2013. ISSN 1094-6969.

DUGAN, R. et al. **Electrical Power Systems Quality**. [S.l.]: Mcgraw-hill, 2002. (McGraw-Hill professional engineering). ISBN 9780071386227.

EHRENSPERGER, J. G. **Sistemas de Medição Fasorial Sincronizada: Análise do Estado da Arte e Aplicações no Monitoramento de Sistemas de Energia Elétrica**. Dissertação (Mestrado) — Universidade Federal de Santa Catarina, 2004.

EPE. **Balanco energético nacional 2013: Ano base 2012**. [S.l.]: Ministério das Minas e Energia, 2013. 288 p.

EPE. **Balanco energético nacional 2013: Ano base 2012 - Relatório Síntese**. [S.l.]: Ministério das Minas e Energia, 2013. 55 p.

FALK, H. IEC 61850-90-5 - an Overview. **PAC World Magazine**, Dec 2012. [Acesso em Março de 2014]. Disponível em: https://www.pacw.org/issue/december_2012_issue/iec_61850905_an_overview/iec_61850905_an_overview.html.

FRANKLIN, G. F.; EMAMI-NAEINI, A.; POWELL, J. D.

Feedback Control of Dynamic Systems. 3rd. ed. Boston, MA, USA: Addison-Wesley Longman Publishing Co., Inc., 1993. ISBN 0201527472.

FRIGO, M.; JOHNSON, S. G. The design and implementation of FFTW3. **Proceedings of the IEEE**, v. 93, n. 2, p. 216–231, 2005. Special issue on “Program Generation, Optimization, and Platform Adaptation”.

GAVIOLI, G. A. **Validação de Modelos de Simulação de Sistemas de Energia Elétrica Utilizando Dados Fasoriais Sincronizados**. Dissertação (Mestrado) — Universidade Federal de Santa Catarina, 2013.

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

HOSTETTER, G. Recursive discrete fourier transformation. **Acoustics, Speech and Signal Processing, IEEE Transactions on**, v. 28, n. 2, p. 184–190, Apr 1980. ISSN 0096-3518.

IEA. **Key World Energy Statistics 2013**. 2013. [Acesso em Março de 2014]. Disponível em: <http://www.iea.org/publications/freepublications/publication/KeyWorld2013.pdf>.

IEC. Electromagnetic compatibility (EMC) – Part 4-7: Testing and measurement techniques – General guide on harmonics and interharmonics measurements and instrumentation, for power supply systems and equipment connected thereto. **IEC 61000-4-7 Ed. 2.0**, 2002.

IEC. Electromagnetic compatibility (EMC) – Part 3-6: Limits – Assessment of emission limits for the connection of distorting installations to MV, HV and EHV power systems. **IEC 62000-3-6 Ed. 2.0**, 2008.

IEC. Wind turbines - Part 21: Measurement and assessment of power quality characteristics of grid connected wind turbines. **IEC 61400-21 Ed. 2.0**, 2008.

IEEE. Recommended Practices and Requirements for Harmonic Control in Electrical Power Systems. **IEEE Std 519-1992**, p. 1–112, April 1993.

IEEE. Standard for Synchrophasers for Power Systems. **IEEE Std 1344-1995(R2001)**, p. i-, 1995.

IEEE. Standard for Synchrophasers for Power Systems. **IEEE Std C37.118-2005 (Revision of IEEE Std 1344-1995)**, p. 1-57, 2006.

IEEE. Standard for Synchrophasor Data Transfer for Power Systems. **IEEE Std C37.118.2-2011 (Revision of IEEE Std C37.118-2005)**, p. 1-53, Dec 2011.

IEEE. Standard for Synchrophasor Measurements for Power Systems. **IEEE Std C37.118.1-2011 (Revision of IEEE Std C37.118-2005)**, p. 1-61, Dec 2011.

IEEE. Guide for Phasor Data Concentrator Requirements for Power System Protection, Control, and Monitoring. **IEEE Std C37.244-2013**, p. 1-65, May 2013.

IEEE. Guide for Synchronization, Calibration, Testing, and Installation of Phasor Measurement Units (PMUs) for Power System Protection and Control. **IEEE Std C37.242-2013**, p. 1-107, March 2013.

IEEE. Recommended Practice and Requirements for Harmonic Control in Electric Power Systems. **IEEE Std 519-2014 (Revision of IEEE Std 519-1992)**, p. 1-29, June 2014.

IEEE. Standard for Synchrophasor Measurements for Power Systems – Amendment 1: Modification of Selected Performance Requirements. **IEEE Std C37.118.1a-2014 (Amendment to IEEE Std C37.118.1-2011)**, p. 1-25, April 2014.

IEEE/IEC. Measuring relays and protection equipment Part 24: Common format for transient data exchange (COMTRADE) for power systems. **IEEE Std C37.111-2013 (IEC 60255-24 Edition 2.0 2013-04)**, p. 1-73, April 2013.

JAIN, S.; SINGH, S. Exact model order esprit technique for harmonics and interharmonics estimation. **Instrumentation and Measurement, IEEE Transactions on**, v. 61, n. 7, p. 1915-1923, July 2012. ISSN 0018-9456.

