

Laboratório Nacional de Computação Científica

Programa de Pós-Graduação em Modelagem Computacional

Avaliação de Erros e Incertezas em Modelos Matemático-Computacionais na Estimação de Sincrofatores em Regime Dinâmico

Marcelo Britto Martins

Petrópolis, RJ - Brasil

3 de setembro de 2021

Marcelo Britto Martins

**Avaliação de Erros e Incertezas em Modelos
Matemático-Computacionais na Estimação de
Sincrofatores em Regime Dinâmico**

Tese submetida ao corpo docente do Laboratório Nacional de Computação Científica como parte dos requisitos necessários para a obtenção do grau de Doutor em Ciências em Modelagem Computacional.

Laboratório Nacional de Computação Científica
Programa de Pós-Graduação em Modelagem Computacional

Orientador: Paulo A. A. Esquef
Coorientador: Renata de Barros e Vasconcellos

Petrópolis, RJ - Brasil
3 de setembro de 2021

Abstract

This is the english abstract.

Keywords: latex, abntex, text editoration.

Resumo

A medição de sincrofatores através de Unidades de Medição Fasorial (UMFs), ou Phasor Measurement Units (PMUs), é uma das tecnologias chave para o desenvolvimento das redes elétricas inteligentes e vem sendo cada vez mais utilizada na prevenção de blecautes, na proteção, monitoramento e avaliação de distúrbios na rede, dentre outras possíveis aplicações [1].

Com a crescente inserção de energias renováveis e cargas não-lineares no sistema elétrico, a medição de grandezas elétricas se torna mais desafiadora, pela maior presença de distúrbios na rede. Anomalias como harmônicos, inter-harmônicos, afundamentos de tensão e variações de frequência são condições adversas que afetam a medição de sincrofatores e podem provocar erros nas medidas acima de limites aceitáveis para as aplicações. Por esta razão, nos últimos anos, a metrologia elétrica, tradicionalmente desenvolvida utilizando análise de sinais em regime estacionário, tem se voltado para a análise de sinais em regime dinâmico. Para isso, as ferramentas de análise tempo-frequência [2] têm sido utilizadas, com o objetivo de obter uma maior exatidão das medidas e menor tempo de resposta na medição das grandezas de interesse.

Para a avaliação metrológica de PMUs, sistemas de calibração têm sido desenvolvidos nos últimos anos em alguns laboratórios nacionais de metrologia pelo mundo [3–6], dentre os quais o INMETRO, no Brasil [7, 8]. Neste contexto, é necessário o desenvolvimento de sistemas de calibração capazes de reproduzir as condições mais adversas previstas para as redes elétricas, a fim de que possam ser usados para testar os novos instrumentos. Por sua vez, a avaliação dos sistemas de calibração é tarefa que enseja o uso de técnicas de análise de sinais digitalizados adaptadas às novas necessidades. Especificamente, nota-se uma preocupação crescente com os impactos dos erros na estimativa de frequência e sua taxa de variação (*Rate of Change of Frequency* - ROCOF) em instrumentos comerciais em redes com alta inserção de energias renováveis [9, 10]. Similarmente, como parte da demanda por incertezas cada vez mais baixas, a determinação dos erros na estimativa de fase em relação à base de tempo (fase absoluta) é apontada como um limite tecnológico para a calibração de PMUs destinadas ao uso em redes de distribuição de energia [11].

Esta tese apresenta uma avaliação da eficácia de modelos matemáticos e ferramentas computacionais de processamento de sinais digitais aplicados a sinais que contenham saltos de magnitude, fase e frequência. O ferramental é destinado à implementação em um sistema de calibração protótipo no Laboratório de Metrologia em Energia Elétrica do INMETRO. Utilizando modelos paramétricos e procedimentos de estimativa de parâmetros, foram realizados testes padronizados de modulação em amplitude e saltos de magnitude

ou fase. São avaliados os limites de desempenho, em termos de erros e incertezas, dos módulos de geração e amostragem de sinais quanto a magnitude, fase, frequência e taxa de variação de frequência, utilizando métodos paramétricos e não-paramétricos. A metodologia apresentada permite identificar a adequabilidade dos equipamentos utilizados para a realização de testes padronizados e fornece subsídios para discussões sobre o desenvolvimento da tecnologia de sincrofatores e da evolução das normas relacionadas.

Palavras-chave: latex. abntex. editoração de texto.

Listas de figuras

Figura 1 – Sistema de calibração de PMUs desenvolvido no NIST representado em blocos funcionais [3]	26
Figura 2 – Diagrama de blocos do primeiro protótipo de sistema para calibração de PMUs desenvolvido no INMETRO [8]	28
Figura 3 – Diagrama de blocos e foto do sistema de calibração de PMUs do INMETRO, com a ligação direta do módulo de geração com o módulo de geração de sinais.	29
Figura 4 – Fasores intermediários para a) salto de magnitude, b) salto de fase. consertar figura: $V = X$	40
Figura 5 – Desvios padrão de TVE dos fasores intermediários: HLM4 vs DSS. MELHORAR FIGURA -	45
Figura 6 – TVE calculado com fasores referência estimados pelos estimadores HLM4 vs SS. MELHORAR FIGURA	47
Figura 7 – Salto de magnitude ocorrendo na janela 5.	49
Figura 8 – Variação da frequência em relação à nominal durante saltos de magnitude.	49
Figura 9 – Variação da frequência em relação à nominal durante saltos de fase.	50
Figura 10 – Diferenças de magnitude em relação à média em estado estacionário durante saltos de fase em função do instante de ocorrência do salto.	51
Figura 11 – Magnitudes intermediárias obtidas nos testes de salto negativo de 10% de magnitude.	51
Figura 12 – Diferenças de fase em relação ao valor médio obtidas nos testes de degrau de fase.	52
Figura 13 – Fases intermediárias obtidas nos testes de degrau de fase positiva de 10°	52
Figura 14 – Sinal de detecção $d[n]$ (gráfico superior) associado ao sinal AC digitalizado $x[n]$ (gráfico inferior), com um salto de magnitude ocorrendo em $\tau = 70\%$ da duração da janela.	60
Figura 15 – Sinal de detecção $d[n]$ (gráfico superior) associado ao sinal AC digitalizado $x[n]$ (gráfico inferior), com um salto de fase ocorrendo em $\tau = 60\%$ da duração da janela.	60
Figura 16 – Histograma dos erros de estimativa do instante de ocorrência do salto positivo de magnitude.	61
Figura 17 – Sinal de detecção (gráfico superior) associado ao sinal AC digitalizado $x[n]$ com salto de magnitude ($h_m = -0.1, \tau = 50\%$ da duração da janela). A seta indica o salto de magnitude próximo a um cruzamento por zero.	62

Figura 18 – Porcentagem de erros totais \mathcal{E}_f em função de λ_m (Caso 1, SNR = 45 dB e $\phi_0 = 90^\circ$)	67
Figura 19 – Porcentagem de erros totais \mathcal{E}_f em função de λ_f (Caso 2, SNR = 40 dB e $\phi_0 = 0^\circ$)	67
Figura 20 – Porcentagem de erros totais \mathcal{E}_f em função de λ_r (SNR = 60 dB e $\phi_0 = 0^\circ$) .	73
Figura 21 – Histograma dos erros de estimação de τ para FD e FD-PATV (SNR = 40 dB e $\phi_0 = 90^\circ$)	75
Figura 22 – Frequência instantânea de sinal AC com salto de frequência de $h_f = 1$ Hz. Sinal discreto e histograma de valores associado, que mostra uma distribuição bimodal.	100
Figura 23 – Valores absolutos da média de FE , FE_1 e $h_f E$ e valores somados aos respectivos desvios padrão para o estimador MedSF-PATV, para diferentes valores de λ	103
Figura 24 – Valores médios de FE , $h_f E$, FE_1 e FE_2 (linhas contínuas) e respectivas faixas de desvio padrão ($\pm\sigma$, área sombreada entre as linhas tracejadas) para cada estimador em função da fase inicial.	104
Figura 25 – Valores médios de FE , $h_f E$, FE_1 e FE_2 (linhas contínuas) e respectivas faixas de desvios padrão ($\pm\sigma$, área sombreada entre as linhas tracejadas) para cada estimador em função da localização do salto.	106
Figura 26 – Valores médios de FE , $h_f E$, FE_1 e FE_2 (linhas contínuas) e respectivas faixas de desvios padrão ($\pm\sigma$, área sombreada entre as linhas tracejadas) para cada estimador em função da frequência inicial.	108
Figura 27 – Valores médios de FE , $h_f E$, FE_1 e FE_2 (linhas contínuas) e respectivas faixas de desvios padrão ($\pm\sigma$, área sombreada entre as linhas tracejadas) para cada estimador em função da altura do salto de frequência. Valores fixos de $\phi_0 = 0^\circ$ e $\tau = 0,5T$ s.	109
Figura 28 – Valores médios de FE , $h_f E$, FE_1 e FE_2 (linhas contínuas) e respectivas faixas de desvios padrão ($\pm\sigma$, área sombreada entre as linhas tracejadas) para cada estimador em função da frequência de amostragem. Valores fixos de $\phi_0 = 0^\circ$ e $\tau = 0,5T$	110
Figura 29 – Valores médios de FE , $h_f E$, FE_1 e FE_2 (linhas contínuas) e respectivas faixas de desvios padrão ($\pm\sigma$, área sombreada entre as linhas tracejadas) para cada estimador em função da duração da janela.	111
Figura 30 – Valores médios de FE , $h_f E$, FE_1 e FE_2 (linhas contínuas) e respectivas faixas de desvio padrão ($\pm\sigma$, área sombreada entre as linhas tracejadas) para cada estimador em função dos erros de estimação da localização do salto (ϵ)	112

Figura 31 – Histogramas da distribuição das estimativas de h_f por MedSF e MedSF-PATV em comparação com sinais com salto de frequência ($h_f = -1$ Hz).	114
Figura 32 – Diagrama de blocos e foto do sistema de calibração de PMUs do INMETRO, com a ligação direta do módulo de geração com o módulo de geração de sinais.	115
Figura 33 – Diagrama de blocos do sistema utilizado para testes de modulação em amplitude e afundamentos de tensão	137
Figura 34 – Erro numérico máximo absoluto x frequência de modulação	139
Figura 35 – Magnitude da modulação AM para $f_m = 0,1$ Hz.	139
Figura 36 – Erro absoluto da medição de frequência (máximo, mínimo, média, um desvio padrão) x frequência de modulação.	140
Figura 37 – Afundamento de tensão para 10%, com rampa de 2 ciclos.	141
Figura 38 – Variação de frequência durante afundamento de tensão para 10%, com transição de 9 ciclos.	141
Figura 39 – Estimativas de h_f pelo EF5 para sinal com salto de frequência e sinal com afundamento, em função de τ	143
Figura 40 – Estimativas de h_f pelo EF1 para sinal com salto de frequência e sinal com afundamento.	143

Lista de tabelas

Tabela 2 – Valores nominais dos parâmetros e incertezas utilizadas nas simulações	43
Tabela 3 – Desvios padrão dos erros numéricos para saltos de magnitude	44
Tabela 4 – Desvios padrão dos erros numéricos para saltos de fase	44
Tabela 5 – Comparação de desempenho (desvios padrão) entre HLM4 and LM3 incluir DSS, @ SNR = 93,5 dB	45
Tabela 6 – Desempenho para o Caso 1 - Salto de Magnitude - estimador HD	68
Tabela 7 – Desempenho para o Caso 1 - Salto de Magnitude - estimador HD-PATV .	68
Tabela 8 – Desempenho para o Caso 2 - Salto de Fase - estimador HD	68
Tabela 9 – Desempenho para o Caso 2 - Salto de Fase - estimador HD-PATV . .	69
Tabela 10 – Desempenho para o Caso 3 - Salto de Magnitude e Fase - estimador HD .	69
Tabela 11 – Desempenho para o Caso 3 - Salto de Magnitude e Fase - estimador HD-PATV	69
Tabela 12 – Valores de limiares de detecção para saltos mínimos detectáveis e res- pectivos índices de desempenho	73
Tabela 13 – Desempenho do estimador FD em termos da média de \mathcal{E}_f , assumindo erros aceitáveis $\epsilon_\tau \leq 8\Delta t$	74
Tabela 14 – Desempenho do estimador FD-PATV em termos da média de \mathcal{E}_f , assu- mindo erros aceitáveis $\epsilon_\tau \leq 8\Delta t$	74
Tabela 15 – Desempenho dos estimadores de frequência MedFR e MedFR-PATV para o caso 1 ($\tau = 0,5T$) - Salto de Magnitude	97
Tabela 16 – Desempenho dos estimadores de frequência MedFR e MedFR-PATV para o caso 2 ($\tau = 0,5T$) - Salto de Fase	97
Tabela 17 – Desvio padrão de FE_c pelo MedFR-PATV para o Caso 2, após correção dos erros médios em função de estimativas de τ e ϕ_0	99
Tabela 18 – Erros médios de FE pelo MedFR-PATV para o caso 2, após correção dos erros médios em função de estimativa ϕ_0 , para $\tau = 0,5T$ s	99
Tabela 19 – Valores médios e respectivos desvios padrão de FE , $h_f E$, FE_1 e FE_2 para cada estimador em função da fase inicial (todos em [Hz])	105
Tabela 20 – Robustez dos estimadores MedSF e MedSF-PATV a saltos de fase ou magnitude na estimação de h_f	113
Tabela 21 – Medição da localização de salto de magnitude e salto de fase em labo- ratório	116
Tabela 22 – Medição da localização de salto de frequência em laboratório	116
Tabela 23 – Valores nominais e respectivos erros de medição h_f em laboratório (MedSF e MedSF-PATV)	117
Tabela 24 – Erros da medição de f_r em laboratório (MedFR, MedFR-PATV e LM) .	117

Tabela 25 – Erros de medição de f_r em laboratório (MedSF e MedSF-PATV). . . . 118

Sumário

1	Introdução	16
I	Conceitos iniciais	20
2	Metrologia e desenvolvimento das PMUs	21
2.1	Histórico	21
2.2	Conceitos básicos de Metrologia	22
2.3	Definições	23
2.4	Índices de Desempenho	24
2.5	Sistemas de Calibração Existentes	25
2.5.1	NIST	25
2.5.2	METAS	27
2.5.3	Outros	27
2.5.4	INMETRO	27
2.6	PMUs e Qualidade de Energia	30
3	Processamento Digital de Sinais para Estimação de Síncofases	32
3.1	Sinais Estáticos	32
3.1.1	Estimação na frequência nominal	32
3.1.2	Estimação em frequência fora da nominal	33
3.2	Sinais dinâmicos	33
3.2.1	Métodos baseados em DFT	34
3.2.2	Métodos não baseados em DFT	34
3.3	Medições de outras grandezas	34
3.4	Detectores de transiente	35
3.5	Métodos implementados em sistemas de calibração	35
II	Pesquisa de Tese	36
4	Estimação de parâmetros de modelos de sinais AC com saltos de magnitude ou fase	37
4.1	Modelagem matemática-computacional	39
4.1.1	Sinais com saltos de magnitude ou fase	39
4.1.2	Definições de valores de referência para cálculo de Erro Vetorial Total (TVE)	39
4.1.3	Estimação de parâmetros por mínimos quadrados não-linear	41
4.2	Estimação de parâmetros de sinais AC com saltos de magnitude ou fase	42
4.2.1	Estimador de parâmetros HLM4	42

4.2.2	Avaliação de desempenho do estimador HLM4	42
4.2.3	Comparação com outros dois estimadores disponíveis na literatura	44
4.3	Influência de diferentes definições do fator de referência	46
4.4	Análises de medições em laboratório	47
4.4.1	Frequência	49
4.4.2	Magnitude	50
4.4.3	Fase	51
4.5	Conclusões parciais e propostas de continuidade	53
4.5.1	Propostas futuras	53
5	Deteção e Estimação da Localização de Saltos	55
5.1	Modelos e métodos	56
5.1.1	Modelos geradores de sinais	56
5.1.2	Sinal analítico de Hilbert	56
5.1.2.1	Identidade de Bedrosian	57
5.1.3	Separação de componentes por Aproximação polinomial com filtro gem de variação total - PATV	58
5.1.4	Índices de Desempenho	59
5.2	Estimadores de localização de saltos de magnitude ou fase	59
5.2.1	Deteção de saltos via magnitude instantânea	62
5.2.2	Deteção de saltos via frequência instantânea	62
5.2.3	Deteção de saltos via magnitude instantânea filtrada por PATV . .	63
5.2.4	Deteção de saltos via frequência instantânea filtrada por PATV . .	63
5.2.5	Detector Híbrido	64
5.2.6	Avaliação de desempenho via simulações numéricas	64
5.2.6.1	Descrição do experimento	65
5.2.6.2	Escolha dos parâmetros dos estimadores HD e HD-PATV . .	65
5.2.6.3	Resultados	67
5.3	Estimador de localização de salto de frequência	70
5.3.1	Deteção de saltos de frequência via taxa de variação da frequência instantânea	71
5.3.2	Deteção de saltos de frequência via taxa de variação da frequência instantânea filtrada por PATV	71
5.3.3	Avaliação de desempenho via simulações numéricas	72
5.3.3.1	Descrição do experimento	72
5.3.3.2	Escolha dos parâmetros dos estimadores	72
5.3.3.3	Resultados	74
5.4	Conclusão	75
6	Estimação de frequência de rede	77
6.1	Modelos e métodos	81

6.1.1	Definição de frequência de rede	81
6.1.2	Modelagem matemática dos sinais de interesse	81
6.1.2.1	Definições em tempo contínuo	81
6.1.2.2	Definições em tempo discreto	82
6.1.3	Estimação de frequência por PMUs	83
6.1.3.1	Estimação de frequência com modelos estáticos	84
6.1.3.2	Estimação de frequência com modelos dinâmicos	84
6.1.4	Estimação de ROCOF por PMUs	85
6.1.4.1	Estimação de ROCOF com modelos estáticos	85
6.1.4.2	Estimação de ROCOF com modelos dinâmicos	85
6.1.5	Estimação de frequência e ROCOF durante transientes	86
6.1.6	Modelagem de sinal AC com separação de componentes de fase . .	87
6.1.7	Modelos propostos para geração de sinais	88
6.1.7.1	Modelo de sinal com salto de magnitude	89
6.1.7.2	Modelo de sinal com salto de fase	89
6.1.7.3	Modelo de sinal com salto de frequência	90
6.1.8	Valor esperado da frequência de rede estimada localmente	91
6.2	Avaliação de estimadores de frequência de rede para sistemas de calibração	92
6.2.1	Descrição dos experimentos	93
6.2.2	Estimação de f_r via sinais AC com saltos de magnitude ou fase . .	95
6.2.2.1	Estimador de Frequência de Rede - MedFR	95
6.2.2.2	Estimador de Frequência de Rede com filtragem PATV - MedFR-PATV	95
6.2.2.3	Desempenho dos estimadores MedFR e MedFR-PATV . .	96
6.2.2.3.1	Correção de erros médios estimando τ e ϕ_0	97
6.2.2.4	Avaliação do desempenho dos estimadores MedFR e MedFR-PATV via simulação computacional	99
6.2.3	Estimação de f_r via sinais AC com salto de frequência	100
6.2.3.1	Estimador de Frequência de Rede e Salto de Frequência - MedSF	100
6.2.3.2	Estimador de Frequência de Rede e Salto de Frequência com filtragem PATV - MedSF-PATV	101
6.2.3.3	Avaliação do desempenho dos estimadores MedSF e MedSF-PATV via simulação computacional	103
6.2.3.3.1	Influência da fase inicial	104
6.2.3.3.2	Influência da localização do salto	106
6.2.3.3.3	Influência da frequência inicial	107
6.2.3.3.4	Influência da altura do salto de frequência	107
6.2.3.3.5	Influência da frequência de amostragem	108

6.2.3.3.6	Influência da duração da janela	109
6.2.3.3.7	Influência do erro de estimativa da localização do salto	112
6.2.4	Robustez da estimativa da altura do salto de frequência a saltos de fase ou magnitude	113
6.3	Medições em laboratório	114
6.3.1	Descrição da montagem	114
6.3.2	Testes realizados	115
6.3.2.1	Detecção e medição da localização dos saltos	116
6.3.2.2	Medição de h_f	117
6.3.2.3	Medição de f_r	117
6.4	Conclusão	118
7	Conclusão	120
Referências		121

Apêndices **135**

APÊNDICE A	Medição da frequência de rede durante Afundamentos Rápidos de Tensão	136
A.1	Estudo preliminar?	136
A.1.1	Sinais com modulação em amplitude	136
A.2	Avaliação de sinais com modulação AM senoidal e trapezoidal	137
A.2.1	Resultados de Simulações	138
A.2.2	Resultados de medições em laboratório	138
A.3	Modelo Geral	141

Lista de abreviaturas e siglas

3PSF	<i>Three-Parameter Sine-Fitting</i>
AM	<i>Amplitude Modulation</i>
ARMA	<i>Autoregressive Moving Average Model</i>
AWG	<i>Arbitrary Waveform Generator</i>
CS-DFT	<i>Compressive Sensing Discrete Fourier Transform</i>
CSTFM	<i>Compressive Sensing Taylor-Fourier Model</i>
CPEM	<i>Conference on Precision Electromagnetic Measurements</i>
DFT	<i>Discrete Fourier Transform</i>
DSVM	<i>Digital Sampling Voltmeter</i>
DUT	<i>Device Under Test</i>
EMD	<i>Empirical Mode Decomposition</i>
FE	<i>Frequency Error</i>
FFT	<i>Fast Fourier Transform</i>
FI	Frequência Instantânea
FR	Frequência de Rede
GPIB	<i>General Purpose Interface Bus</i>
GPS	<i>Global Positioning System</i>
GUM	<i>Guide to the Expression of Uncertainty in Measurement</i>
ICHQP	<i>International Conference on Harmonics and Quality of Power</i>
INMETRO	Instituto Nacional de Metrologia, Qualidade e Tecnologia
IpDFT	<i>Interpolated Discrete Fourier Transform</i>
LES	<i>Least Error Squares</i>
LM	Levenberg-Marquardt
METAS	<i>Federal Institute of Metrology</i>
NIST	<i>National Institute of Standards and Technology</i>
NL-LSQ	<i>Non-Linear Least Squares</i>
NMI	<i>National Measurement Institutes</i>
NMI-A	<i>National Measurement Institute of Australia</i>
ONS	Operador Nacional do Sistema
PMU	<i>Phasor Measurement Unit</i>
PPS	Pulso Por Segundo
RFE	<i>Rate of Change of Frequency Error</i>
RISE	<i>Research Institutes of Sweden</i>
ROCOF	<i>Rate of Change of Frequency</i>
ROCOF-R	ROCOF de rede

RVD	<i>Resistive Voltage Divider</i>
SCADA	<i>Supervisory Control and Data Acquisition</i>
SIN	Sistema Integrado Nacional
SNR	<i>Signal Noise Ratio</i>
STFT	<i>Short-Time Fourier Transform</i>
THD	<i>Total Harmonic Distortion</i>
TVE	<i>Total Vector Error</i>
UMF	Unidade de Medição Fasorial Sincronizada
UTC	<i>Universal Time Code</i>
VIM	Vocabulário Internacional de Metrologia
WAMS	<i>Wide Area Monitoring Systems</i>
XQIFFT	<i>Power Scaled Interpolated Fast Fourier Transform</i>

1 Introdução

Os sistemas elétricos de potência vêm sendo transformados, nos últimos anos, com o advento de novas tecnologias que, adotadas em conjunto, proporcionam o estabelecimento do que se convencionou denominar Redes Elétricas Inteligentes, ou *Smart Grids*. Uma delas é a tecnologia das unidades de medição fasorial (UMFs), ou Phasor Measurement Units (PMUs), que são instrumentos chave nas aplicações para monitoramento, controle e diagnóstico de distúrbios elétricos em tempo real.