KASZTENNY, B.; PREMERLANI, W.; ADAMIAC, M. Synchrophasor algorithm allowing seamless integration with today's relays. In: **Developments in Power System Protection, 2008**.

DPSP 2008. IET 9th International Conference on. [S.l.: s.n.], 2008. p. 724–729. ISSN 0537-9989.

LEANDRO, R. et al. Identification of the oscillation modes of a large power system using ambient data. **Journal of Control, Automation and Electrical Systems**, Springer US, v. 26, n. 4, p. 441–453, 2015. ISSN 2195-3880. Disponível em: <http://dx.doi.org/10.1007/s40313-015-0187-1>.

LEE, H.-s.; KOO, B.-G. The strategy control of islanded microgrid using battery's state-of-charge. In: **Intelligent Systems, Modelling and Simulation (ISMS), 2015 6th International Conference on.** [S.l.: s.n.], 2015. p. 164–168. ISSN 2166-0670.

MARTIN, K.; MADANI, V.; NOVOSEL, D. Update on standards development and implementation. In: . [S.l.: s.n.], 2013.

MATICA, R. et al. Transmission line impedance estimation based on pmu measurements. In: **EUROCON, 2013 IEEE.** [S.l.: s.n.], 2013. p. 1438–1444.

NOVOSEL, D. et al. Dawn of the grid synchronization. **IEEE Power and Energy Magazine**, v. 1, n. 6, p. 49–60, 2008.

NUTTALL, A. H. Some windows with very good sidelobe behavior. **Acoustics, Speech and Signal Processing, IEEE Transactions on**, v. 29, n. 1, p. 84–91, Feb 1981. ISSN 0096-3518.

ONS. Submódulo 11.4 - Sistemas especiais de proteção. **Procedimentos de Rede**, 2009.

ONS. Submódulo 2.8 - Gerenciamento dos indicadores de desempenho da rede básica e de seus componentes. **Procedimentos de Rede**, 2011.

ONS. Instruções para realização de estudos e medições de QEE relacionados aos novos acessos à rede básica. Jan 2013. [Acesso em Março de 2014]. Disponível em: http://www.ons.org.br/download/integracao_sin/Re%20057-2008-%20estudos%20e%20medicoes%20relacionados%20aos%20novos%20acessos%20a%20RB-Rev%203.pdf.

OSOWSKI, S. Svd technique for estimation of harmonic components in a power system: a statistical approach. **Generation, Transmission and Distribution, IEE Proceedings-**, v. 141, n. 5, p. 473–479, Sep 1994. ISSN 1350-2360.

PHADKE, A. 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. et al. Synchronized sampling and phasor measurements for relaying and control. **Power Delivery, IEEE Transactions on**, v. 9, n. 1, p. 442–452, Jan 1994.

PHADKE, A.; THORP, J. History and applications of phasor measurements. In: **Power Systems Conference and Exposition, 2006. PSCE '06. 2006 IEEE PES**. [S.l.: s.n.], 2006. p. 331–335.

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

PLATAS-GARZA, M.; SERNA, J. de la O. Dynamic harmonic analysis through taylor-fourier transform. **Instrumentation and Measurement, IEEE Transactions on**, v. 60, n. 3, p. 804–813, March 2011. ISSN 0018-9456.

RELJIN, I.; RELJIN, B.; PAPIC, V. Extremely flat-top windows for harmonic analysis. **Instrumentation and Measurement, IEEE Transactions on**, v. 56, n. 3, p. 1025–1041, June 2007. ISSN 0018-9456.

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

SADINEZHAD, I.; AGELIDIS, V. Real-time power system phasors and harmonics estimation using a new decoupled recursive-least-squares technique for dsp implementation. **Industrial Electronics, IEEE Transactions on**, v. 60, n. 6, p. 2295–2308, June 2013. ISSN 0278-0046.

UKAI, H.; NAKAMURA, K.; MATSUI, N. DSP- and GPS-Based Synchronized Measurement System of Harmonics in Wide-Area Distribution System. **IEEE Transaction On Industrial Eletronics**, v. 50, n. 6, p. 1159–1164, december 2003.

WU, R.-C.; CHIANG, C.-T. Analysis of the exponential signal by the interpolated dft algorithm. **Instrumentation and Measurement, IEEE Transactions on**, v. 59, n. 12, p. 3306–3317, Dec 2010. ISSN 0018-9456.

ZELINGHER, S. et al. Harmonic monitoring system via gps-synchronized measurements - update and new developments. In: **Power Engineering Society General Meeting, 2006. IEEE**. [S.l.: s.n.], 2006. p. 7 pp.–.

ZENG, B. et al. Harmonic phasor analysis based on improved fft algorithm. **Smart Grid, IEEE Transactions on**, v. 2, n. 1, p. 51–59, March 2011. ISSN 1949-3053.

ZHANG, Z. et al. An innovative timestamp-based convolution integral method in synchrophasor estimation within digital relays. In: **Advanced Power System Automation and Protection (APAP), 2011 International Conference on**. [S.l.: s.n.], 2011. v. 1, p. 203–209.