A ocorrência de interrupções no fornecimento de energia elétrica muitas vezes é causada por anomalias no funcionamento dos sistemas de geração e transmissão de energia que não são detectados num tempo suficiente para que se tomem ações efetivas. A identificação e o diagnóstico desses distúrbios são limitados à capacidade de medição, armazenamento, transmissão e sincronização dos dados gerados por instrumentação específica. Estudos do governo dos Estados Unidos da América estimam perdas econômicas da ordem de bilhões de dólares anuais que poderiam ser evitadas com um monitoramento mais eficaz das redes elétricas [12]. O problema se torna mais desafiador quando se tratam de grandes redes de transmissão de energia interconectadas.

Nos últimos anos, resultados promissores vem sendo obtidos com o desenvolvimento de sistemas de medição baseados em PMUs integrados às redes de monitoramento e controle. Potencializados por sistemas que permitem a sincronização de medições sobre grandes extensões territoriais como o Global Positioning System (GPS), as PMUs permitem aquisição e transmissão de dados a taxas centenas de vezes mais altas que os tradicionais sistemas SCADA (Supervisory Control and Data Acquisition) [1], chegando a valores tão altos quanto 60 medidas por grandeza por segundo. As PMUs são capazes de fornecer estimativas de fasores de tensão e corrente sincronizados a uma mesma base de tempo (os sincrofasores), assim como da frequência fundamental e sua respectiva taxa de variação (*Rate of Change of Frequency - ROCOF*), eliminando a necessidade de estimadores de estado, proporcionando uma “fotografia” do estado da rede em um determinado instante.

A perspectiva da utilização de PMUs em sistemas de transmissão de energia é crescente em vários países [13]. Projetos em andamento no setor elétrico brasileiro apontam para a instalação de centenas de PMUs na rede brasileira nos próximos anos. Contudo, para que as aplicações sejam bem sucedidas é fundamental haver uma avaliação metrológica sob as mais diversas situações e configurações. Um amplo programa para a interoperabilidade das PMUs conduzidas para o operador de rede brasileiro (ONS) é descrito em [14]. Um mesmo dispositivo pode funcionar com dezenas de diferentes configurações, como por exemplo tipos de filtros, taxas de transmissão e tamanho de janelas. Dispositivos

de diferentes fabricantes frequentemente não apresentam os mesmos resultados sob as mesmas condições, o que enseja o estabelecimento de normas e testes que garantam a sua interoperabilidade.

A utilização de PMUs vem sendo apontada também como facilitadora na inserção de energias renováveis, sobretudo as de fonte eólica e solar. A geração de energia de fonte eólica destaca-se no Brasil, assumindo em 2019 o segundo lugar na participação na matriz elétrica [15], contribuindo com 15,45 GW de capacidade total instalada (9,1% do total). A região Nordeste é a de maior contribuição, onde 88,8 % da energia consumida em 2019 foi proveniente das usinas eólicas.

Tal evolução no perfil da geração de energia modifica gradativamente o comportamento da rede frente a distúrbios. Como a conexão dos parques eólicos e solares invariavelmente se dá por conversores eletrônicos de potência, sempre traz consigo a possibilidade de afetar a qualidade da energia. Além disso, a injeção de potência via conversores apresenta inércia significativamente mais baixa do que a dos seus pares geradores hidrelétricos e térmicos, modificando a resposta dinâmica do sistema frente a distúrbios. Essas características demandam um monitoramento, proteção e controle dos sistemas que seja rápida e confiável. Entretanto, a instrumentação tradicionalmente utilizada nestes sistemas não foi originalmente projetada para o cenário que hoje se apresenta. Portanto, para garantir a confiabilidade da operação destas redes, se torna imperativo analisar o comportamento dos dispositivos de medição submetidos a formas de onda distorcidas e com comportamento dinâmico representativos das redes atuais e futuras.

Recentemente têm sido relatados pelo mundo atuações indevidas de sistemas de proteção causadas por afundamentos de tensão com significativos saltos de fase ou magnitude. A alta inserção de geração de energias renováveis através de conversores de potência torna as redes mais suscetíveis a esse tipo de problema. Verifica-se, nestes casos, que a instrumentação atual não é capaz de inferir, a partir dos sinais digitalizados, informação suficiente para discernir de forma adequada as situações em que realmente deveria haver ou não um desligamento. Por sua vez, essa incapacidade de medição dos parâmetros relacionados (magnitude, fase e frequência) para sinais com saltos é fruto da adoção de modelos matemáticos que se provaram inapropriados. Por esse motivo, reforçado pelos prejuízos causados pelo desligamento indevido de geradores ao redor do mundo, foi estabelecido um grupo, no âmbito da Comissão Eletrotécnica Internacional (IEC), uma discussão, ainda em andamento, sobre as definições de frequência de rede e suas aplicações para sistemas elétricos de potência.

Neste contexto, a contribuição da Metrologia no desenvolvimento da tecnologia sincrofatorial é crescente, com o envolvimento de Institutos Nacionais de Metrologia (*National Measurement Institutes - NMIs*) no projeto de novos sistemas de calibração e testes de PMUs, projetados para reproduzir em laboratório as condições desafiadoras

das redes elétricas a que são submetidos os instrumentos comerciais. Este esforço tem levado ao melhoramento dos produtos, à medida em que a maior exatidão das medidas em laboratório permite aos fabricantes identificar pontos de melhoria em seus equipamentos após a comparação dos seus resultados com as medições padrão dos institutos de metrologia. Neste processo, os métodos tradicionais de medição e análise de sinais digitalizados baseados em modelos de estado estacionário se tornam insuficientes para os novos desafios que se apresentam [3]. Diversos estudos mostram o desenvolvimento de técnicas avançadas para análise de sinais dinâmicos, cujas características modificam-se de maneira significativa durante o intervalo de medição.

As aplicações de PMUs em sistemas de transmissão já são hoje uma realidade, enquanto o seu uso em redes de distribuição ainda não está consolidado, apesar de existirem muitas propostas e potencialidades sendo levantadas. O desenvolvimento da utilização de PMUs em redes de distribuição está limitado, do ponto de vista metrológico, à capacidade atual dos sistemas de calibração. Isso enseja o desenvolvimento de técnicas de análise adequadas para sistemas de medição com incertezas menores que as atuais e com capacidade de operar com sinais representativos das condições mais adversas que se espera encontrar nessas redes. Em especial, a análise de sinais com transientes rápidos de magnitude, fase e frequência merecem investigação mais aprofundada. O estabelecimento da infraestrutura laboratorial primária é fundamental para embasar a criação e revisão de normas e regulamentos, em especial no que se refere a limites de desempenho alcançáveis para as medições.

Este trabalho tem o objetivo geral de contribuir no desenvolvimento da tecnologia de PMUs através do estabelecimento de sistemas laboratoriais para metrologia de sincrofatores. O estudo de modelos computacionais para análise de sinais digitalizados em termos de exatidão e incerteza é realizado em concomitância com o desenvolvimento de projetos de sistemas de medição em laboratório. Desta forma, pode-se identificar limites de desempenho que embasem as decisões de projeto dos novos sistemas, o desenvolvimento de novos testes para fazer frente às necessidades de redes em constante evolução, e o estabelecimento de limites de desempenho aceitáveis para instrumentos sob teste.

Para isso, neste trabalho foram avaliadas experimentalmente medições sincrofatoriais, por meio de simulações computacionais e medições em laboratório. Os resultados são contribuições para o desenvolvimento de sistemas de medição para laboratórios de metrologia, com análises de erros e incertezas de medições sincrofatoriais em regime dinâmico. As análises contemplam o desempenho da estimativa de parâmetros de sinais com saltos de magnitude, fase e frequência através de métodos paramétricos e não paramétricos.

Parte dessa tarefa é a análise dos sinais digitalizados, para a qual os algoritmos atualmente utilizados nos sistemas de calibração existentes em outros NMIs apresentam limites em sua capacidade de análise. Esta pesquisa de tese tem o objetivo de selecionar

modelos matemáticos e métodos de análise que sejam capazes de caracterizar o comportamento de partes de um sistema de calibração (entendidas como caixas pretas). O intuito é conhecer limites operacionais e apontar possíveis melhorias na medição de magnitude, fase e frequência de sinais AC contendo saltos de magnitude ou fase.

O texto está organizado, após esta introdução, da seguinte forma: no capítulo 2, são apresentados um breve histórico do desenvolvimento das PMUs e a contribuição da ciência metrológica neste processo, assim como conceitos básicos utilizados no decorrer do texto; no capítulo 3, é apresentada uma visão geral dos principais métodos de processamento de sinais digitais aplicados a sincronasores encontrados na literatura; no capítulo 4, é apresentada a estimativa de parâmetros de sinais com saltos de fase e magnitude através de métodos paramétricos em conjunto com um procedimento iterativo; no capítulo 6, é apresentada a estimativa de frequência, localização de saltos e discriminação de distúrbios via análise do sinal analítico de Hilbert, aplicada ao problema da medição de frequência e ROCOF em redes com grande inserção de energias renováveis; finalmente, no capítulo 7 são apresentados os comentários e conclusão do trabalho.

Parte I

Conceitos iniciais

2 Metrologia e desenvolvimento das PMUs

O desenvolvimento das PMUs esteve sempre intimamente ligado a medições e, portanto, à ciência metrológica - a Metrologia -, ainda que de maneira não muito explícita em seus primórdios. Com o tempo, a difusão do uso comercial, a necessidade do estabelecimento de padrões para interoperabilidade e confiabilidade das medições levou ao envolvimento crescente dos laboratórios de metrologia. A maior exatidão das medidas proporcionou aos fabricantes ganhos consideráveis na identificação e correção de falhas de projeto. A seguir, apresento uma seleção de trabalhos relevantes que demonstra a evolução e a contribuição da metrologia no desenvolvimento desta tecnologia, através da construção e operação de sistemas de calibração de PMUs.

2.1 Histórico

Desde a sua invenção, na década de 1980, quando Phadke propôs as primeiras técnicas para medição de fasores de tensão, frequência local e sua taxa de variação [16, 17], as PMUs vêm sofrendo evolução contínua, assim como as metodologias para avaliação de suas medições. Inicialmente projetadas para relés de proteção, os autores perceberam o potencial da medição sincronizada de fasores na estimativa de estados do sistema elétrico, em substituição aos sistemas SCADA [18]. Esta história é contada em detalhes em [19].

A disponibilização para uso civil dos sinais de sistemas GPS (*Global Positioning Systems*) possibilitou a medição sincronizada de fasores a grandes distâncias através de sinais de 1 pulso por segundo (PPS), tornando viáveis os sistemas de monitoramento de grandes áreas (*Wide Area Monitoring Systems - WAMS*). Isso impulsionou a comercialização dos primeiros PMUs, na década de 1990 [20, 21]. Já no final dos anos 2000, uma descrição do desenvolvimento de WAMS em alguns países é apresentada em [13]. O impacto das incertezas de medição em algumas aplicações é analisado em [22, 23].

Com o intuito de padronizar as medições, o IEEE publica uma primeira norma em 1995 [24], seguida por uma revisão em 2005 [25]. Houve um grande esforço na década de 2000 para garantir a interoperabilidade das medições obtidas por aparelhos de diversos fabricantes, evidenciando a necessidade de estabelecimento de medições padrão em institutos nacionais de metrologia (NMIs) [26–32]. Diversos trabalhos contribuíram para o estabelecimento de testes que reproduzissem situações adversas e dinâmicas da rede, como harmônicos e inter-harmônicos [33], saltos de magnitude e fase [34], rampas de frequência [35, 36] e modulações de amplitude e fase [37].

A incorporação de ensaios dinâmicos ocasionou a última revisão da norma, IEEE

Standard C37.118.1-2011, publicada em 2011 [38], em que se estabelecem requisitos mínimos de exatidão para diversos sinais padronizados. Os requisitos para as PMUS são classificados em duas categorias, P e M, a primeira se referindo a “proteção” e a segunda a “medição”. O estabelecimento de normas e testes padronizados vem proporcionando o aprimoramento das PMUs com o apoio dos institutos de metrologia, conforme relatado em [39].

O relato de dificuldades práticas, em especial com a medição da taxa de variação de frequência (*Rate of Change of Frequency – ROCOF*), levou a modificações nos limites aceitáveis para erros de medição, em emenda publicada em 2014 [40], na qual também foi extinto o ensaio de modulação combinada em amplitude e fase, pois os ensaios realizados em separado (modulação de amplitude ou fase) já traziam as informações necessárias. Há ainda um guia para sincronização, calibração, teste e instalação de PMUs publicado em 2013 [41]. As normas trazem definições importantes sobre os conceitos, índices de desempenho e limites de exatidão para PMUs e para sistemas de calibração de PMUs.

O leitor interessado pode acessar uma extensa revisão de literatura sobre a aplicação da tecnologia de sincrofatores em sistemas de potência em [42], incluindo trabalhos publicados de 1983 a 2014, em que a calibração de PMUs é mencionada brevemente.

2.2 Conceitos básicos de Metrologia

É importante diferenciar o significado metrológico do significado usual do termo “calibração” em língua corrente, o qual popularmente denota algum tipo de ajuste físico de aparelhos. O termo “calibração” em metrologia deve ser entendido no sentido formalmente definido no Vocabulário Internacional de Metrologia (VIM-2012) [43], cuja edição luso-brasileira [44] define calibração como a

“Operação que estabelece, sob condições especificadas, numa primeira etapa, uma relação entre os valores e as incertezas de medição fornecidos por padrões e as indicações correspondentes com as incertezas associadas; numa segunda etapa, utiliza esta informação para estabelecer uma relação visando a obtenção dum resultado de medição a partir duma indicação.”

Outro conceito fundamental para a Metrologia é a incerteza de medição, que segundo o VIM é o

“Parâmetro não negativo que caracteriza a dispersão dos valores atribuídos a um mensurando, com base nas informações utilizadas.”

A incerteza de medição é o resultado da contribuição de diversos componentes e pode ser caracterizada por desvios-padrão. A avaliação das componentes de incerteza pode ser obtida a partir da “distribuição estatística de valores provenientes de uma série de medições” (Tipo A), ou por outros meios (Tipo B) [44]. Componentes sistemáticos podem ser incorporados à incerteza de medição ou ter os seus efeitos compensados (correção), enquanto os componentes aleatórios não podem ser corrigidos. O documento que padroniza a expressão da incerteza de medição é o Guia para Expressão da Incerteza da Medição (ISO-GUM 2008) [45].

A rigor, a avaliação metrológica prescrita na *IEEE Standard C37.118.1-2011* [38] não é propriamente uma calibração, mas um conjunto de testes de aprovação (ensaios) cujos critérios são limites aceitáveis de erros de medição. Ainda assim, um sistema destinado a fazer os testes deve ser capaz de fazer uma calibração, pois é a partir das relações entre os valores e as incertezas obtidas que se estabelecem os limites de desempenho. Por isso, são normalmente denominados sistemas de calibração, ou calibradores de PMUs.

O intuito, portanto, é estabelecer relações entre valores medidos e valores de referência (padrões) e estimar componentes de incerteza presentes no processo de medição, dentre os quais devem-se incluir os erros numéricos presentes nos cálculos computacionais. Sistemas de calibração devem ser capazes de fornecer medições padrão, ou seja, valores de referência obtidos com níveis de incerteza significativamente baixos em relação às medições provenientes dos dispositivos sob teste, obtidos segundo definições estabelecidas em norma específica.

2.3 Definições

Uma função senoidal pura com parâmetros constantes pode ser representada por um fasor. Seja um sinal em tempo contínuo

$$x(t) = X_m \cos(\psi(t)) = X_m \cos(\omega t + \phi), \quad (2.1)$$

em que X_m é a magnitude do sinal, ω é a frequência angular do sistema e ϕ é a fase inicial do sinal. A representação fasorial de $x(t)$, dada uma frequência angular implícita, é o número complexo

$$X = \frac{X_m}{\sqrt{2}} e^{j\phi}. \quad (2.2)$$

O sincrofasor é o fasor obtido quando, dada uma função cossenoide à frequência nominal sincronizada ao UTC (*Universal Time Code*), a fase ϕ é o ângulo de fase instantâneo relativo ao UTC, de forma que $x(\phi = 0, t = 0) = 1$. Em uma sincronização perfeita,

portanto, o instante de tempo $t = 0$ e os demais instantes inteiros coincidem exatamente com o segundo do UTC.

A frequência é definida por

$$f(t) = \frac{1}{2\pi} \frac{d\psi(t)}{dt}, \quad (2.3)$$

e a taxa de variação de frequência (ROCOF) é definida por

$$ROCOF(t) = \frac{df(t)}{dt}. \quad (2.4)$$

A definição de um fasor dinâmico para oscilações em sistemas de potência é apresentada em [46]. Um sinal cossenoide modulado

$$x_m(t) = X_m g(t) \cos(\omega_0 t + \phi(t)), \quad (2.5)$$

em que $X_m g(t)$ é a magnitude do sinal modulado, ω_0 é a frequência angular nominal do sistema e $\phi(t)$ é uma função real descrevendo a modulação de fase, é representado por um sincrofasor dinâmico definido como

$$X(t) = a(t)e^{j\phi(t)} = \frac{X_m g(t)}{\sqrt{2}} e^{j\phi(t)}. \quad (2.6)$$

O sincrofasor dinâmico de um sinal na forma (2.6), dada uma janela temporal finita de não menos que um ciclo, é a melhor estimativa de $X(t)$ neste intervalo [47].

2.4 Índices de Desempenho

Para a calibração de PMUs especificamente, a normatização estabeleceu limites máximos permitidos através de índices de desempenho para as grandezas magnitude, fase, frequência e sua taxa de variação (ROCOF). Os sistemas de calibração devem ser capazes de fornecer valores de referência com erros ao menos dez vezes menores do que os especificados para os dispositivos sob teste [38].

Os erros de magnitude e fase são estabelecidos com base em um índice chamado *Total Vector Error* (TVE), em um dado instante de tempo discreto n localizado no centro das respectivas janelas de medição, dado por

$$TVE(n) = \sqrt{\frac{(\tilde{X}_r(n) - X_r(n))^2 + (\tilde{X}_i(n) - X_i(n))^2}{X_r(n)^2 + X_i(n)^2}}, \quad (2.7)$$

em que \tilde{X}_r e \tilde{X}_i são as componentes reais e imaginárias, respectivamente, das estimativas dadas pelo dispositivo sob teste, enquanto $X_r(n)$ e $X_i(n)$ são as componentes reais e imaginárias, respectivamente, dos valores de referência. Para fins de análise dos erros, o TVE tem a propriedade de reunir em um mesmo índice os erros de magnitude e fase, razão pela qual muitos trabalhos divulgam estes erros separadamente. Para a maioria dos testes, o limite máximo de desempenho para aprovação de um PMU é de $TVE < 1\%$.

Os erros de frequência e ROCOF são obtidos por

OBS: ver que na nova norma IEC/IEEE os erros não são mais o valor absoluto, verificar para deixar todo o texto da tese coerente. f_r foi usado como frequencia de rede no cap. 6, cuidado para não ficar dúvida.

$$FE(n) = |\tilde{f}(n) - f_r(n)|, \quad (2.8)$$

$$RFE(n) = |ROCOF(n) - ROCOF_r(n)|, \quad (2.9)$$

respectivamente, em que $\tilde{f}(n)$ e $ROCOF(n)$ são as estimativas obtidas pelo dispositivo sob teste e o subscrito r indica o valor de referência. O erros de fase, frequência e ROCOF estão intimamente ligados à capacidade de sincronização do dispositivo ou sistema de medição. Além do sinal de 1 PPS, é necessário um sinal de alta frequência (usualmente 10 MHz) como base de tempo para a amostragem dos sinais. Neste sinal de alta frequência, um atraso de $1 \mu s$ significa um erro de fase de $0,022^\circ$ para um sistema de 60 Hz. Um erro de fase de $0,57^\circ$ sozinho é capaz de causar 1% de TVE, equivalente a um erro temporal de $26 \mu s$. Um erro de frequência de $0,083 \text{ MHz}$ na base de tempo já causa, na medição da frequência, o máximo erro permitido em regime estacionário ($FE = 0,005 \text{ Hz}$) [38].

2.5 Sistemas de Calibração Existentes

As definições e o estabelecimento de requisitos mínimos de exatidão para PMUs foram desenvolvidos em conjunto com a infraestrutura metrológica para avaliação das medições, resultando no laboratório pioneiro do *National Institute of Standards and Technology* (NIST), órgão máximo da metrologia científica dos Estados Unidos da América, que já publicava os primeiros resultados em meados dos anos 2000. Nos últimos anos, outros institutos pelo mundo têm demonstrado interesse e envidado esforços no desenvolvimento de seus próprios sistemas, que serão descritos brevemente a seguir.

2.5.1 NIST

O NIST é, no momento em que este texto é escrito, o único NMI que oferece a realização de todos os ensaios previstos na norma IEEE Std de forma completa [3]. O

diagrama de blocos da figura 1 representa o sistema de calibração de PMUs na arquitetura proposta pelo NIST.

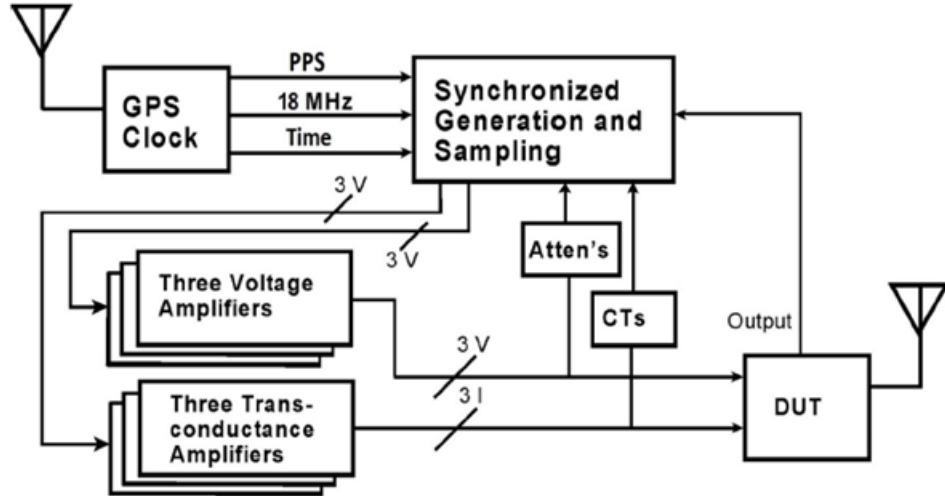


Figura 1 – Sistema de calibração de PMUs desenvolvido no NIST representado em blocos funcionais [3]

A geração e amostragem dos sinais trifásicos é realizada em uma plataforma que utiliza os mesmos sinais de referência temporais, assegurando a sincronização. Diversas configurações de sinais representativos das situações de rede são geradas em tensões até $10 V_p$ e amplificados. Os sinais de tensão e corrente aplicados ao dispositivo sob teste (*Device Under Test* – DUT) são provenientes de amplificadores de tensão, que elevam os sinais de entrada a 70 V nominais, e de transcondutância, que transformam os sinais de tensão em sinais de corrente de 1 A ou 5 A nominais. Estes mesmos sinais são submetidos a atenuadores de tensão e transformadores de corrente, para serem amostrados de forma síncrona à geração. Os sinais amostrados são então submetidos a rotinas de análise que irão produzir estimativas de valores de referência para cada grandeza. A saída do DUT é coletada e comparada aos valores de referência para produzir os índices TVE, FE e RFE.

Um calibrador de PMUs comercial foi desenvolvido em parceria com o NIST [3]. O calibrador é um equipamento cujos sinais de saída têm um nível de incerteza e estabilidade tal que se pode tomar os valores nominais como valores de referência. Um sistema de calibração como o da figura 1 pode calibrar um calibrador, utilizando o calibrador como gerador de sinais e tomando os sinais digitalizados para estimar os valores de referência.

O sistema do NIST tem evoluído desde então na análise dos resultados, automação dos testes e avaliação do atraso de fase em relação ao UTC, havendo pouca alteração no hardware.

2.5.2 METAS

O sistema desenvolvido no *Federal Institute of Metrology* (METAS), da Suíça [4] tem arquitetura semelhante ao do NIST, tanto do ponto de vista de hardware como de software. O trabalho do METAS nos últimos anos tem apontado os limites da tecnologia de calibração de PMUs na perspectiva da utilização desta tecnologia em linhas de distribuição, que apresentam diferenças de fase muito menores do que as da transmissão. Os sistemas atuais de calibração de PMUs declaram TVE em torno de 0,05% e os testes são projetados para um máximo de 10% de distorção harmônica ou inter-harmônica, modulações de fase e amplitude de 10% e saltos de fase e magnitude de 10%. Estima-se que para distribuição é necessário atingir $TVE < 0,01\%$ [11] e desenvolver novos testes para condições dinâmicas mais adversas, que são ainda objeto de discussão [48].

2.5.3 Outros

Houve uma tentativa do *National Measurement Institute of Australia* (NMI-A) [5] de desenvolvimento de um sistema monofásico com equipamentos comerciais, mas o projeto está interrompido. Recentemente, foi também publicado o desenvolvimento de um sistema trifásico no *Research Institutes of Sweden* (RISE), da Suécia, baseado em equipamentos comerciais modificados, mas que ainda não é capaz de realizar testes dinâmicos [6].

2.5.4 INMETRO

Esta tese foi desenvolvida como parte do projeto do primeiro sistema brasileiro de calibração de PMUs, em que foram identificadas oportunidades de pesquisa em algumas etapas. Em especial, foi necessário avaliar a exatidão e as incertezas associadas às propostas de modelagem e processamento digital de sinais aplicados no tratamento de sinais com perfil dinâmico, contendo saltos de magnitude, fase e frequência.

Como parte do projeto de desenvolvimento tecnológico, em 2017 foi estabelecido um acordo de cooperação do NIST com o Instituto Nacional de Metrologia, Qualidade e Tecnologia (INMETRO), do Brasil, no qual foram estabelecidas as bases técnicas para a construção do primeiro sistema brasileiro para ensaios em PMUs. Neste contexto, tive a oportunidade de trabalhar por 5 meses na evolução do sistema do NIST, realizando uma reengenharia de software nos códigos resultantes das pesquisas. Utilizando conceitos de arquitetura de software, foram construídas camadas de abstração de hardware de maneira a permitir a interoperabilidade de módulos desenvolvidos em plataformas diversas de desenvolvimento (MATLAB, Labview, Python, MS Excel), assim como a possibilidade de reutilização do mesmo software em plataformas de hardware diversas.

Desde o meu retorno ao Brasil, em 2018, o sistema do INMETRO foi sendo desenvolvido inspirado nas montagens adotadas pelo NIST e pelo METAS. Em um primeiro

momento, foram avaliados os equipamentos já disponíveis no laboratório do INMETRO, em relação às grandezas de interesse, candidatos a serem incorporados como componentes de um sistema de calibração. Já nesta fase surgiu a necessidade de desenvolvimento de novas ferramentas de análise de sinais digitalizados.

Em seguida, escolhidos os componentes mais adequados, foi construído um protótipo monofásico, cujo diagrama de blocos é mostrado na figura 2. O sistema conta com um gerador arbitrário de funções (*Arbitrary Waveform Generator - AWG*), um voltímetro amostrador digital de alta exatidão (*Digital Sampling Voltmeter – DSVM*), sinais de referência de tempo provenientes de relógio atômico (1 PPS e 10 MHz) e os códigos desenvolvidos em Labview, Matlab e Python, em parceria com o NIST, com adaptações feitas para o hardware do INMETRO [8]. O controle e a aquisição de dados se dá por interface de comunicação GPIB conectada a um computador pessoal (PC). Ainda há a possibilidade de inserção de amplificadores e transdutores de tensão e corrente.

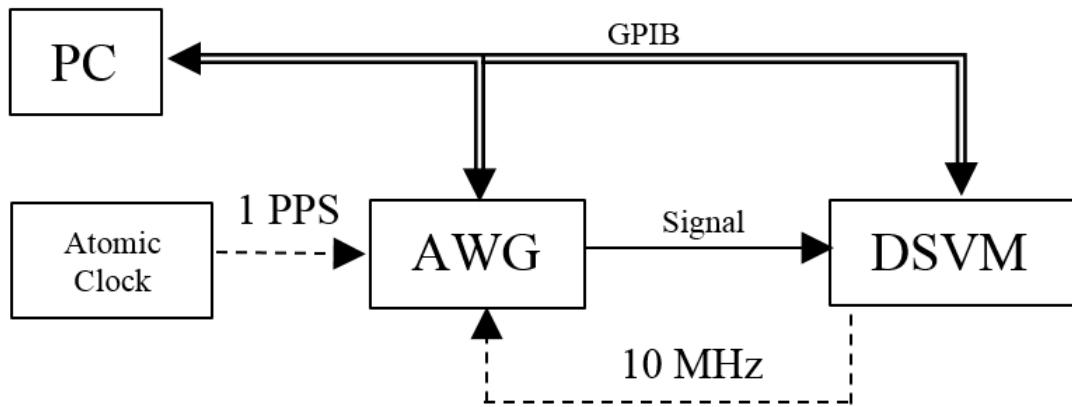


Figura 2 – Diagrama de blocos do primeiro protótipo de sistema para calibração de PMUs desenvolvido no INMETRO [8]

Para avaliação dos limites operacionais do sistema representado na figura 2, foram desenvolvidas metodologias de análise dos sinais digitalizados provenientes do módulo DSVM, cujo comportamento é muito bem conhecido em diversos trabalhos anteriores na área de metrologia elétrica. No capítulo 4 são apresentadas simulações e medições realizadas para a avaliação do módulo gerador de sinais (AWG) quanto à sua capacidade de reprodução das formas de onda desejadas especificamente para os testes previstos na norma IEEE Std.

No ano de 2019, houve a possibilidade de evolução para um novo sistema, trifásico e totalmente sincronizado, com a aquisição de uma plataforma de desenvolvimento PXI. Tal sistema está descrito no diagrama de blocos da figura 3. A arquitetura de *hardware* é baseada num sistema modular do tipo PXI, com capacidade de geração e amostragem sincronizadas de sinais de baixa tensão ($< 10 V_p$). Sinais de temporização do Relógio

Atômico do INMETRO são usados pelo módulo de temporização para disciplinar o *trigger* e o *clock* para as placas de geração e amostragem. Um amplificador externo de tensão é usado para elevar o sinal aos valores típicos de entrada ($70 V_p$) do dispositivo sob teste (DUT).

Um divisor resistivo de tensão (RVD) é usado para atenuar os sinais para $0,8 V_p$ para a entrada do Amostrador. O processo é controlado pelo módulo CPU, onde as formas de onda de referência são digitalmente prescritas para serem reproduzidas pelo módulo de Gerador. As amostras provenientes do módulo Amostrador são lidas pela CPU, onde algoritmos apropriados podem ser implementados para calcular os valores de referência para a calibração do DUT. As análises das medições realizadas com este sistema estão descritas no capítulo 6.

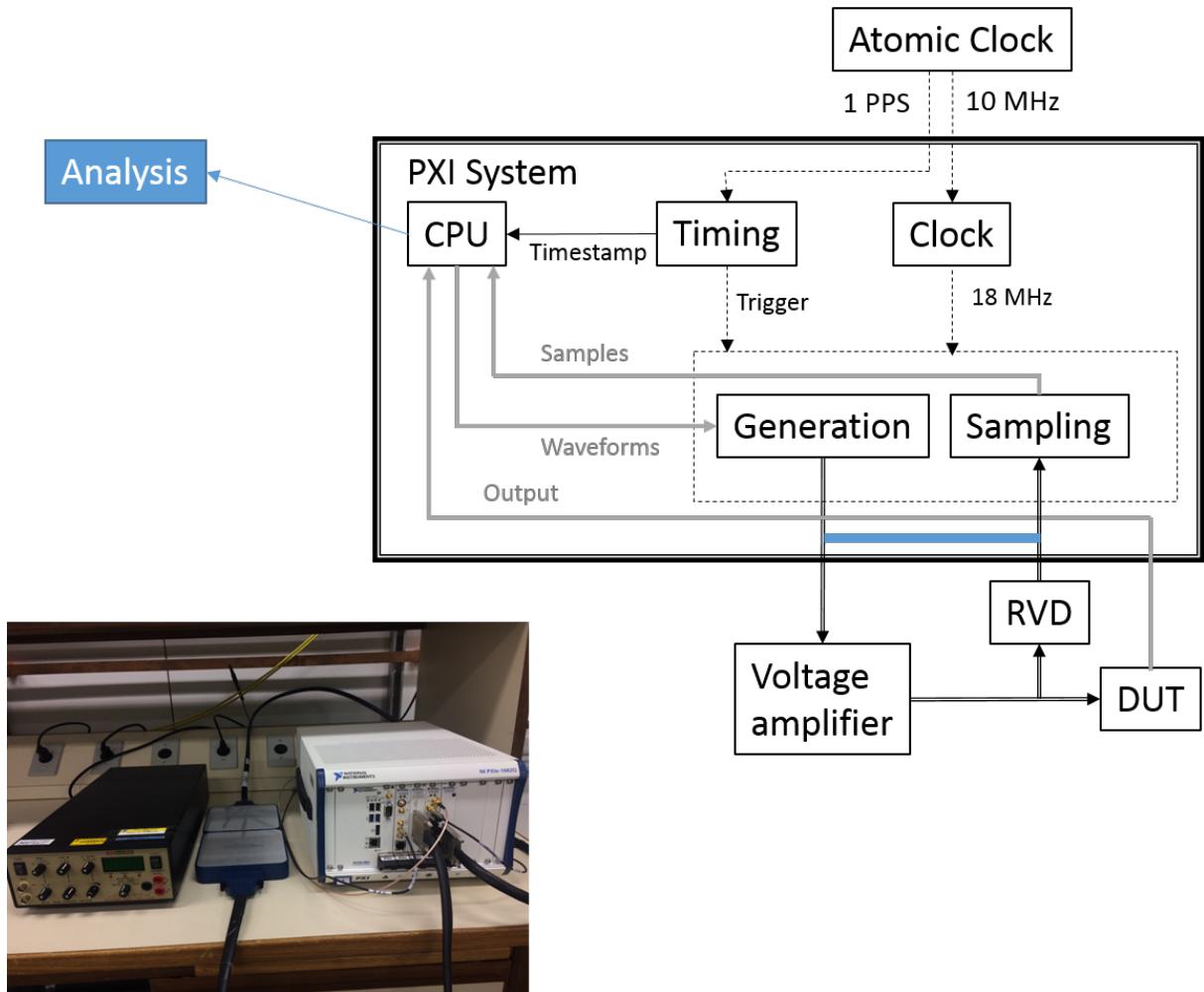


Figura 3 – Diagrama de blocos e foto do sistema de calibração de PMUs do INMETRO, com a ligação direta do módulo de geração com o módulo de geração de sinais.

Nesta etapa, o trabalho assumiu um caráter transversal dentro do INMETRO, envolvendo outros grupos de trabalho que se dedicam a cada componente em específico. Por exemplo, o projeto e a caracterização de transdutores de corrente [49] e tensão [50], amplificadores [51] e digitalizadores. Nosso trabalho nesta tese irá contribuir com uma

metodologia para análise dos sinais digitalizados pelo sistema, que será validada inicialmente considerando-se uma ligação direta do gerador de sinais na entrada do amostrador, de forma a eliminar a influência dos amplificadores e transdutores.

2.6 PMUs e Qualidade de Energia

O estudo da Qualidade de Energia se dedica a uma série de anomalias que ocorrem nas redes elétricas, capazes de modificar significativamente as características desejáveis dos sinais de tensão e corrente. Os fenômenos de baixa frequência exercem uma influência maior nas medições das PMUs, dentre os quais destacam-se variações de frequência, harmônicos, inter-harmônicos e transientes [1]. Tais distúrbios podem estar presentes em níveis de transmissão de energia de alta tensão, mas ao aproximarmo-nos de níveis de distribuição, tanto a sua frequência de ocorrência quanto a sua severidade tendem a aumentar. A inserção de energias renováveis também é responsável pelo aumento das ocorrências, sobretudo de harmônicos.

O efeito de frequências diferentes da nominal em PMUs será abordado na seção 3.1.2. Como o objetivo das PMUs é obter o fasor correspondente à fundamental, as distorções harmônicas e inter-harmônicas em estado estacionário são usualmente filtradas, por uma série de estratégias possíveis [52–58]. Por outro lado, outra linha de trabalho consiste em utilizar as PMUs na medição de fasores harmônicos [59, 60].

Há vários fenômenos transitentes que podem ocorrer em sistemas de potência causados por faltas (curto-circuitos), operações de chaveamento e movimentos relativos nos rotores de grandes geradores. O efeitos destes últimos, associados a ressonâncias presentes nas redes, é produzir oscilações do tipo AM-FM nos sinais, razão pela qual são prescritos testes de modulação AM-FM na norma IEEE Std.

Em particular, os eventos do tipo afundamentos de tensão, causados por faltas ou chaveamentos, são de especial interesse nesta proposta de tese. Tais eventos são caracterizados por variações bruscas na magnitude e fase de sinais seguidas por um novo estado temporário com duração de um ciclo a um minuto, durante o qual há desvio significativo do valor eficaz da tensão em relação ao valor nominal da instalação [61]. As faltas podem ser equilibradas, quando ocorrem da mesma forma nas três fases; ou não, quando são do tipo fase-fase, fase-fase-terra ou fase-terra, provocando desequilíbrios nos sistemas trifásicos.

Os afundamentos de tensão são um dos eventos mais relevantes que podem ocorrer nos sistemas de potência, devido ao alto custo associado a seus impactos em cargas industriais sensíveis, como reguladores de velocidade, conversores de frequência, contatores, etc. São geralmente definidos por sua duração e a magnitude da tensão *rms* durante o evento, comumente referida como uma porcentagem da tensão nominal. Uma visão geral

dos métodos para quantificar a gravidade dos eventos individuais de queda de tensão pode ser encontrada em [62].

Em monitores de qualidade de energia, o cálculo de valor eficaz geralmente é feito uma vez por ciclo. Como normalmente não há um meio de determinar o início do afundamento, sua duração é superestimada porque é dada em um número inteiro de ciclos. Saltos de ângulo de fase também são relatados, e várias técnicas são propostas para medi-los. Sendo a DFT (*Discrete Fourier Transform*) a mais comumente usada, como seus resultados dependem de sinais estacionários, espera-se que nos ciclos de transição as estimativas obtidas não sejam confiáveis [61].

No âmbito do estudo de PMUs, a abordagem usual em relação a afundamentos de tensão é analisar os seus efeitos nas medições de sincrofatores, embora alguns trabalhos tratem do uso de PMUs na medição de afundamentos de tensão [63, 64]. As limitações são a disponibilidade das tensões de fase individuais e a resolução temporal das medições, também limitadas a uma medição por ciclo.

Os testes padronizados de degrau de magnitude ou fase implementados nos sistemas de calibração buscam reproduzir em laboratório situações extremas em termos de taxa de variação, simulando a ocorrência de faltas equilibradas (o mesmo degrau é aplicado simultaneamente nas três fases). A aplicação destes sinais causa grandes erros de estimativa dos sincrofatores, frequência e ROCOF. O objetivo dos testes é medir o tempo de resposta das PMUs a variações deste tipo, que é o tempo que necessitam para retornar ao comportamento esperado em regime permanente.

A capacidade de sistemas de calibração para PMUs para reproduzir em laboratório sinais representativos de afundamentos de tensão será analisada no capítulo ???. No capítulo ??, baseado em eventos reais em que a medição de frequência e ROCOF é afetada significativamente pela ocorrência de afundamentos de tensão, são analisados novos estimadores de frequência quanto à sua capacidade de discriminar variações da frequência de rede.

3 Processamento Digital de Sinais para Estimação de Sincrofatores

A estimação de sincrofatores, frequência e ROCOF é obtida pela extração da componente fundamental de um sinal de uma grandeza elétrica (tensão ou corrente) por algum método de processamento digital de sinais. Passa, portanto, pela adoção de modelos matemáticos e algoritmos de análise adequados às situações propostas. Os erros numéricos inerentes ao processo irão gerar incertezas de medição que são componentes na estimativa da incerteza total do sistema. O estudo da modelagem computacional deve dar garantias de que os resultados encontrados nas avaliações são confiáveis, ou seja, que a contribuição dos erros computacionais nas eventuais variações obtidas nas medições seja desprezível em comparação àquelas dos fenômenos físicos que se deseja observar.

Neste capítulo apresento uma visão geral dos principais métodos de análise de sinais para estimação de sincrofatores encontrados na literatura, sob o ponto de vista da análise dos erros numéricos. A maior parte dos trabalhos versa sobre a implementação de algoritmos no projeto de PMUs, mas como nem todas são adequadas para sistemas de calibração, ao final apresento brevemente os métodos utilizados nos sistemas de calibração atuais.

3.1 Sinais Estáticos

3.1.1 Estimação na frequência nominal

Segundo Phadke [1], a estimação de sincrofatores pode ser feita de duas formas, com relação à atualização no decorrer do tempo:

1. Não-recursiva, em que todas as amostras de uma nova janela são novamente levadas em conta nos cálculos, independente de haver superposição. Neste caso, para um sinal estacionário em frequência nominal, o fasor reportado gira em sentido anti-horário com um incremento no ângulo de fase equivalente ao intervalo entre duas amostras em relação à frequência fundamental.
2. Recursiva, em que os cálculos de janelas anteriores são aproveitados na estimação do novo fasor, incorporando-se a contribuição das novas amostras. O fasor calculado desta forma é estacionário se o sinal for estacionário em frequência nominal.

Na prática, a forma recursiva é a mais utilizada, tanto por sua maior eficiência

computacional quanto pela praticidade da sua representação do fasor nas aplicações. Além disso, pela definição de [38], para um sinal estacionário em frequência nominal, a fase deve permanecer inalterada. A estimação de sincrofatores em PMUs comumente é feita pela extração da componente fundamental do sinal digitalizado utilizando a DFT (*Discrete Fourier Transform*) [65], em que se supõe um modelo senoidal estacionário para cada janela de medição.

3.1.2 Estimação em frequência fora da nominal

O cálculo dos sincrofatores é feito, por definição, sempre em relação à frequência nominal. Todavia, é possível estimar frequências diferentes da nominal através da variação da fase. Alguns trabalhos propõem o uso de DFTs com alguma outra técnica para melhorar a performance em situações de frequências fora da nominal ou dinâmicas. A mais usual é a interpolação no espectro de frequências (IpDFT), proposta em [66] [67], em que a posição do máximo de uma parábola, ajustada às três amostras do pico espectral da DFT no entorno da frequência nominal, é usada para estimar a frequência do fasor. Para evitar espalhamento espectral, pode-se ajustar o número de amostras por ciclo e o intervalo de amostragem para atingir um número inteiro de períodos do sinal de entrada, como proposto em [68].

A estimação dos parâmetros considerando variações de frequência dentro do modelo requer lidar com uma função não linear em relação à frequência. Os sistemas de calibração existentes resolvem este problema para sinais estacionários obtendo analiticamente a derivada parcial e incorporando à estimação por mínimos quadrados um processo iterativo do tipo gradiente descendente [37], ou usando diretamente algum algoritmo de minimização não linear, por exemplo, Levenberg-Marquardt (LM) [6] [69], que obtém o Jacobiano por aproximações numéricas.

3.2 Sinais dinâmicos

O processamento digital de sinais para a estimativa de sincrofatores, frequência e ROCOF usualmente pode ser feito com a DFT, que usa bases ortogonais de exponenciais complexas com frequências fixas. Desse modo, a exatidão é prejudicada se o sinal contiver variações significativas de magnitude, fase ou frequência durante a duração de uma janela. Diversos estudos, baseados nos conceitos de análise tempo-frequência [2], propõem ferramentas para sinais dinâmicos. Melhores estimativas podem ser feitas com algoritmos DFT modificados ou outras abordagens, descritas resumidamente abaixo.

3.2.1 Métodos baseados em DFT

Para condições transitórias de oscilação de baixa frequência, o método proposto em [70] usa DFTs consecutivas. Uma transformada de Taylor-Fourier é proposta em [46, 71–73], onde a envoltória complexa do sinal é aproximada por sua expansão de Taylor em um curto intervalo de tempo realizando um ajuste polinomial através do método dos mínimos quadrados. A ideia pode ser melhorada com mínimos quadrados ponderados usando janelas clássicas como fatores de ponderação [74] ou aplicando-se um algoritmo de ajuste de três parâmetros (3PSF) [75–77]. Um algoritmo Taylor-Kalman-Fourier é obtido adicionando um filtro de Kalman para reduzir o atraso sistemático [78]. A aplicação do controle linear-quadrático ótimo é usada nos filtros Taylor-LQG-Fourier [79].

As chamadas DFTs inteligentes levam em consideração o desvio de frequência recursivo e as harmônicas [80, 81]. O método de mudança de janela DFT (SWAM-DFT) [82, 83] examina a forma analítica do erro, o que melhora a exatidão da medição de frequência. A aplicação de *Compressive Sensing* à análise de formas de onda DFT (CS-DFT) ou Taylor-Fourier (CSTFM) pode melhorar a resolução ao usar intervalos de observação mais curtos [60, 84].

3.2.2 Métodos não baseados em DFT

As estimativas de frequência com detecção de pequenas variações podem ser feitas através da detecção de cruzamento por zero ou, mais precisamente, com uma detecção de cruzamento de nível [85]. Fasores sob condições transitórias podem ser estimados com um filtro de mínimos quadrados de erro (LES) [86]. Um filtro LES iterativo é proposto em [87] para estimar os fasores dinâmicos com base no conceito convencional de fasores.

O uso do método de Gauss-Newton para estimar o fasor e a frequência fundamental é proposto em [33], e um algoritmo não-linear de mínimos quadrados (NL-LSQ) é usado em [69]. O método de Shank com um modelo de média móvel autorregressivo (ARMA) é proposto em [88], baseado em um modelo de sinal dinâmico para variações de amplitude e fase. Uma abordagem baseada em subespaço [89] pode estimar os fasores dinâmicos sem usar o filtro antialiasing para o sinal de entrada. Filtros adaptativos em cascata [90] são propostos para alcançar uma melhor exatidão da ROCOF.

3.3 Medições de outras grandezas

Embora as técnicas acima mencionadas sejam propostas para as condições do sistema de transmissão, para as quais as estimativas de fasor e frequência fundamentais são as principais questões, há também desenvolvimentos para o monitoramento contínuo de outras grandezas elétricas em redes de distribuição [91]. A proliferação de aplicações

de PMU em redes de distribuição está provocando o desenvolvimento de algoritmos para medição de sincrofatores com a capacidade de estimar com exatidão os fasores harmônicos [59, 60]. O impacto de distorções harmônicas e cargas chaveadas na estimativa de frequência é uma preocupação particular [52–58].

3.4 Detectores de transiente

Para situações de transiente, Phadke [1] propõe o uso de um monitor de transiente, baseado na somatória dos erros de estimação do modelo em uma janela, que indica se a medição daquela janela é confiável ou não. A partir de um certo nível predeterminado do detector de qualidade, a medição deveria ser desconsiderada. Tal abordagem é usual em trabalhos da área de Qualidade de Energia que tratam de fundamentos de tensão [61]. Outros detectores de transiente são descritos em [92–94]. Essa abordagem pode se tornar inadequada com a evolução da rede elétrica. Um exemplo é um relatório recente de erros de medição durante transientes rápidos que fizeram com que o sistema de proteção de uma usina de energia solar se desligasse da rede [9]. Ocorrências como essa apontam a necessidade de uma investigação mais profunda sobre erros de medição durante transientes.

3.5 Métodos implementados em sistemas de calibração

Para sinais estáticos, os sistemas de calibração de PMUs atuais do NIST e do METAS utilizam algoritmos baseados em modelos paramétricos e ajuste dos parâmetros por mínimos quadrados. Para estimar pequenas variações dos parâmetros dentro de uma janela de observação, são utilizados procedimentos iterativos sobre modelos que incorporam nos parâmetros aproximações por série de Taylor de primeira ou segunda ordem.

Para sinais com modulações de amplitude ou fase com frequências de modulação até 1 Hz, a estimação de sincrofatores utilizando aproximações por série de Taylor é adequada [37]. Para frequências maiores é proposto um método iterativo baseado no cancelamento dos componentes espectrais da modulação para extração de um fasor médio.

No caso de degraus de magnitude ou fase, o procedimento adotado no sistema do NIST se baseia no deslocamento das janelas de observação de forma que a medição seja feita sempre com trechos estáveis do sinal [34]. Os fasores reportados são obtidos utilizando as janelas adjacentes, através do método de estimação para regime estacionário. Há algumas fragilidades neste procedimento para avaliação de sistemas de calibração, pois não há, nos algoritmos implementados no sistema do NIST, nenhuma garantia de que os sinais estejam realmente estáveis antes e depois do degrau, nem algum tipo de detector de transiente. Desta forma, não se contemplam possíveis perdas de informação no caso de os sinais não serem suficientemente estáveis.

Parte II

Pesquisa de Tese

Nesta parte são descritos os modelos computacionais propostos, os experimentos realizados e os resultados obtidos através de simulações computacionais e medições de laboratório.

4 Estimação de parâmetros de modelos de sinais AC com saltos de magnitude ou fase

A certificação de modelos comerciais de PMUs demanda, segundo a norma IEC/IEEE 60255-118-1 [95, p. 29], a realização de testes em laboratório de metrologia. Dentre eles, o conjunto de testes intitulado *Dynamic Compliance - Performance under step changes in phase and magnitude*, aos quais nos referimos como testes de saltos de magnitude ou saltos de fase, conforme o caso. Com o objetivo de desenvolver ferramental apropriado para avaliar sistemas de calibração projetados para realização de tais testes, neste capítulo nos dedicamos à estimação de parâmetros de modelos de sinais AC com saltos de magnitude ou fase, a partir de sinais digitalizados.

No princípio deste trabalho, iniciado em 2015, os sistemas de calibração disponíveis no Laboratório de Metrologia em Energia Elétrica do INMETRO, dedicados a medições de potência (W) e energia (Wh) elétrica, contavam somente com algoritmos apropriados para análise de sinais estacionários, baseados em DFT [96]. O desenvolvimento dos novos sistemas de calibração de PMUs foi feito partindo do conhecimento existente acerca dos sistemas de calibração já existentes, concomitantemente à investigação de modelos matemáticos apropriados para análise dos sinais.

Inicialmente, realizamos a investigação publicada em [7], a fim de avaliar a capacidade de reprodução de alguns sinais previstos pela IEC/IEEE 60255-118-1 [95] por uma fonte de tensão disponível no laboratório do INMETRO para calibração de potência. Foram percebidas então variações indesejadas na frequência do sinal gerado quando a fonte era solicitada a gerar sinais com saltos de magnitude. Um resumo desse trabalho pode ser conferido no Apêndice A.

Os métodos de análise de sinais adotados em [7] foram os mesmos reportados em trabalho prévio do NIST [37], projetados somente para estimação de parâmetros de trechos de sinais AC em estado estacionário. Por esse motivo, os resultados obtidos por tais métodos não são confiáveis quando submetidos a janelas de observação em que há sinais com saltos de magnitude ou fase [35]. A alternativa apresentada em [97] é um procedimento de deslocamento das janelas de observação do sistema de calibração, de forma a evitar a presença de saltos no interior das mesmas, mas com isso perdendo a coerência com as janelas de observação da PMU sob teste. Na tentativa de contornar esse problema, realizamos em seguida o desenvolvimento descrito neste capítulo. Resultados parciais deste trabalho foram publicados em um artigo de conferência e um artigo completo de periódico:

- “*Models for synchrophasor with step discontinuities in magnitude and phase, their*

parameter estimation and performance”, trabalho apresentado em julho/2018 na *Conference on Precision Electromagnetic Measurements (CPMEM) 2018*, [8], em Paris, cujos resultados são apresentados na seção 4.2;

- “*Models for synchrophasor with step discontinuities in magnitude and phase: parameter estimation and performance*” versão estendida de [8], publicado em *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, cujos resultados são apresentados na seção 4.2.

Para proporcionar uma análise de sinais AC que contenham transientes do tipo saltos de magnitude ou fase em laboratório, na seção 4.1.1 definimos modelos paramétricos coerentes com os prescritos na norma IEC/IEEE 60255-118-1 [95]. A partir dos sinais digitalizados (que se supõe serem adequadamente descritos pelos modelos adotados, o que é usualmente razoável para sistemas de calibração), um procedimento iterativo de mínimos quadrados não linear (algoritmo de Levenberg-Marquardt (LM), descrito na seção 4.1.3) é utilizado para estimação dos parâmetros que melhor ajustem o modelo às amostras do sinal sob análise. Desses parâmetros estimados se procede à estimação de magnitude e fase do sincrofase e da frequência fundamental referentes à janela de observação adotada. Quando implementado tal procedimento em sistemas de calibração em laboratório, nos quais se tem relativo controle da geração dos sinais, pode-se aproveitar a informação *a priori* disponível. Assim, os valores nominais dos parâmetros podem ser utilizados como estimativas iniciais, que são então refinadas pelo método LM a fim de obter maior exatidão. Na seção 4.2.2, uma análise de Monte Carlo foi realizada para quantificar os erros nas estimativas dos parâmetros ao final do processo, em termos da média e desvio padrão. Esses valores são necessários para avaliar a incerteza das medições que forem realizadas utilizando o estimador proposto. Em análise comparativa com outros métodos semelhantes disponíveis na literatura, na seção 4.2.3 demonstrou-se que o nosso método apresenta erros menores que os reportados no trabalho semelhante de Frigo et al. [69].

Adicionalmente, na seção 4.1.2 foram propostos modelos de fasores intermediários para serem utilizados como valores de referência na avaliação de sinais com saltos pela métrica TVE. Os modelos propostos podem ser facilmente implementados nos sistemas existentes, alternativamente aos esquemas tradicionais. Iremos demonstrar, na seção 4.3, que uma PMU eventualmente avaliada por TVE utilizando os fasores intermediários como referência poderá apresentar valores de TVE muito mais baixos do que os obtidos por reposicionamento das janelas de análise.

Finalmente, na seção 4.4, apresentamos medições realizadas em um sistema de calibração protótipo. Foram reproduzidas todas as combinações prescritas na IEC/IEEE 60255-118-1 [95] para saltos de magnitude e saltos de fase. Os parâmetros dos sinais foram medidos pelo estimador proposto na seção 4.2 e uma análise das incertezas das medições

pôde ser realizada, com base nos valores provenientes das simulações computacionais.

4.1 Modelagem matemática-computacional

4.1.1 Sinais com saltos de magnitude ou fase

Um sinal senoidal puro, com um salto de magnitude localizado em $t = \tau$, pode ser modelado em tempo contínuo por

$$x_m(t) = X_m[1 + h_m u(t - \tau)] \cos(\omega t + \phi) + \eta(t). \quad (4.1)$$

Um modelo similar para uma forma de onda com um salto de fase é

$$x_p(t) = X_m \cos(\omega t + \phi + h_a u(t - \tau)) + \eta(t). \quad (4.2)$$

Em (4.1) e (4.2), $u(t - \tau)$ é usada como uma idealização de um transiente rápido semelhante a um degrau em magnitude ou fase, ocorrendo no instante τ , X_m é a magnitude nominal do sinal, h_m é um valor decimal representando a mudança de magnitude, h_a é a amplitude do salto de fase, ω é a frequência angular, ϕ é a fase inicial e a função $\eta(t)$ representa ruído. Dada uma estimativa suficientemente exata de τ , o conjunto de parâmetros $\mathcal{P}^m = \{X_m, h_m, \omega, \phi\}$ ou $\mathcal{P}^p = \{X_m, h_a, \omega, \phi\}$, conforme o caso, pode ser ajustado para obter uma forma de onda que melhor represente o conjunto de dados digitalizados.

Dado um nível sinal ruído (*Signal to Noise Ratio - SNR*) em dB, para um ruído gaussiano de média zero, a variância do ruído é

$$\eta_0 = \left(\frac{\sigma_x}{10^{\frac{SNR}{20}}} \right)^2 \quad (4.3)$$

em que σ_x é o desvio padrão da primeira parcela de $x_p(t)$ ou $x_m(t)$, conforme o caso em estudo.

4.1.2 Definições de valores de referência para cálculo de Erro Vetorial Total (TVE)

Desde 2011, a norma IEEE Std [38] (e desde 2018 também a IEC/IEEE 60255-118-1 [95]) prescreve o Erro Vetorial Total (TVE) como a métrica para quantificar a exatidão de uma estimativa fasorial em uma janela de análise de duração finita. Para isso, compara-se o fasor estimado com um valor fasorial de referência. No caso específico de sinais que contêm saltos em locais conhecidos, os valores de referência são considerados indefinidos, mas trabalhos anteriores [3, 69] realizam estimativas dos valores de referência

sobre o sinal elétrico observado em janelas adjacentes ao instante em que ocorre o salto. Por exemplo, segundo essa abordagem, se a janela de observação é anterior a τ , o fasor de referência para cálculo de TVE em testes com sinais da forma (4.1) ou (4.2) é

$$X_{\text{ref}} = \frac{1}{\sqrt{2}} X_m \angle \phi. \quad (4.4)$$

Em nossa proposta, também realizamos a análise do TVE, entretanto com os fasores de referência calculados por média ponderada através dos modelos (4.1) e (4.2). Dessa forma, em uma janela de observação de duração T , para o salto de magnitude com os parâmetros de (4.1), propomos como valor de referência o fasor intermediário

$$X_{\text{ref}}^m = \frac{1}{\sqrt{2}} \frac{x_1 \tau + x_1(1+x_2)(T-\tau)}{T} \angle \phi \quad (4.5)$$

e para o caso de salto de fase com os parâmetros de (4.2), propomos como valor de referência o fasor intermediário

$$X_{\text{ref}}^p = \frac{x_1}{\sqrt{2}} \angle \frac{\phi \tau + (\phi + x_3)(T-\tau)}{T}. \quad (4.6)$$

 Os fasores de referência intermediários são ilustrados na figura 4, onde X_m e x_m representam, respectivamente, os fasores em estado estacionário antes e depois do salto, \hat{X}_{ref}^m e \hat{X}_{ref}^p são, respectivamente, fasores intermediários que representam os estados intermediários durante a janela com um salto de magnitude ou fase. (Na Fig. 4-a, \hat{X}_{ref}^m está deslocada do eixo para melhor visualização).

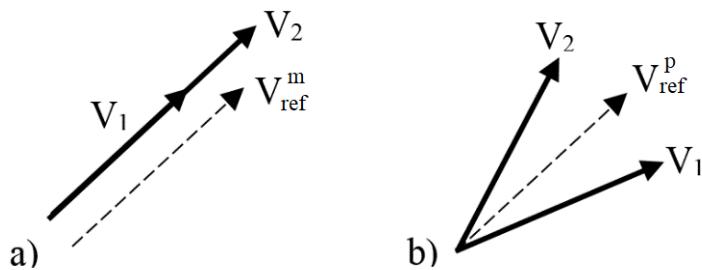


Figura 4 – Fasores intermediários para a) salto de magnitude, b) salto de fase. [consertar figura: \$V = X\$](#)

Estimativas dos fasores intermediários podem ser obtidas a partir das estimativas dos parâmetros dos respectivos modelos. Denotando \hat{x}_i para a estimativa do i -ésimo parâmetro x_i , para qualquer $\tau \in (0, T]$, para um modelo com salto de magnitude descrito por (4.1), o fasor intermediário estimado é

$$\hat{X}^m = \frac{1}{\sqrt{2}} \frac{\hat{x}_1 \hat{\tau} + \hat{x}_1(1+\hat{x}_2)(T-\hat{\tau})}{T} \angle \hat{\phi}, \quad (4.7)$$

e para um modelo com um salto de fase descrito por (4.2), o fasor intermediário estimado é

$$\hat{X}^p = \frac{\hat{x}_1}{\sqrt{2}} \angle \frac{\hat{\phi}\hat{\tau} + (\hat{\phi} + \hat{x}_3)(T - \hat{\tau})}{T}. \quad (4.8)$$

Para uma janela de observação cujo sinal contenha um salto (ou de magnitude ou de fase), propomos definir os fasores de referência pelas equações (4.5) ou (4.6), conforme o caso, que podem ser calculados tanto pelo conhecimento *a priori* dos parâmetros do modelo de (4.1) ou (4.2) quanto pelas estimativas de seus valores. Para isso, seguindo os passos de Frigo et al. [69], usamos um estimador de parâmetros para modelos não lineares que não requer análise de janelas adjacentes, descrito a seguir.

4.1.3 Estimação de parâmetros por mínimos quadrados não-linear

Considere N amostras da sequência $x_o[n] = x_o(t)|_{t=n\Delta t}$, obtida amostrando-se com período Δt um sinal observado que julga-se ser bem modelado por (4.1) ou (4.2). Deseja-se ajustar os parâmetros \mathcal{P} do respectivo modelo (ver seção 4.1) a $x[n]$. Para isso, pode-se definir a função de custo de erro

$$\epsilon(\mathcal{P}) = \frac{1}{2} \sum_{n=1}^N (x_o[n] - x_{\mathcal{P}}[n])^2, \quad (4.9)$$

onde $x_{\mathcal{P}}[n] = x_m(n\Delta t)$ ou $x_{\mathcal{P}}[n] = x_p(n\Delta t)$, dependendo do caso em avaliação, e tentar resolver o problema de minimização $\min_{\mathcal{P}} \epsilon(\mathcal{P})$.

O algoritmo de Levenberg-Marquardt (LM) [98, 99] é uma técnica iterativa para problemas de minimização não-lineares. Ele combina o método de Gauss-Newton e o de Gradiente Descendente, sendo muito útil quando o tamanho do passo descendente não pode ser obtido de forma fechada. Em vez disso, aproximações numéricas da matriz jacobiana são usadas para estimar o gradiente da função custo e estabelecer uma direção ótima. O método necessita de uma função de custo convexa, fornecida por (4.9), e pode atingir mínimos locais, o que implica em incertezas nas estimativas.

A incerteza na estimação dos parâmetros por esse método foi avaliada através de simulações de Monte Carlo, que estão descritas na seção 4.2. Utilizamos a implementação disponível na *Optimization Toolbox* do MATLAB, na função *lsqnonlin*.

4.2 Estimação de parâmetros de sinais AC com saltos de magnitude ou fase

Nesta seção, iremos propor um estimador de parâmetros projetado para sinais que possam ser modelados pelas equações (4.1) e (4.2) e analisar o seu desempenho por meio de simulações computacionais. Em seguida, faremos a comparação do seu desempenho com outros dois estimadores apresentados na literatura. Por fim, apresentamos uma demonstração da influência da definição do valor de referência no cálculo do TVE de um PMU.

4.2.1 Estimador de parâmetros HLM4

Propomos aqui o estimador de parâmetros HLM4, para sinais com um salto de magnitude (4.1) ou um salto de fase (4.2), no qual:

- a estimação do instante de ocorrência do salto τ é feita via frequência instantânea do sinal analítico associado ao sinal real $x[n]$, descrita com detalhes no capítulo 5, seção 5.2;
- a estimação do subconjunto de 4 parâmetros $\mathcal{P}^m = \{X_m, h_m, \omega, \phi\}$ ou $\mathcal{P}^p = \{X_m, h_a, \omega, \phi\}$, conforme o caso, é realizada pelo método LM, descrito na seção 4.1.3.

4.2.2 Avaliação de desempenho do estimador HLM4

Com o objetivo de estimar a contribuição do HLM4 na incerteza geral do sistema de calibração, foram realizadas simulações de Monte Carlo ([DETALHAR: quantas rodadas?](#)). Para cada conjunto de parâmetros nominais prescritos na norma IEC/IEEE 60255-118-1 [95, p. 30], a distribuição dos erros de estimação de cada parâmetro foi obtida. Para representar a reprodução não ideal por parte do gerador de sinais, foram consideradas incertezas nos valores dos parâmetros, bem como a sensitividade a ruído aditivo gaussiano em diferentes níveis.

Os erros são calculados pela diferença entre as estimativas do HLM4 e os valores de referência (valores nominais de ω no modelo gerador de sinal e fasores calculados segundo (4.7) ou (4.8), para os casos de saltos de magnitude ou salto de fase, respectivamente). Da distribuição do conjunto dos erros obtidos por este processo, pode-se estimar a incerteza inerente ao estimador dos parâmetros, pelo cálculo dos desvios padrão amostrais.

Assim, para cada execução de Monte Carlo, os sinais de entrada $x_o[n]$ foram gerados digitalmente, com todos os parâmetros nominais prescritos na norma IEC/IEEE 60255-118-1 [95, p. 30] e uma dispersão aleatória (com distribuição uniforme centrada nos valores

nominais) representativa das incertezas em cada parâmetro, resumidos na Tabela 2. Os sinais foram criados a partir das equações (4.1) e (4.2), com frequência de amostragem de $f_s = 1/\Delta t = 5$ kHz e duração de $T = 0,1$ s, e com a adição de ruído gaussiano branco $\eta[n]$ de média zero para diferentes valores de SNR.

Tabela 2 – Valores nominais dos parâmetros e incertezas utilizadas nas simulações

Parâmetro	X_m	h_m	h_a	$\omega/2\pi$	$\phi/2\pi$	τ
Nominal	1 ¹	$\pm 0,1$	$\pm 10^\circ$	60 Hz	$360^\circ, \pm 120^\circ$	10% a 90% de T
$U[\%]$	1	1	1	0,05	1	$2\Delta t$

Para a análise de incerteza reportada nesta subseção, 500 amostras do sinal $x_o[n]$ foram geradas com desvios conhecidos adicionados aos parâmetros, tomadas de uma distribuição uniforme centrada nos valores nominais, como mostrado na Tabela 2, assim como ruído gaussiano branco em diferentes níveis de SNR. A incerteza na estimativa de τ é proveniente do estudo que será apresentado no capítulo 5, seção 5.2. Os fasores intermediários para os casos de salto de magnitude e fase são calculados por (4.7) e (4.8), respectivamente. Cada grandeza estimada é comparada ao valor de referência (valor nominal com perturbação) para obter os erros de magnitude e fase.

No algoritmo LM iterativo, os parâmetros do modelo são iniciados nos valores nominais, e o procedimento de otimização busca o ponto mínimo de $\epsilon(P)$, que seria alcançado nos valores de referência dos parâmetros. Na prática, para esta implementação, as iterações são interrompidas quando o critério de convergência $\|\epsilon(P)\| \leq 10^{-10}$ é atingido ou o número máximo de iterações ??.

O nível SNR de aproximadamente 93 dB usado por Frigo et al. [69] é desejável para sistemas de calibração. Adicionalmente, realizamos simulações para SNR=60 dB, para sermos mais realistas com respeito à montagem descrita na seção 6.3, baseado em trabalhos anteriores que utilizaram os mesmos equipamentos [100].

As estimativas finais dos fasores intermediários têm erros significativamente menores que os valores iniciais, apesar de terem alguma sensibilidade ao ruído. Reportamos nas tabelas 3 and 4 os desvios padrão dos erros de estimativa dos parâmetros de interesse, assim como as estimativas de \hat{X}_{ref}^m and \hat{X}_{ref}^p , para SNRs de 93 dB e 60 dB. Como pode ser visto, para menor SNR os desvios padrão dos erros aumentam, como esperado. Para ambos os casos de saltos de magnitude e saltos de fase, as estimativas de magnitude têm maiores variações, da ordem de cerca de uma ordem de grandeza.

Os resultados das simulações permitem deduzir que, utilizando o HLM4 para estimativa dos parâmetros de sinais digitalizados, variações significativamente maiores que os valores apontados nas tabelas 3 e 4 são evidências que a causa dominante das incertezas é proveniente dos equipamentos e instrumentação do sistema de calibração.

Tabela 3 – Desvios padrão dos erros numéricos para saltos de magnitude.

SNR [dB]	60	93
Frequência [$\mu\text{Hz}/\text{Hz}$]	4,5	0,1
Magnitude intermediária [$\mu\text{V}/\text{V}$]	47,8	1,0
Fase [m°]	4,6	0,1

Tabela 4 – Desvios padrão dos erros numéricos para saltos de fase.

SNR [dB]	60	93
Frequência [$\mu\text{Hz}/\text{Hz}$]	8,4	0,19
Magnitude [$\mu\text{V}/\text{V}$]	46,4	1,0
Fase intermediária [m°]	5,5	0,11

e os valores médios?

4.2.3 Comparação com outros dois estimadores disponíveis na literatura

Iremos comparar o desempenho do HLM4 com dois outros estimadores, sob as mesmas bases usadas por [69], (o fasor referência para TVE é $X_m \angle \phi$):

1. um estimador que também utiliza o método LM (doravante chamado LM3), cujos resultados foram reportados por Frigo et al. [69]. O LM3 conta com três parâmetros $\mathcal{Q} = \{X_m, \omega, \phi\}$, sendo os outros assumidos como conhecidos *a priori*. Eles reportaram o desempenho do LM3 para testes de saltos em termos de três vezes o desvio padrão do erro de frequência FE e do TVE mais alto, que aqui ajustamos para 1σ para comparação.
2. um estimador de duplo estado estacionário, designado DSS, a partir de duas janelas adjacentes com sinais estacionários em torno do instante de ocorrência do salto. Os parâmetros (quais?) de cada janela são obtidos pelo estimador de mínimos quadrados implementado no sistema do NIST, descrito em [3, p.1419].

explicar melhor:

A Tabela 5 mostra uma comparação de desempenho (em termos do desvio padrão) com simulações para $\text{SNR} = 93,5 \text{ dB}$. Pode-se ver que a adição da incerteza na estimativa de τ e de um parâmetro a mais no estimador, relacionado à altura do salto, tem pouco efeito no FE para o caso do salto de fase. Todavia, para o caso do salto de magnitude, o uso de HLM4 reduz pela metade as medidas de FE. Para o TVE, o uso de HLM4 leva a reduções de cerca de 25% e 45%, respectivamente, para os casos de salto de magnitude e salto de fase, respectivamente.

Tabela 5 – Comparação de desempenho (desvios padrão) entre HLM4 and LM3 incluir DSS, @ SNR = 93,5 dB.

Método Teste	HLM4 Salto Magnitude	HLM4 Salto Fase	LM3 (de [69])	DSS
σ_{FE} [Hz]	$1,6 \cdot 10^{-5}$	$3,2 \cdot 10^{-5}$	$3,5 \cdot 10^{-5}$	
σ_{TVE} [%]	$1,5 \cdot 10^{-3}$	$1,1 \cdot 10^{-3}$	$2,0 \cdot 10^{-3}$	

O TVE pode ser também calculado usando como referência os fasores intermediários (4.7) e (4.8), dos parâmetros conhecidos, usados para gerar os sinais. Para o DSS, um exemplo de teste de magnitude foi simulado, com τ conhecido *a priori*, para diferentes níveis de SNR. O estimador HLM4 é alimentado com 1000 amostras de um sinal contendo um salto de magnitude, enquanto o estimador DSS recebe 500 amostras antes do salto e 500 amostras após o salto. A figura 5 mostra o desvio padrão de TVE versus o nível SNR. Como pode ser visto, o HLM4 e o DSS fornecem incertezas de TVEs praticamente idênticos.

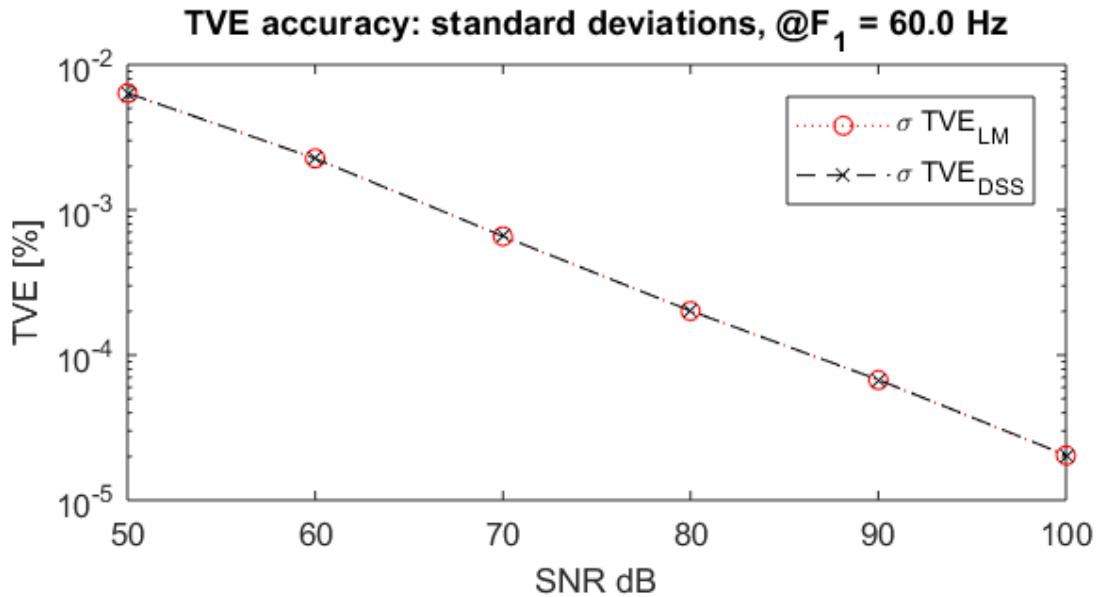


Figura 5 – Desvios padrão de TVE dos fasores intermediários: HLM4 vs DSS. MELHORAR FIGURA -

A fazer considerações sobre:

1. o desempenho quanto aos valores médios
2. a adequação do HLM4 para calibração , afinal atende a limites de desempenho?
3. qual a vantagem do HLM4 em relação ao DSS, já que foi apresentado desempenho semelhante?

4. quais são os parâmetros dominantes na estimação (responsáveis por maiores incertezas?) - percebemos que a inclusão de um parâmetro permitiu um desempenho melhor que o LM3
5. há influência da exatidão das estimativas iniciais no resultado?

4.3 Influência de diferentes definições do fasor de referência

Realizamos uma simulação computacional para mostrar de que maneira a definição do fasor referência pode afetar as estimativas de TVE durante o teste de uma PMU que realiza o cálculo dos fasores por DFT, com janela de observação de 1000 amostras, frequência de amostragem $f_s = 5$ kHz e reporta estimativas de sincrofator a cada 1/20 segundo, com sobreposição das janelas de observação.

Um sinal AC foi gerado computacionalmente a partir da equação (4.1), contendo um salto positivo de magnitude de 10%, a SNR = 50 dB. O mesmo sinal foi submetido à análise da PMU simulada e também de dois sistemas de referência simulados, ambos considerando τ conhecido *a priori*, com as mesmas taxas de amostragem e atualização de quadros, mas cada sistema calculando estimativas de TVE com um de dois métodos diferentes:

1. Os fasores referência X_{ref} são calculados pelo estimador de estado estacionário (SS) descrito em [3], de uma janela adjacente de 500 amostras (a mais próxima à localização do salto).
2. Os fasores referência X_{ref} são calculados por (4.7), com os parâmetros estimados pelo HLM4 descrito na seção 4.2.3.

O gráfico superior da Fig. 6 mostra o TVE da PMU calculada com o método 1 (linha preta), e com o método 2 (linha vermelha). O gráfico inferior mostra o TVE calculado somente com o método 2, para melhor visualização. Como pode ser percebido, os fasores referência calculados pelo método LM produzem TVEs abaixo de 0,03%, em contraste com os $\sim 5\%$ obtidos quando os fasores referência são calculados pelo estimador SS.

Pelo visto na Figura 6, com o método 1, o tempo de resposta (TR)² da PMU é de ~ 250 ms, e a mesma seria rejeitada para a classe P. Por outro lado, com o nosso fasor referência baseado no HLM4, o TVE da PMU para este experimento não ultrapassa o limite de 1% prescrito na IEC/IEEE 60255-118-1 [95]).

² Segundo a IEEE Std, o tempo de resposta é o índice de desempenho que corresponde ao tempo necessário para que o fasor medido pela PMU retorne ao estado em que $TVE < 1\%$, após ultrapassar esse limite permitido.

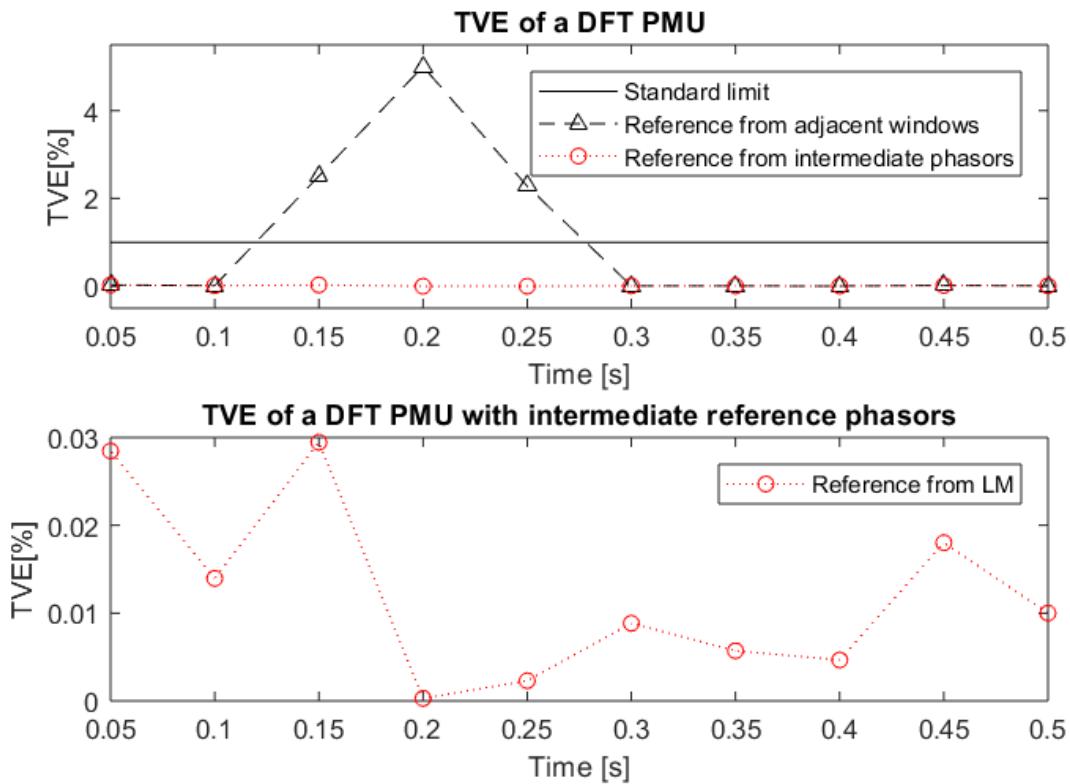


Figura 6 – TVE calculado com fasores referência estimados pelos estimadores HLM4 vs SS. MELHORAR FIGURA

As grandes diferenças observadas em TVE e TR são devidas principalmente ao fato do método 1 utilizar somente uma janela para obter os fasores referência, de forma que a exclusão de parte do sinal cria um viés na estimativa do valor de X_{ref} . Em contraste, os valores estimados de X_{ref} com os nossos fasores intermediários são mais estáveis e suaves no tempo, apesar do transiente do salto, pois seu cálculo leva em conta (de maneira ponderada) os estados do fasor antes e depois do salto. Isso pode ser potencialmente útil para os testes normatizados para PMUs classe P, para possíveis testes de TR mais restritivos para PMUs de distribuição no futuro, e para o desenvolvimento de aplicações mais robustas para sistemas de proteção.

4.4 Análises de medições em laboratório

No início de 2018, o sistema do INMETRO passou a contar com uma base de tempo referenciada a UTC, que já foi incorporada em [8], conforme representado na figura 2 [repetir figura?](#). Com esta configuração, utilizando software desenvolvido em parceria com o NIST, o sistema incorpora a capacidade de controle da fase inicial, a reprodução de formas de onda arbitrárias e a sincronização da geração e aquisição dos sinais em uma mesma base de tempo de 10 MHz para o *clock*, e um mesmo sinal de 1 PPS para o *trigger*,

proveniente do relógio atômico.

Para a avaliação do comportamento da fonte de tensão nos testes de salto de magnitude ou fase, foram utilizados os modelos paramétricos descritos na seção 4.1.1 para a geração das formas de onda arbitrárias. Os mesmos modelos foram utilizados, juntamente com o estimador HLM4 descrito na seção 4.1.3, para estimação dos parâmetros $\mathcal{P}^m = \{X_m, h_m, \omega, \phi\}$ ou $\mathcal{P}^p = \{X_p, h_p, \omega, \phi\}$, conforme o caso, através dos sinais digitalizados.

Utilizando o sistema descrito no capítulo 2 (diagrama de blocos da figura 2), as mesmas formas de onda usadas nas simulações foram configuradas para serem reproduzidas pelo AWG, com uma saída nominal de $1 V_p$ e amostradas pelo DSVM. Ambos são disparados com um sinal de 1 PPS (pulso por segundo), proveniente de um relógio atômico, para que seja controlada a fase inicial. O *clock* interno do DSVM é usado como um sinal de referência externo de 10 MHz para o gerador. 5000 amostras são tiradas durante 1 s e armazenadas na memória interna do DSVM.

A norma [38] estabelece que os sincrofatores devem ser obtidos em relação ao centro de uma janela de análise, coerente com o segundo UTC e suas frações decimais. Se definirmos 500 amostras por janela sem sobreposição, temos 10 janelas por segundo. A primeira janela deve ter 250 amostras antes do segundo UTC, mas como não é viável para esta montagem, a análise começa na próxima janela. O centro da primeira janela completa será coerente com os primeiros 0,1 s após o segundo UTC, como mostra a figura 7. Depois, temos 9 janelas completas contendo 6 ciclos de 60 Hz cada.

Na janela de número 5 ocorrem os transientes: saltos de magnitude ou fase. O conjunto de testes deve conter formas de onda com diferentes instantes de ocorrência do salto dentro da janela, de acordo com o procedimento prescrito em norma [38]. Para este estudo, os instantes de ocorrência dos saltos considerados são um conjunto de valores igualmente espaçados $\tau_k = 0, 1kT, k = 1 \dots 9$, onde T é a duração de uma única janela de análise, em segundos.

Para as janelas com formas de onda de estado estacionário, o mesmo algoritmo reportado em [3] é usado para obter os sincrofatores e estimativas de frequência. Para a janela contendo os transientes, estimativas dos fasores intermediários foram calculados usando (4.7) para saltos de magnitude, a partir dos parâmetros estimados do modelo expresso pela equação (4.1). De forma similar, para saltos de fase, estimativas dos fasores intermediários foram calculados usando (4.8), a partir dos parâmetros estimados do modelo expresso pela equação (4.2). As estimativas do instante de ocorrência do salto não foram maiores que $2\Delta t$, ou seja, dentro da variação esperada a partir da simulação. Os outros parâmetros requerem uma análise mais detalhada.

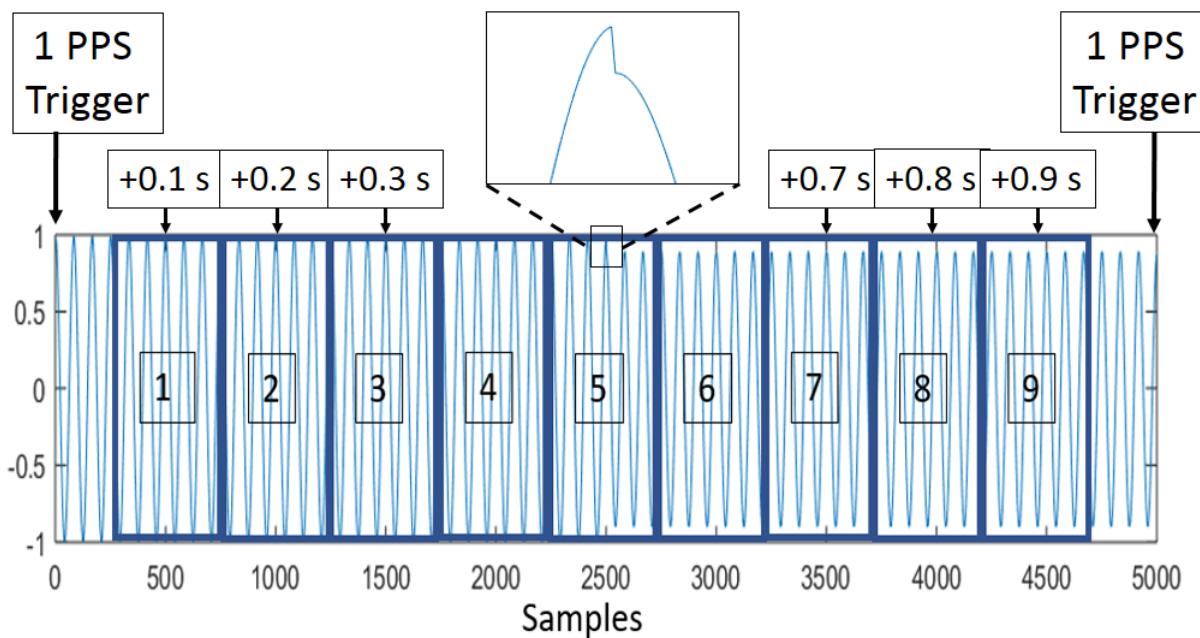


Figura 7 – Salto de magnitude ocorrendo na janela 5.

4.4.1 Frequência

As estimativas de frequência foram comparadas com o valor nominal. Do conjunto de erros relativos em relação ao valor nominal, foram obtidos os desvios padrão amostrais. Para as janelas de análise com sinais de estado estacionário, o desvio padrão não excede 9 $\mu\text{Hz}/\text{Hz}$ (0,5 mHz). Quando submetidos a saltos de magnitude, as estimativas fornecidas pelo sistema têm desvios padrão de cerca de 70 $\mu\text{Hz}/\text{Hz}$ (4 mHz), como pode ser visto na figura 8, onde os valores medidos estão em função das localizações de τ em porcentagem de T.

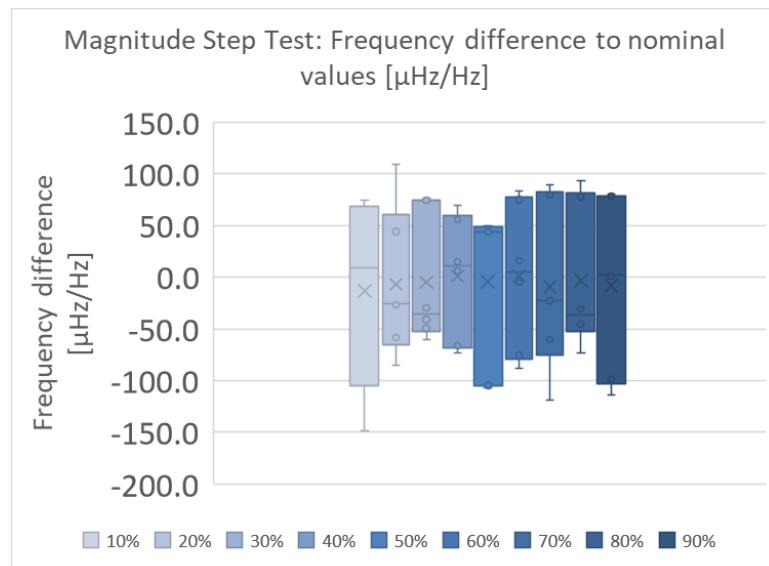


Figura 8 – Variação da frequência em relação à nominal durante saltos de magnitude.

As maiores variações de frequência são observadas quando o sistema é utilizado para gerar e medir sinais com saltos de fase. Os quartis são mostrados na figura 9. Desvios padrão dos erros de frequência de cerca de $40 \mu\text{Hz}/\text{Hz}$ (2 mHz) foram medidos quando a ocorrência do salto de fase está próxima dos limites da janela, e de até $280 \mu\text{Hz}/\text{Hz}$ (17 mHz), se o salto de fase ocorrer no meio da janela.

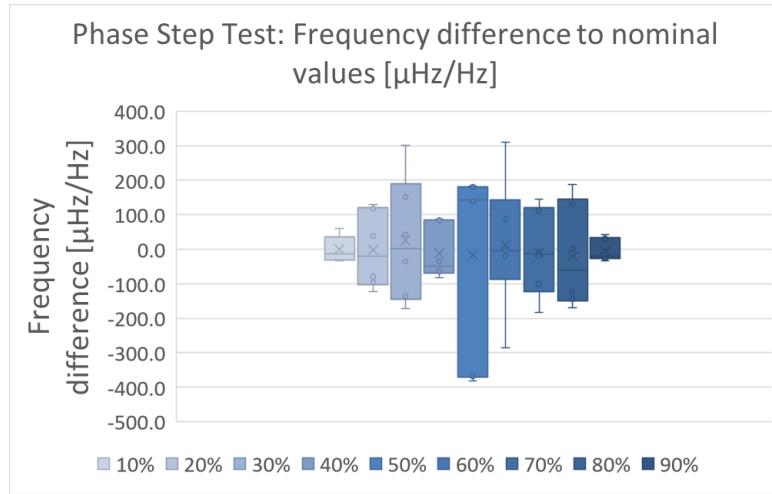


Figura 9 – Variação da frequência em relação à nominal durante saltos de fase.

Considerando que a incerteza do método numérico para estimação de frequência é da ordem de $10^{-7} \text{ Hz}/\text{Hz}$ (tabelas 3 e 4), os valores encontrados de variações de frequência ($> 10^{-5} \text{ Hz}/\text{Hz}$) provenientes das medições são um indicativo do comportamento físico dos instrumentos, principalmente do AWG, que é conhecido por apresentar limitações de desempenho.

4.4.2 Magnitude

Os valores de magnitude estimados para cada instante de ocorrência τ foram comparados à média dos valores medidos nas janelas em estado estacionário. Do conjunto de diferenças relativas em relação à média, foram calculados os desvios padrão amostrais em função de τ .

Em condições de estado estacionário, o desvio padrão não é superior a $160 \mu\text{V}/\text{V}$. Quando o sistema está configurado para gerar e medir um sincrofase com apenas um salto de fase, foram observadas perturbações na magnitude, com desvio padrão de cerca de $200 \mu\text{V}/\text{V}$. A variação de magnitude durante os testes com salto de fase é mostrada em quartis na figura 10.

Durante os testes de salto de magnitude, foram obtidas estimativas de valores intermediários de magnitude. Um exemplo para salto negativo de 10% é mostrado na figura 11, em função do instante de ocorrência do salto. A avaliação da incerteza destas medições ainda não foi realizada.

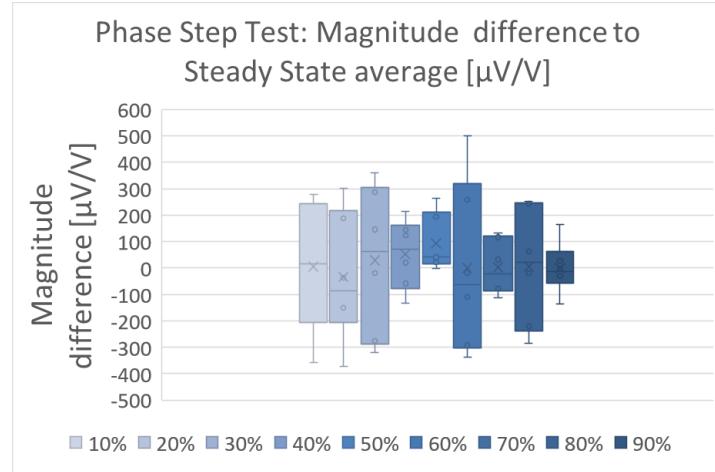


Figura 10 – Diferenças de magnitude em relação à média em estado estacionário durante saltos de fase em função do instante de ocorrência do salto.

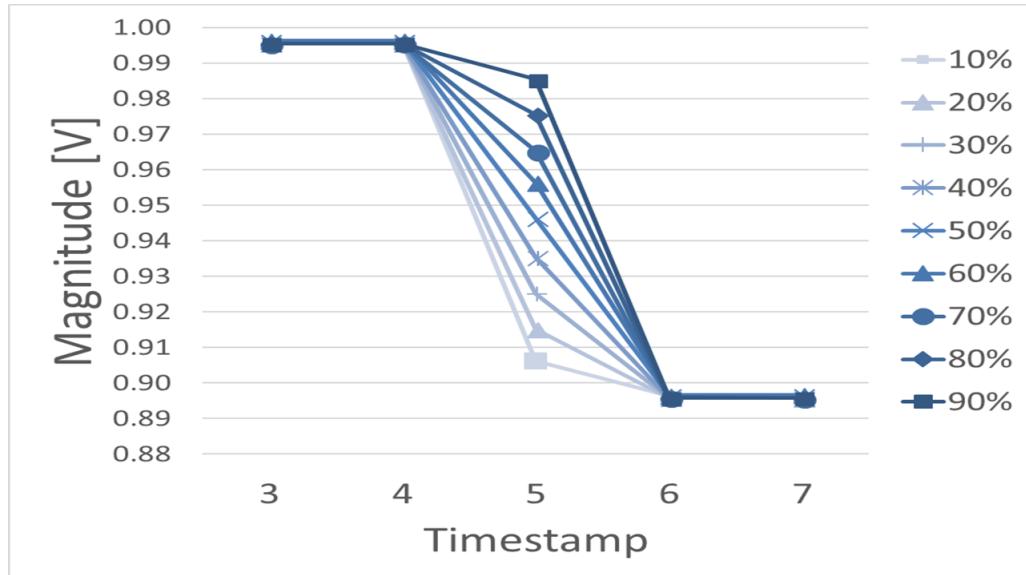


Figura 11 – Magnitudes intermediárias obtidas nos testes de salto negativo de 10% de magnitude.

Como a incerteza da estimativa de magnitude é da ordem de 10^{-6} V/V (tabelas 3 e 4), e a incerteza na medição de magnitude do amostrador é da ordem de 10^{-5} V/V (resultados obtidos via calibração), pode-se concluir que a variação observada ($> 10^{-4}$ V/V) é uma característica do gerador de sinal utilizado (AWG).

4.4.3 Fase

Na janela que contém os saltos de fase, para cada valor nominal de fase indicado na tabela 2, foi calculado o valor médio do conjunto de estimativas obtidas para cada valor de τ . Do conjunto de diferenças absolutas entre as estimativas de fase e a média, foi calculado o desvio padrão amostral.

Durante as condições de estado estacionário, as estimativas de fase têm desvios padrão de cerca de $1,7\text{ m}^\circ$. As estimativas de fase durante os testes de degrau de magnitude apresentam variações maiores. Como pode ser visto pelos quartis na figura 12, há uma tendência de as variações aumentarem à medida em que a descontinuidade se aproxima das extremidades da janela de análise. Os desvios padrão têm um valor mínimo de cerca de 10 m° ($\tau = 50\%$), indo até cerca de 70 m° ($\tau = 90\%$). Como a incerteza da estimativa de fase é da ordem de 10^{-4} graus, pela tabela 4, possivelmente os maiores erros encontrados durante transientes são devidos às limitações do AWG.

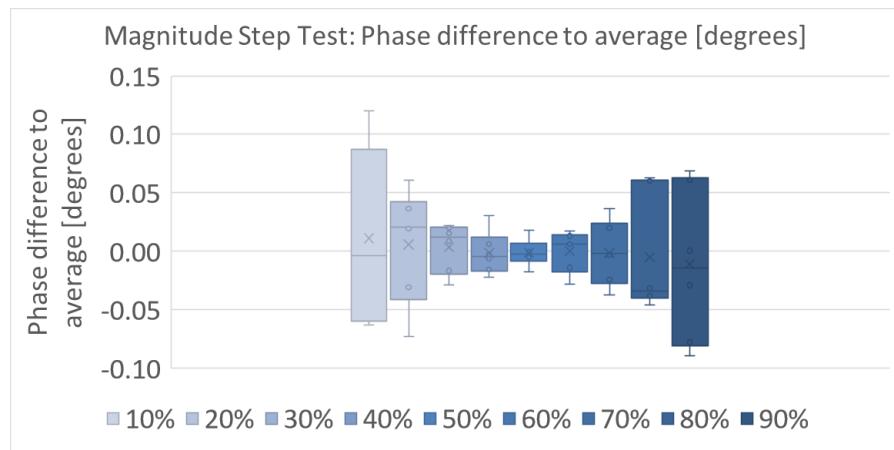


Figura 12 – Diferenças de fase em relação ao valor médio obtidas nos testes de degrau de fase.

Adicionalmente, foram obtidos valores intermediários de fase durante testes de degrau de fase. Um exemplo para degrau positivo de 10° é mostrado na figura 13, em função do instante de ocorrência do degrau. A avaliação da incerteza destas medições ainda não foi realizada.

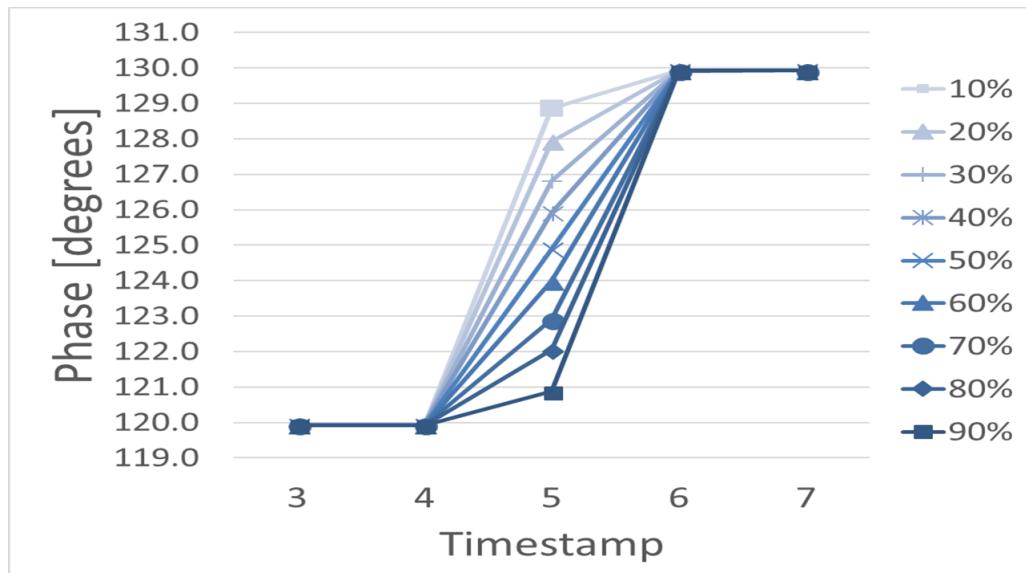


Figura 13 – Fases intermediárias obtidas nos testes de degrau de fase positiva de 10° .

Comparar as formas de onda amostradas com os modelos paramétricos

4.5 Conclusões parciais e propostas de continuidade

Neste capítulo, propomos um estimador de parâmetros para sinais com saltos de magnitude ou saltos de fase, o HLM4. Foi quantificado, por meio de simulações computacionais, seu desempenho quanto à exatidão das estimativas em diferentes cenários previstos para operação em sistemas de calibração de PMUs. O estimador se mostrou satisfatório para uso e avaliação de sistemas de calibração.

As análises permitiram identificar limites operacionais nos sistemas então disponíveis no Laboratório de Metrologia em Energia Elétrica do INMETRO. O protótipo de sistema de calibração utilizando AWG e multímetro tem desempenho satisfatório em termos de exatidão, embora se verifique que durante os transientes o [comportamento dos equipamentos \(especificar\)](#) não é tão estável como o observado em regime estacionário. Os resultados das medições mostradas nos gráficos das figuras 9, 10 e 12 indicam que o instante de ocorrência dos saltos de magnitude ou fase influencia as medidas de magnitude ou fase, por razões a serem investigadas.

4.5.1 Propostas futuras

Para a evolução do sistema de calibração de PMUs é necessário avaliar a exatidão dos estimadores para análises de sinais trifásicos e em situações mais adversas. Embora o sistema protótipo descrito neste capítulo tenha exatidão aceitável, tem as limitações de ser monofásico e memória interna para um máximo de 5120 amostras. Por isso, foi descontinuado em 2017 e substituído por outra versão, com capacidade para geração sincronizada de sinais trifásicos, descrito e avaliado no capítulo 6. Nesse contexto, a continuidade desta linha de pesquisa pode se dar nos seguintes tópicos:

1. Avaliar o desempenho do HLM4 para análise de sinais trifásicos, principalmente componentes de sequência positiva, para atender completamente os requisitos da IEC/IEEE 60255-118-1 [95].
2. Avaliar o desempenho do HLM4 em situações mais adversas, não previstas na IEC/IEEE 60255-118-1 [95], por exemplo para avaliação do uso de PMUs em redes de distribuição, como distorções harmônicas maiores ($THD > 10\%$), afundamentos mais pronunciados ($h_m > 10\%$) e desequilíbrios entre fases (no caso trifásico).
3. Avaliar o efeito sobre o desempenho do estimador de modelar mais realisticamente o transitório (ao invés de um salto ideal). Em [69], Frigo et al. utilizam um modelo que incorpora uma variação suave no lugar de funções degrau e compara o desempenho de

alguns estimadores durante o transiente. Como na prática os sinais são reproduzidos por geradores que têm uma banda de passagem limitada, é possível que uma taxa de variação limitada tenha influência significativa na estimação. ([verificar se é razoável, pelo comportamento do AWG](#))

5 Detecção e Estimação da Localização de Saltos

Os calibradores de PMUs atuais, para realização dos testes de salto de fase e salto de magnitude, utilizam ou um método de deslocamento de janelas para evitar o tratamento de sinais com saltos [97], ou um método para estimação de parâmetros que considere a presença de saltos de fase ou magnitude na modelagem [8]. Em ambos os casos, é necessário o conhecimento prévio, da presença do salto na janela de observação e do instante de sua ocorrência no interior da janela (τ). Em alguns sistemas, o valor nominal pode ser utilizado como uma boa aproximação para τ . Porém, quando é necessário realizar a calibração de sistemas de terceiros, não necessariamente os valores nominais são disponibilizados. Em outros casos, mesmo estando disponíveis, se deseja verificar a confiabilidade desses valores. Tais situações demandam o estabelecimento de métodos confiáveis para detecção de saltos e estimação de τ a partir de sinais digitalizados.

Na literatura são encontrados detectores de transientes com o objetivo de sinalizar a confiabilidade das medições de sincronafasores em um quadro específico [1, 61, 92–94]. Todavia, tais trabalhos não exploram especificamente os casos de saltos de fase ou magnitude, nem se dedicam a estimar a localização do salto.

Dada a necessidade atual dos sistemas de calibração, em complemento ao desenvolvimento do capítulo 4, neste capítulo definimos formalmente detectores de saltos e estimadores de localização de saltos, juntamente com uma avaliação do desempenho da estimação para cada um. Parte dos resultados deste trabalho foi apresentada em artigo de congresso:

- M. B. Martins, R. T. de Barros e Vasconcellos, and P. A. A. Esquef, “*Step change detection based on analytic signal for PMU calibrators*,” 2019 IEEE International Workshop on Applied Measurements for Power Systems (AMPS), 2019 [101].

Primeiramente, apresentamos na seção 5.1 as definições, modelos e conceitos necessários para o desenvolvimento da pesquisa apresentada neste capítulo. Em seguida, apresentamos na seção 5.2 detectores e estimadores da localização de saltos projetados para sinais AC com saltos de magnitude ou fase. Descrevemos também, na seção 5.3 um detector e estimador da localização de saltos para o caso de sinais AC com salto de frequência (caso esse que será detalhado no capítulo 6).

5.1 Modelos e métodos

5.1.1 Modelos geradores de sinais

Consideremos que os modelos geradores de sinais AC com saltos de magnitude e salto de frequência seguem as prescrições da seção 6.6 da norma IEC/IEEE 60255-118-1 [95]. Dessa forma, dado um intervalo de medição finito $\mathcal{I}_T = [0, T]$, um sinal AC com somente um salto de magnitude de altura relativa h_m em $t = \tau$ é modelado por

$$x(t) = X_m(1 + h_m u(t - \tau)) \cos(2\pi f_1 t + \phi_0) + \eta(t), t \in \mathcal{I}_T, 0 < \tau < T, \quad (5.1)$$

em que T é a duração da janela de medição, X_m é a magnitude inicial, f_1 é a frequência, ϕ_0 é a fase inicial do sinal, $\eta(t)$ representa uma componente aditiva de ruído gaussiano branco de média zero, e $u(t)$ é a função degrau unitário.

De forma similar, um sinal AC com salto de defasagem h_a (em [rad]) em $t = \tau$ é dado por

$$x(t) = X_m \cos(2\pi f_1 t + h_a u(t - \tau) + \phi_0) + \eta(t), t \in \mathcal{I}_T, 0 < \tau < T. \quad (5.2)$$

Consideremos também a possibilidade de os saltos de magnitude e fase ocorrerem de forma simultânea, cujo modelo de sinal é dado por

$$x(t) = X_m(1 + h_m u(t - \tau)) \cos(2\pi f_1 t + h_a u(t - \tau) + \phi_0) + \eta(t), t \in \mathcal{I}_T, 0 < \tau < T. \quad (5.3)$$

Será feita também a análise de um sinal AC com salto de frequência de tamanho h_f (em [Hz]) em $t = \tau \geq 0$, dado por

$$x(t) = X_m \cos(2\pi(f_1 + h_f u(t - \tau))t - 2\pi h_f \tau + \phi_0) + \eta(t), t \in \mathcal{I}_T, 0 < \tau < T, \quad (5.4)$$

em que o termo $2\pi h_f \tau$ é necessário para garantir a continuidade da fase do sinal na ocorrência do salto de frequência. No capítulo 6 será apresentado o desenvolvimento de (5.4), como parte de uma discussão sobre o significado do salto de frequência em sistemas de potência, na qual iremos propor um novo teste, além dos que estão prescritos na norma IEC/IEEE 60255-118-1 [95].

5.1.2 Sinal analítico de Hilbert

A transformada de Hilbert tem sido usada para estimar a frequência instantânea (FI) de sinais monocomponentes de banda estreita, como é o caso dos fasores em redes elétricas ideais. Existem várias aplicações de estimativa de FI relatadas na literatura, por exemplo, caracterização de perturbações elétricas [102] e detecção de edições em sinais de áudio que suportam a frequência da rede elétrica. Perturbações anômalas na FI podem

sinalizar a ocorrência de descontinuidades no sinal. O instante em que ocorreram pode ser estimado por meio de esquemas de limiar de amplitude apropriados [103].

Dado um sinal real monocomponente $x(t)$, $t, x \in \mathbb{R}$, seja $z(t)$ o sinal analítico associado a $x(t)$, definido como

$$z(t) = x(t) + jH\{x(t)\} = a_i(t)e^{j\theta_i(t)}, \quad (5.5)$$

em que

$$H\{x(t)\} = \int_{-\infty}^{+\infty} \frac{x(u)}{\pi(t-u)} du \quad (5.6)$$

é a transformada de Hilbert de $x(t)$ e o subscrito i se refere a instantâneo. Com $a_i(t)$ e $\theta_i(t)$ sendo, respectivamente, a magnitude e a frequência instantânea, a frequência instantânea do sinal analítico $z(t)$ pode ser definida como

$$f_i(t) = \frac{1}{2\pi} \frac{d\theta_i(t)}{dt}. \quad (5.7)$$

Seja $x[n]$ um sinal em tempo discreto ($n \in \mathbb{Z}$) obtido pela amostragem ideal de $x(t)$ em $t = n\Delta t$, com período de amostragem $\Delta t = 1/f_s$. A versão discreta do sinal analítico associada a $x[n]$ é dada por

$$z[n] = x[n] + jH\{x[n]\} = a_i[n]e^{j\theta_i[n]}, \quad (5.8)$$

com a versão discreta de $H\{x[n]\}$ calculada pela Transformada Rápida de Fourier (FFT) [104]. De $z[n]$, calcula-se a magnitude instantânea discreta $a_i[n]$ e a fase instantânea discreta $\theta_i[n]$, da qual a frequência instantânea discreta $f_i[n]$ pode ser estimada pela derivação numérica em relação ao tempo de $\theta_i[n]$. Descontinuidades no sinal podem ser detectadas pelo monitoramento de anomalias em $a_i[n]$ e $f_i[n]$ [102, 103, 105], definindo-se sinais de detecção e limiares adequados.

5.1.2.1 Identidade de Bedrosian

O Teorema de Bedrosian [106] nos permite estabelecer que a transformada de Hilbert do produto de dois sinais $x_{LP}(t)$ e $x_{HP}(t)$ é dada por

$$H\{x_{LP}(t) \cdot x_{HP}(t)\} = x_{LP}(t)H\{x_{HP}(t)\}, \quad (5.9)$$

desde que o espectro do sinal de baixas freqüências $x_{LP}(t)$ não se sobreponha ao espectro do sinal de altas freqüências x_{HP} . Analisando os modelos apresentados na seção 5.1.1, podemos verificar que os sinais com saltos de magnitude, dados pela equação (5.1), são do tipo amplitude modulada, de parcela moduladora $A(t) = X_m(1 + h_m u(t - \tau))$. Os

sinais com saltos de fase (equação (5.2)) e os sinais com salto de frequência (equação (5.4)) são do tipo fase/frequência modulada, com as parcelas moduladoras $m(t) = h_a u(t - \tau)$ e $m(t) = 2\pi h_f u(t - \tau)t$, respectivamente. Nos três casos, os sinais moduladores possuem espectros largos [107], que se sobrepõem ao espectro estreito da portadora, violando as condições de separabilidade no cálculo de $H\{x(t)\}$. Consequentemente, o processo de demodulação proporcionado pelas equações (5.5) a (5.8) será prejudicado, resultando em interferências mútuas entre as componentes de magnitude e fase instantâneas do sinal $z[n]$. Esse comportamento é útil, por um lado, na detecção de anomalias na magnitude e fase instantâneas de $z[n]$, que proporcionam a estimativa de τ , conforme será detalhado nas seções seguintes. Por outro lado, para a estimativa de outros parâmetros dos sinais de entrada, é necessário mitigar essa interferência entre as componentes, conforme será mostrado no capítulo 6. Em especial, serão observadas diferenças entre a frequência instantânea do sinal amostrado $x[n]$, $f[n]$, e a frequência instantânea estimada $f_i[n]$ do sinal analítico $z[n]$.

5.1.3 Separação de componentes por Aproximação polinomial com filtragem de variação total - PATV

O procedimento de aproximação polinomial com filtragem de variação total (PATV), apresentado pela primeira vez por Selesnick et al. [108], permite, para polinômios de baixa ordem corrompidos por saltos e ruído, a aproximação simultânea dos componentes polinomiais e constantes por partes.

Para uma série temporal que possa ser modelada por

$$y[n] = s[n] + c[n] + \eta[n], \quad n = 1, \dots, N, \quad (5.10)$$

em que $s[n]$ pode ser aproximado por um polinômio de pequeno grau, $c[n]$ é aproximadamente constante por partes e $\eta[n]$ representa ruído gaussiano branco de média zero, o procedimento PATV em sua versão descrita em [109] estima simultaneamente $s[n]$ e $c[n]$ encontrando os coeficientes \mathbf{b} do polinômio de grau q e o sinal $c[n]$ ao resolver o problema de minimização

$$\min_{\mathbf{b}, c} \lambda \sum_{n=2}^N |c[n] - c[n-1]| + \sum_{n=1}^N |y[n] - p[n] - c[n]|^2 \quad , \quad (5.11)$$

em que

$$p[n] = b_0 + b_1 n + \dots + b_q n^q, \quad (5.12)$$

e λ é um fator escalar definido pelo usuário que controla a relação de compromisso entre a redução de ruído e a distorção do sinal. A vantagem desta abordagem é poder estimar $s[n]$ via $p[n]$, rejeitando simultaneamente o ruído e as descontinuidades. O problema de minimização das equações (5.11)-(5.12) não pode ser resolvido explicitamente. Como

reportado em [108], se $c[n]$ é fixo, encontrar \mathbf{b} reduz-se a um problema de minimização de mínimos quadrados padrão. Para isso, um método iterativo é utilizado para solução do problema de minimização de forma eficiente. Nesta tese, utilizamos o procedimento implementado em *script* MATLAB “*patv_MM.m*”, descrito em [109] e disponibilizado pelo autor.

5.1.4 Índices de Desempenho

Os erros de estimativa de τ são dados por

$$\epsilon_\tau = \hat{\tau} - \tau, \quad (5.13)$$

em que $\hat{\tau}$ e τ são, respectivamente, o valor estimado e o valor de referência. Do conjunto de N_{MC} rodadas de Monte Carlo, com a forma de onda sempre contendo um salto, definimos N_{fp} como o número de falsos positivos, i.e., quando $\mathcal{N}_{m \text{ or } f} \neq \emptyset$, mas $|\epsilon_\tau| > 2\Delta t$, e N_{fn} como o número de falsos negativos, i.e., quando $\mathcal{N}_{m \text{ or } f} = \emptyset$. Reportamos a porcentagem total de falhas, i.e.,

$$\mathcal{E}_f = \frac{N_{fp} + N_{fn}}{N_{MC}} \times 100. \quad (5.14)$$

5.2 Estimadores de localização de saltos de magnitude ou fase

No capítulo 4, foi identificada a necessidade de estimativa confiável do instante de ocorrência dos saltos (τ) em sinais AC digitalizados contendo saltos de magnitude ou saltos de fase. Iremos relatar adiante o desenvolvimento de uma metodologia para detecção da ocorrência de tais saltos e estimativa de τ , baseada no monitoramento de anomalias em sinais de detecção especialmente definidos para esse fim.

Em uma primeira abordagem, seja o sinal de detecção

$$d[n] = |f_i[n] - \mathfrak{M}(f_i[n])|, \quad (5.15)$$

em que $\mathfrak{M}(f_i[n])$ é a mediana da sequência $f_i[n]$. Conforme demonstrado em [103], edições (cortes ou inclusões) em uma forma de onda $x[n]$ podem provocar variações anômalas em $d[n]$. Avaliaremos a eficácia desse procedimento na estimativa de saltos de magnitude e saltos de fase em sinais descritos pelos modelos (5.1) e (5.2), respectivamente. Por simplicidade, nas simulações e experimentos, consideraremos que um salto de magnitude ou de fase está sempre presente.

Após descartar os transitórios do sinal $d[n]$ (em 5% das amostras no início e 5% das amostras no final), consideremos que o instante de ocorrência do salto (τ) seja estimado simplesmente como o instante no qual ocorre o máximo global do sinal de detecção dado por (5.15), de $d[n]$. Dois exemplos de sinais de detecção associados a sinais AC digitalizados

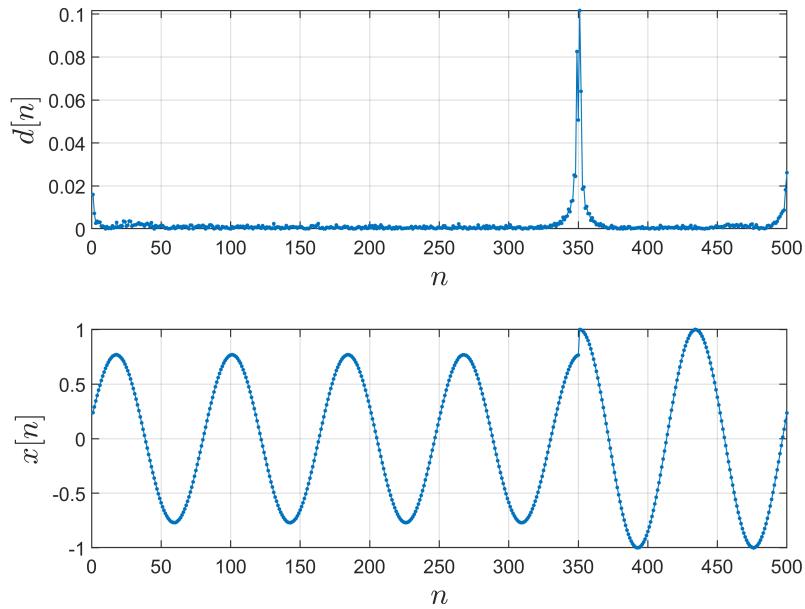


Figura 14 – Sinal de detecção $d[n]$ (gráfico superior) associado ao sinal AC digitalizado $x[n]$ (gráfico inferior), com um salto de magnitude ocorrendo em $\tau = 70\%$ da duração da janela.

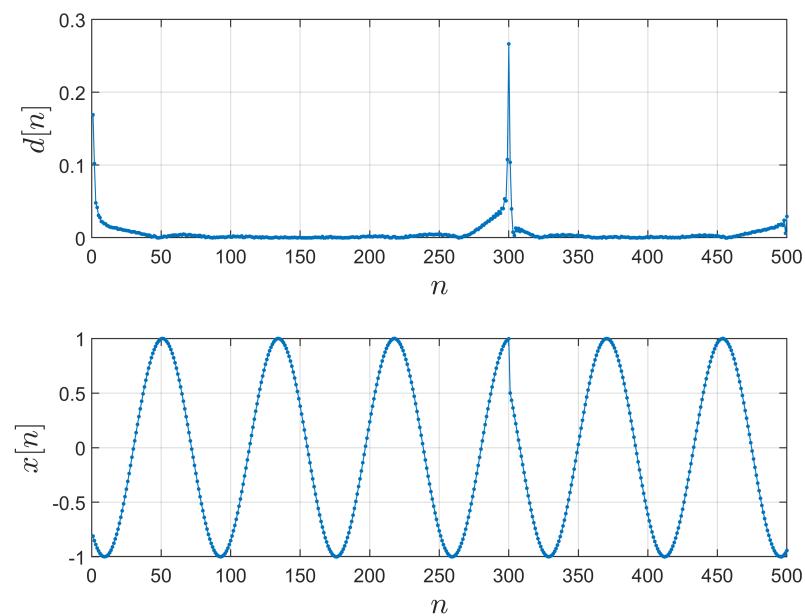


Figura 15 – Sinal de detecção $d[n]$ (gráfico superior) associado ao sinal AC digitalizado $x[n]$ (gráfico inferior), com um salto de fase ocorrendo em $\tau = 60\%$ da duração da janela.

$x[n]$ são mostrados nas figuras 14 e 15, o primeiro para $x[n]$ com salto de magnitude, o segundo para $x[n]$ com salto de fase.

Para avaliar a exatidão da estimação, realizamos 10000 rodadas de MC. Em cada rodada foi estimado τ de um sinal $x[n]$ contaminado com ruído gaussiano branco $\eta[n]$, e intervalo de amostragem de $\Delta t = 200 \mu s$, correspondente a $f_s = 5 \text{ kHz}$. A distribuição dos erros de τ (em função do tempo normalizado por Δt) para um salto de magnitude positivo de 10% é mostrada no histograma da figura 16. Resultados semelhantes foram obtidos com saltos negativos de magnitude e saltos de fase de $\pm 10^\circ$.

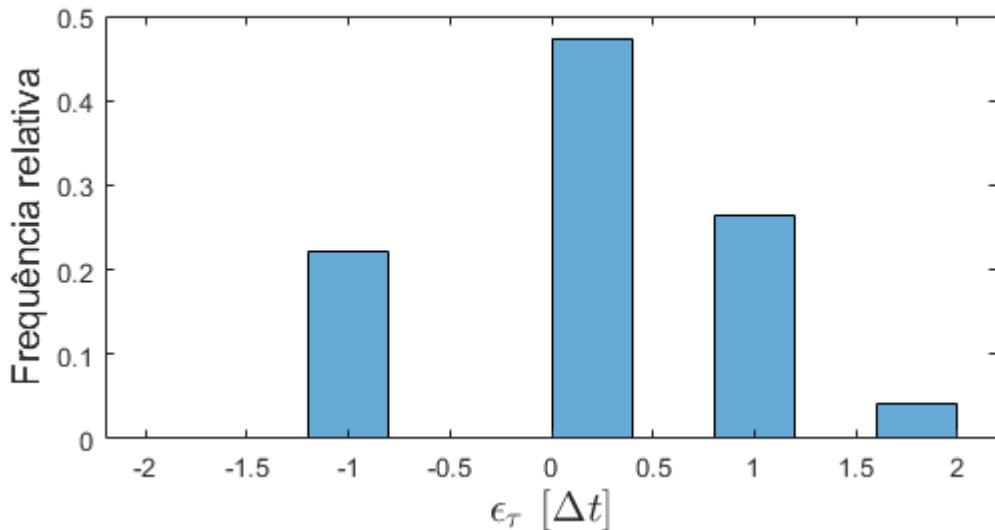


Figura 16 – Histograma dos erros de estimação do instante de ocorrência do salto positivo de magnitude.

O estimador de τ baseado no sinal de detecção dado pela equação (5.15) apresentou, para os sinais de entrada $x[n]$ utilizados no capítulo 4, desempenho satisfatório ($\mathcal{E}_f \leq 4,55\%$) para $\text{SNR} \geq 75 \text{ dB}$, conforme publicado em [110]. Não obstante, durante a investigação percebemos que: o desempenho não é uniforme para quaisquer valores de τ e ϕ_0 , e os níveis de ruído típicos são da ordem de $\text{SNR} = 60 \text{ dB}$.

A figura 17 demonstra um caso especial em que o salto de magnitude coincide com o cruzamento da forma de onda por zero, tornando o pico do sinal de detecção muito pequeno em relação ao ruído e deteriorando o desempenho do detector. Outro caso especial é a ocorrência de saltos de fase próximos aos picos do sinal. Por essa razão a investigação foi aprofundada com o objetivo de obter estimadores de τ que fossem mais robustos tanto à localização relativa de τ quanto ao nível de ruído presente nos sinais digitalizados. Procedemos então à definição formal e avaliação do desempenho de um estimador híbrido, baseado na magnitude e na frequência instantânea do sinal analítico $z[n]$ associado ao sinal AC digitalizado $x[n]$. Também foi avaliado o desempenho do estimador híbrido com a filtragem de ruído fornecida pelo método PATV.

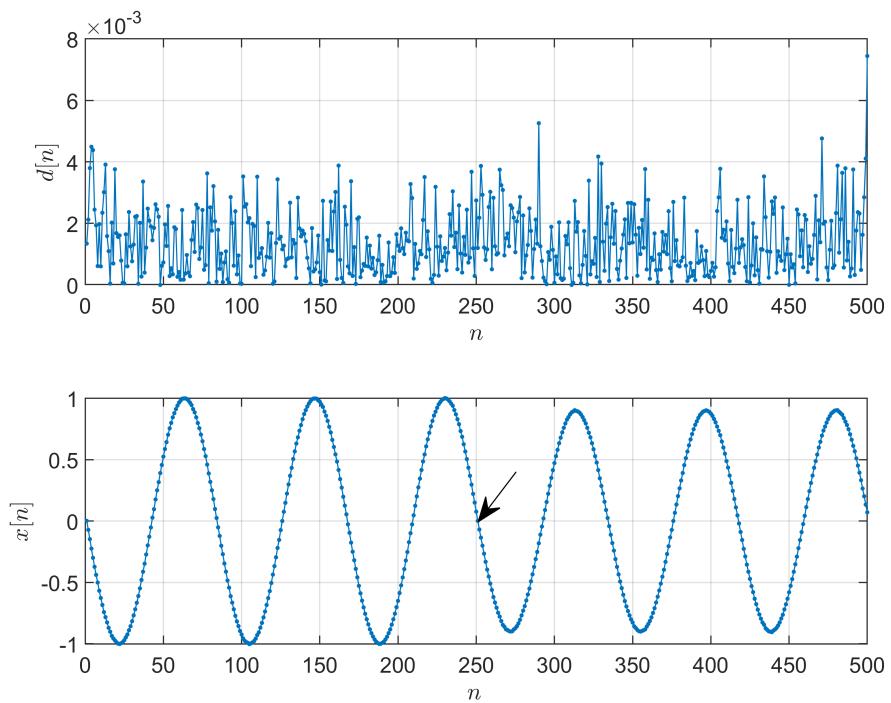


Figura 17 – Sinal de detecção (gráfico superior) associado ao sinal AC digitalizado $x[n]$ com salto de magnitude ($h_m = -0.1$, $\tau = 50\%$ da duração da janela). A seta indica o salto de magnitude próximo a um cruzamento por zero.

5.2.1 Detecção de saltos via magnitude instantânea

Do sinal de diferenças de primeira ordem $g_i[n] = a_i[n] - a_i[n - 1]$, onde $a_i[n]$ é a função de magnitude instantânea do sinal analítico digitalizado (ver seção 5.1.2), seja o sinal de detecção baseado na *magnitude* instantânea

$$d_m[n] = |g_i[n] - \mathfrak{M}(g_i[n])|. \quad (5.16)$$

Dado um limiar $L_m = k_m \mathfrak{M}(d_m[n])$, em que k_m é um valor constante dado, a localização de um salto único em $a_i[n]$ pode ser estimada da seguinte forma. Defina o conjunto $\mathcal{N}_m = \{n, d_m[n] \geq L_m\}$ e seja $d_{m\max} = \|d_m[n]\|_\infty$. O índice do salto em magnitude é $\hat{n}_m = \{n \in \mathcal{N}_m, d_m[n] = d_{m\max}\}$. Assim, o instante estimado do salto é $\hat{\tau}_m = \hat{n}_m \Delta t$.

5.2.2 Detecção de saltos via frequência instantânea

Com a função de frequência instantânea em tempo discreto $f_i[n]$ obtida pela diferenciação numérica de $\theta_i[n]$ (ver seção 5.1.2), seguimos as notações anteriores e definimos um sinal de detecção baseado na *frequência* instantânea como

$$d_f[n] = |f_i[n] - \mathfrak{M}(f_i[n])|. \quad (5.17)$$

Dado um limiar $L_f = k_f \mathfrak{M}(d_f[n])$, em que k_f é um valor constante dado, defina o conjunto $\mathcal{N}_f = \{n, d_f[n] \geq L_f\}$ e seja $d_{f\max} = \|d_f[n]\|_\infty$. O índice do salto de fase é $\hat{n}_f = \{n \in \mathcal{N}_f, d_f[n] = d_{f\max}\}$ e o instante correspondente é $\hat{\tau}_f = \hat{n}_f \Delta t$.

5.2.3 Detecção de saltos via magnitude instantânea filtrada por PATV

Da equação (5.8), seja $a_i[n]$ uma estimativa da magnitude instantânea do fasor. Agora, considere que $a_i[n]$ seja corrompida com ruído e tenha um salto de *magnitude*, de forma que o modelo da equação (5.10) seja adequado para representar $a_i[n] = s[n] + c_a[n] + \eta[n]$. Assim, a filtragem PATV (com um parâmetro de regularização λ_m adequado) pode ser aplicada a $a_i[n]$ para estimar $c_a[n]$ que capture o salto, livre de ruído de banda larga $\eta[n]$. Considera-se, ainda, que a componente $s[n]$, livre do salto e do ruído, seja aproximadamente constante no tempo, por isso assumimos que possa ser aproximada por um polinômio $p[n]$ de grau $q = 0$. Assim, obtemos a magnitude instantânea livre de ruído

$$\bar{a}_i[n] = p[n] + c_a[n]. \quad (5.18)$$

Como $p[n] - p[n - 1] = 0$, o sinal de detecção via magnitude instantânea pode ser calculado pela diferenciação somente da componente que captura o salto,

$$d_m[n] = |c_a[n] - c_a[n - 1]|. \quad (5.19)$$

A definição de um limiar proporcional à mediana de $d_m[n]$ não é efetiva neste caso, pois $d_m[n]$ aproxima um delta de Kronecker centrado na localização do salto em $c_a[n]$, de forma que a mediana de $d_m[n]$ é zero (exceto se o salto ocorrer no meio da janela). Uma alternativa é estimar empiricamente valores típicos de $d_{m\max}$ e escolher valores absolutos que garantam $L_m < d_{m\max}$. Definido um valor de L_m , procede-se então da mesma forma que em 5.2.1, da definição do conjunto \mathcal{N}_m à estimação do instante $\hat{\tau}_m$.

5.2.4 Detecção de saltos via frequência instantânea filtrada por PATV

Considere a estimativa $\theta_i[n]$ da fase instantânea do fasor, corrompida por ruído de banda larga e com um salto de fase, de forma que o modelo da equação (5.10) seja adequado para representar $\theta_i[n] = s[n] + c_\theta[n] + \eta[n]$. Portanto, a filtragem PATV (com um parâmetro de regularização λ_f adequado) pode ser aplicada a $\theta_i[n]$ para estimar $c_\theta[n]$ que capture o salto, livre de ruído de banda larga. Assumimos que a componente $s[n]$ pode ser aproximada por um polinômio $p[n]$ de ordem $q = 1$. Assim, a fase instantânea livre de ruído é dada por $\bar{\theta}_i = p[n] + c_\theta[n]$, cuja frequência instantânea é

$$f_i[n] = p[n] - p[n - 1] + c_\theta[n] - c_\theta[n - 1] = \bar{f}_i + c_\theta[n] - c_\theta[n - 1], \quad (5.20)$$

onde \bar{f}_i é a inclinação constante do polinômio $p[n]$. Como estamos interessados somente na componente que captura o salto, podemos definir o sinal de detecção via frequência instantânea filtrada por PATV como

$$d_f[n] = |c_\theta[n] - c_\theta[n-1]|. \quad (5.21)$$

De forma similar a 5.2.3, o limiar L_f pode ser definido por um valor absoluto menor que valores típicos de $d_{f\max}$. Definido um valor de L_f , procede-se então da mesma forma que em 5.2.2, da definição do conjunto \mathcal{N}_f à estimativa do instante $\hat{\tau}_f$.

5.2.5 Detector Híbrido

Apesar de ambos os detectores descritos nas seções 5.2.1 e 5.2.2 funcionarem tanto para saltos de magnitude quanto para saltos de fase, o primeiro funciona melhor para saltos de magnitude, enquanto o segundo tem desempenho melhor na detecção de saltos de fase. O mesmo comportamento é observado com os detectores definidos nas seções 5.2.3 e 5.2.4, que utilizam a filtragem PATV.

Para obter o melhor de cada detector, independente o tipo de salto, propomos um detector híbrido de saltos, que funciona da seguinte forma:

1. Executar o detector de salto de magnitude (5.2.1 ou 5.2.3) para obter o índice candidato \hat{n}_m ;
2. Executar o detector de salto de frequência (5.2.2 ou 5.2.4) para obter o índice candidato \hat{n}_f ;
3. Calcular as razões $d_{m\max}/L_m$ e $d_{f\max}/L_f$;
4. Escolher de $\{\hat{n}_f, \hat{n}_m\}$ o índice $\hat{\tau}_n$ que corresponde à maior razão calculada em 3). Este índice $\hat{\tau}_n$ é a estimativa final da localização do salto, que corresponde ao instante de tempo estimado $\hat{\tau} = \hat{\tau}_n \Delta t$.

O detector híbrido pode ser usado quando saltos acontecerem de forma simultânea em magnitude e fase ou quando não se tem o conhecimento *a priori* se o salto acontece na magnitude ou na fase. Doravante usaremos a sigla HD para nos referir ao detector híbrido que utiliza os detectores 5.2.1 e 5.2.2, e a sigla HD-PATV para nos referir ao detector híbrido que utiliza os detectores com filtragem PATV, descritos em 5.2.3 e 5.2.4.

5.2.6 Avaliação de desempenho via simulações numéricas

Para avaliar a exatidão dos estimadores sob condições ruidosas, realizamos simulações de Monte Carlo. Para cada rodada de Monte Carlo, geramos digitalmente um

quadro com 480 amostras de um sinal da forma (5.3), com $\Delta t = 1/4800$ s, e frequência fundamental de $f_1 = 60$ Hz.

5.2.6.1 Descrição do experimento

Avaliamos o desempenho das duas versões (HD e HD-PATV) do detector híbrido descrito em (5.2.5). As simulações foram realizadas para os seguintes 3 casos:

1. somente um salto de *magnitude* ($h_m = -10\%$ e $h_a = 0^\circ$);
2. somente um salto de *fase* ($h_m = 0\%$ and $h_a = 10^\circ$);
3. e dois saltos simultâneos ocorrendo simultaneamente em magnitude e fase ($h_m = -10\%$ and $h_a = 10^\circ$).

Para todos os testes, configuramos $\tau = 240\Delta t$. Para avaliar a influência no desempenho da distância de um salto relativa ao cruzamento por zero, modificamos a fase inicial $\phi_0 \in \{0^\circ, 15^\circ, 30^\circ, 45^\circ, 60^\circ, 75^\circ, 90^\circ\}$ no modelo de (5.3). Para a nossa escolha particular de τ , um salto ocorre próximo de um cruzamento por zero quando $\phi_0 = 90^\circ$, e próximo à crista da forma de onda quando $\phi_0 = 0^\circ$. Também avaliamos a influência da interferência de ruído no desempenho, modificando a variância de $\eta(t)$ para provocar SNRs de 30 a 60 dB (em passos de 10 dB). Os níveis de SNR < 50 dB, apesar de não serem realistas para sistemas de laboratório, foram incluídos para demonstrar os limites de desempenho dos estimadores. Consideramos como aceitável um nível de confiança de 95,45 para a medição de \mathcal{E}_f (5.14), para uma distribuição normal, com um fator de abrangência dois, como tipicamente considerado em metrologia. Assim, valores de $\mathcal{E}_f > 4,55\%$ são considerados adequados para o propósito de aplicação em calibradores de PMU.

5.2.6.2 Escolha dos parâmetros dos estimadores HD e HD-PATV

Para o HD, dadas as equações (5.16) e (5.17), e assumindo que as amostras desses sinais de detecção são normalmente distribuídas, corrompidas por alguns (poucos) *outliers*, escolhendo $k_m = k_f = 3$ para os respectivos limiares, estamos considerando como *outliers* as amostras de d_m ou $f[n]$ cujas magnitudes são superiores a cerca de dois desvios padrão [111]. A hipótese de gaussianidade foi verificada experimentalmente. Aumentando (diminuindo) os valores de k_m e k_f , os falsos negativos (positivos) tendem a aumentar. A despeito disso, para $\text{SNR} \geq 50$ dB, figuras de desempenho similares foram encontradas para k_m ou $f \in \{2, 3, 4\}$, revelando que o desempenho do detector tem baixa sensibilidade à escolha destes parâmetros.

Para o HD-PATV, seguiremos o seguinte roteiro para escolha dos parâmetros de cada estimador primário:

1. Levantar curva de valores de λ_m ou λ_f e escolher um valor de λ_m ou λ_f que maximize o desempenho dos estimadores primários de τ , para os respectivos casos, fazendo $L_{m \text{ ou } f} = 0$ (desconsiderando falsos negativos nesse primeiro momento).
2. Escolher um valor de $L_{m \text{ ou } f}$ menor que o mínimo valor de pico do sinal de detecção ($d_{\{m \text{ ou } f\}max}$), estimado em função do valor de λ_m ou λ_f escolhido no passo anterior.
3. Em função do valor de limiar escolhido no passo anterior, estimar o valor mínimo de altura do salto que seja detectável com desempenho aceitável para $SNR \geq 50$ dB (níveis de ruído razoáveis para aplicação em calibradores).

Para o detector primário de salto de magnitude (seção 5.2.3), foram testados valores de parâmetro de regularização no intervalo $0,5 \leq \lambda_m \leq 7$ (em passos de 0,5), para o caso 1 ($h_m = 0,1$). O gráfico da figura 18 mostra os resultados para $SNR = 45$ dB (pois \mathcal{E}_f é praticamente zero para valores maiores de SNR), fase inicial $\phi_0 = 90^\circ$ (pior caso para salto de magnitude). Podemos perceber que o desempenho é aceitável para valores de $\lambda_m \geq 2$ e a porcentagem de erros continua diminuindo quando aumentamos λ_m . O problema de aumentarmos λ_m é que o PATV atenua cada vez mais o pico do sinal de detecção, fazendo com que seja cada vez menor o limiar necessário para detecção do salto, por isso escolhemos o menor valor aceitável: $\lambda_m = 2$. Para detectar saltos de magnitude de $|h_m| = 0,1$, é necessário um limiar de $L_m \leq 5,0 \times 10^{-3}$. O menor salto em magnitude considerado para classificação como afundamento de tensão [61] é também de $|h_m| = 0,1$. Para sermos conservadores, escolhemos um limiar de $L_m = 2,5 \times 10^{-3}$, com o qual é possível detectar, com desempenho aceitável, saltos de $|h_m| \geq 0,07$, para $SNR \geq 50$ dB.

Para o detector primário de salto de fase (seção 5.2.4), foram testados valores de parâmetro de regularização no intervalo $0,5 \leq \lambda_m \leq 7$ (em passos de 0,5), para o caso 2 ($h_a = 10^\circ$). De forma análoga ao que foi feito para salto de magnitude, o gráfico da figura 19 mostra os resultados para $SNR = 40$ dB e $\phi_0 = 0^\circ$ (pior caso para salto de fase). O desempenho nesse caso é aceitável para valores de $\lambda_m \geq 2,5$. Para detectar saltos de $|h_a| \geq 10^\circ$, é necessário um limiar $L_f \leq 8,0 \times 10^{-3}$. Adotaremos conservativamente um valor de $L_f = 4,0 \times 10^{-3}$, para o qual é possível detectar, com desempenho aceitável, saltos de $|h_a| \geq 8^\circ$, para $SNR \geq 50$ dB.

Para o detector híbrido HD-PATV (seção 5.2.5), composto pelos dois detectores primários, mantemos as mesmas especificações escolhidas. Dessa forma, apresentaremos na seção a seguir os resultados para o HD-PATV, com:

- parâmetros de regularização $\lambda_m = 2$ e $\lambda_f = 2,5$;
- e limiares de detecção $L_m = 2,5 \times 10^{-3}$ e $L_f = 4,0 \times 10^{-3}$.

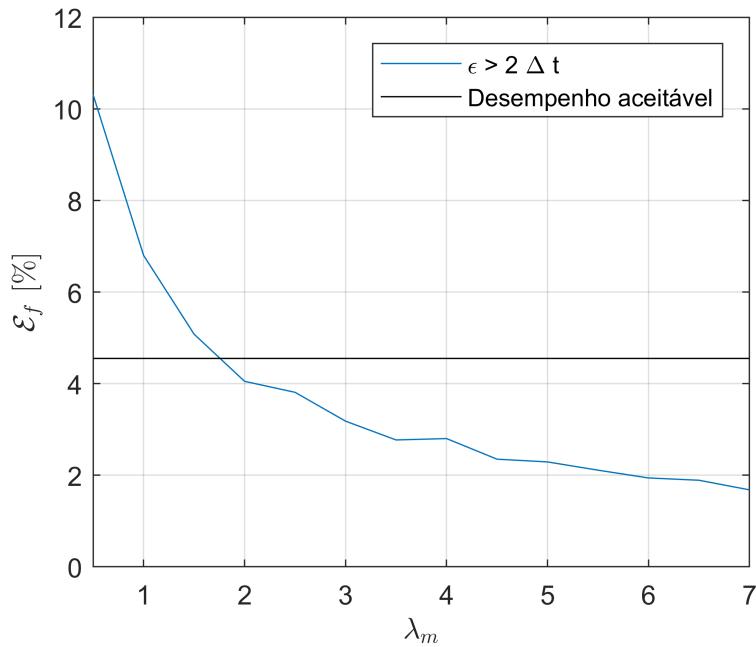


Figura 18 – Porcentagem de erros totais \mathcal{E}_f em função de λ_m (Caso 1, SNR = 45 dB e $\phi_0 = 90^\circ$).

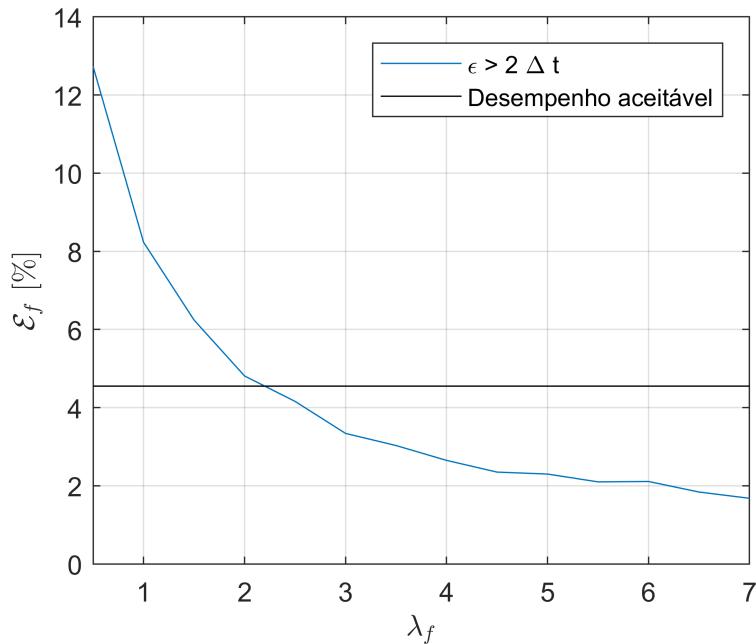


Figura 19 – Porcentagem de erros totais \mathcal{E}_f em função de λ_f (Caso 2, SNR = 40 dB e $\phi_0 = 0^\circ$).

5.2.6.3 Resultados

Para cada uma das configurações descritas na seção anterior, os resultados mostrados nesta seção se referem a simulações de Monte Carlo com 10000 rodadas. Os valores médios de \mathcal{E}_f para o estimador HD são organizados nas Tabelas 6, 8 e 10, e para o estimador

HD-PATV nas tabelas 7, 9 e 11. Para valores de τ na faixa de 5% a 95% da duração do quadro, encontramos figuras de desempenho similares às mostradas nas tabelas 6 a 11, cujos resultados se referem às simulações com $\tau = 0,5T$ s. Os resultados maiores que o limite aceitável estão destacados em vermelho.

Tabela 6 – Desempenho para o Caso 1 - Salto de Magnitude - estimador HD.

$\phi_0(^{\circ})$	Média de \mathcal{E}_f (%)			
	SNR (dB)			
60	50	40	30	
0	0,0	0,0	0,0	41,4
15	0,0	0,0	0,0	40,6
30	0,0	0,0	0,0	49,5
45	0,0	0,0	0,0	67,9
60	0,0	0,0	1,2	87,1
75	0,0	0,0	34,3	96,8
90	0,0	14,8	91,4	98,9

Tabela 7 – Desempenho para o Caso 1 - Salto de Magnitude - estimador HD-PATV.

$\phi_0(^{\circ})$	Média de \mathcal{E}_f (%)			
	SNR (dB)			
60	50	40	30	
0	0,0	0,0	0,0	0,12
15	0,0	0,0	0,0	0,37
30	0,0	0,0	0,0	2,75
45	0,0	0,0	0,01	11,74
60	0,0	0,0	0,78	27,26
75	0,0	0,0	5,97	41,22
90	0,0	0,16	17,38	49,39

Tabela 8 – Desempenho para o Caso 2 - Salto de Fase - estimador HD.

$\phi_0(^{\circ})$	Média de \mathcal{E}_f (%)			
	SNR (dB)			
60	50	40	30	
0	0,0	0,2	56,8	97,3
15	0,0	0,0	0,3	84,3
30	0,0	0,0	0,0	43,5
45	0,0	0,0	0,0	13,8
60	0,0	0,0	0,0	5,2
75	0,0	0,0	0,0	3,6
90	0,0	0,0	0,0	2,7

Tabela 9 – Desempenho para o Caso 2 - Salto de Fase - estimador HD-PATV.

ϕ_0 (°)	Média de \mathcal{E}_f (%)			
	SNR (dB)			
	60	50	40	30
0	0,0	0,0	4,01	30,83
15	0,0	0,0	0,61	23,42
30	0,0	0,0	0,0	10,26
45	0,0	0,0	0,0	1,81
60	0,0	0,0	0,0	0,04
75	0,0	0,0	0,0	0,0
90	0,0	0,0	0,0	0,0

Tabela 10 – Desempenho para o Caso 3 - Salto de Magnitude e Fase - estimador HD.

ϕ_0 (°)	Média de \mathcal{E}_f (%)			
	SNR (dB)			
	60	50	40	30
0	0,0	0,0	0,0	29,2
15	0,0	0,0	0,0	3,5
30	0,0	0,0	0,0	0,5
45	0,0	0,0	0,0	0,3
60	0,0	0,0	0,0	1,4
75	0,0	0,0	0,01	4,3
90	0,0	0,0	0,0	6,0

Tabela 11 – Desempenho para o Caso 3 - Salto de Magnitude e Fase - estimador HD-PATV.

ϕ_0 (°)	Média de \mathcal{E}_f (%)			
	SNR (dB)			
	60	50	40	30
0	0,0	0,0	0,0	0,65
15	0,0	0,0	0,0	0,12
30	0,0	0,0	0,0	1,02
45	0,0	0,0	0,0	4,43
60	0,0	0,0	0,0	4,88
75	0,0	0,0	0,0	2,09
90	0,0	0,0	0,0	4,94

Como pode ser visto nas Tabelas 6 e 7, o desempenho de HD e HD-PATV na localização dos saltos para o caso 1 (salto de magnitude) diminui (alto \mathcal{E}_f) à medida em que o SNR diminui, como esperado, mas aumenta à medida em que ϕ_0 diminui, i.e., o salto se distancia de um cruzamento por zero. O desempenho de HD e HD-PATV para o caso 2 (salto de fase) (Tabelas 8 e 9, respectivamente) também diminui com SNR, mas aumenta com o aumento de ϕ_0 , i.e., quando o salto se aproxima de um cruzamento por zero.

Observamos nas Tabelas 10 e 11 que os estimadores HD e HD-PATV têm desempenho bem melhor para os saltos simultâneos (caso 3) em comparação com os casos 1 e 2, o que faz sentido, pois eles selecionam as estimativas mais confiáveis da localização do salto dos respectivos detectores primários (HD:5.2.1 e 5.2.2, e HD-PATV:5.2.3 e 5.2.4). Como esperado, o desempenho dos detectores híbridos diminuem com SNR e, no caso do HD, quando ϕ_0 se afasta de 45° , i.e., os piores casos dos respectivos detectores primários.

Adotando-se o critério de que valores de \mathcal{E}_f menores que 4.55% são aceitáveis, avaliamos comparativamente os estimadores:

- Para o HD, são aceitáveis todos os resultados para $\text{SNR} \geq 60$ dB, para os 3 casos testados. Para $\text{SNR} < 60$ dB, o desempenho depende do valor específico de ϕ_0 e do nível de ruído.
- Para o HD-PATV, é mais ampla a faixa de valores de níveis de ruído e ϕ_0 para as quais os valores de \mathcal{E}_f são aceitáveis, se estendendo até ao menos $\text{SNR} = 50$ dB em todos os casos, e mesmo para $\text{SNR} = 40$ dB, na maior parte dos valores de ϕ_0 .

Em suma, para aplicação em sistemas de calibração de PMU, especificamente, ambos os estimadores são plenamente satisfatórios desde que os sinais utilizados no sistema apresentem $\text{SNR} \geq 60$ dB. Todavia, na possibilidade da presença de níveis de ruído maiores, o HD-PATV se mostra mais vantajoso, pela sua maior robustez.

Com respeito à influência da altura do salto no desempenho, podemos dizer que, para $|h_x| > 10\%$ e $10^\circ < |h_a| < 180^\circ$, o desempenho será melhorado em relação às figuras reportadas nesta seção. É evidente que o desempenho se degrada à medida em que a altura do salto se aproximar de zero.

5.3 Estimador de localização de salto de frequência

O teste de salto de frequência que será analisado no capítulo 6 necessita também da estimação da localização de τ . Iremos definir a seguir detectores e estimadores de τ projetados para sinais com salto de frequência dados por (5.4), amostrados a uma taxa $f_s = 1/\Delta t$ Hz.

5.3.1 Detecção de saltos de frequência via taxa de variação da frequência instantânea

Tomando-se a derivação numérica dos sinais $\hat{f}_i[n]$, podem ser estimados sinais de taxa de variação da frequência instantânea $\hat{r}_i[n]$. Na presença de saltos de frequência, podemos esperar picos no sinal $\hat{r}_i[n]$ que indicam a localização do salto. Assim, de forma similar ao que foi desenvolvido para os saltos de magnitude e fase, pode-se definir um sinal de detecção

$$d_r[n] = |\hat{r}_i[n]|. \quad (5.22)$$

Dado um limiar $L_r = k_r \mathfrak{M}(d_r[n])$, em que k_r é um valor constante dado, defina o conjunto $\mathcal{N}_r = \{n, d_r[n] \geq L_r\}$ e seja $d_{r\max} = \|d_r[n]\|_\infty$. O índice do salto de frequência é $\hat{\tau}_n = \{n \in \mathcal{N}_r, d_r[n] = d_{r\max}\}$ e o instante correspondente é $\hat{\tau} = \hat{\tau}_n \Delta t$.

5.3.2 Detecção de saltos de frequência via taxa de variação da frequência instantânea filtrada por PATV

O sinal $f_i[n]$ pode ser filtrado previamente pelo PATV, de forma a mitigar a influência do ruído. Consideremos que a sequência estimada $\hat{f}_i[n]$ pode ser decomposta em

$$\hat{f}_i[n] = s[n] + c_f[n] + \eta[n], \quad (5.23)$$

em que a parte suave do sinal é representada por um **polinômio de grau zero** $s[n]$ ($q = 0$), o salto de frequência é representado pela parcela constante por partes $c_f[n]$, e $\eta[n]$ contém ruído gaussiano de banda larga. A escolha do grau zero para $s[n]$ se justifica pela expectativa de que a frequência instantânea livre de ruído possa ser aproximada por uma função constante por partes, dada por $s[n] + c_f[n]$. A estimação de $r_i[n]$ livre do ruído $\eta[n]$ pode ser realizada pela derivação da componente constante por partes $c_f[n]$. O sinal de detecção pode então ser dado por

$$d_r[n] = |r_i[n]| = |c_f[n] - c_f[n - 1]|. \quad (5.24)$$

De forma similar ao descrito nas seções 5.2.3 e 5.2.4, é necessário encontrar valores adequados para o fator de regularização do PATV, λ_r , e para o limiar de detecção L_r . Então podemos proceder da mesma forma que na seção 5.3.1, da definição do conjunto \mathcal{N}_r à estimação do instante do salto de frequência $\hat{\tau}$.

Iremos designar por FD o estimador de salto de frequência cujo sinal de detecção é dado pela equação (5.22) e FD-PATV o estimador de salto de frequência cujo sinal de detecção é dado pela equação (5.24).

5.3.3 Avaliação de desempenho via simulações numéricas

5.3.3.1 Descrição do experimento

Para avaliar a exatidão dos estimadores sob condições ruidosas, realizamos simulações de Monte Carlo (MC). Em cada rodada de MC, foi gerado digitalmente um sinal de entrada $x[n]$ com 480 amostras da equação (5.4), com $\Delta t = 1/4800$ s, frequência inicial de $f_1 = 60$ Hz, e $\tau = 240\Delta t$ s. Primeiramente iremos escolher os parâmetros dos estimadores FD e FD-PATV, e depois avaliar o seu desempenho.

5.3.3.2 Escolha dos parâmetros dos estimadores

Para o FD, similarmente ao que foi feito para o HD na seção 5.2.6.2, assumimos que as amostras do sinal detecção $d_r[n]$ são normalmente distribuídas, corrompidas por alguns (poucos) *outliers*. Assim, escolhendo $k_r = 3$, estamos considerando como *outliers* as amostras de $d_r[n]$ cujas magnitudes são superiores a cerca de dois desvios padrão [111].

Para a escolha dos parâmetros do FD-PATV, seguindo o mesmo roteiro descrito na seção 5.2.6 para o HD-PATV, primeiramente é preciso encontrar um valor para o fator de regularização do PATV, λ_r . Para isso, o desempenho da estimação de τ foi medido para valores de $0,02 \leq \lambda_r \leq 0,4$, em passos de 0,01. Para cada valor de λ_r , foi realizada uma simulação de MC com 10000 rodadas, em cada qual foram calculados: o índice de desempenho \mathcal{E}_f (contabilizando erros $\epsilon \geq \{2, 7, 8\}\Delta t$), e o desvio padrão dos erros de estimação de τ (σ_τ). Nessa primeira simulação, a altura do salto é $h_f = -1$ Hz (para sermos coerentes com as simulações da seção 6.2.1) e o limiar de detecção L_r é zero, de forma que todos os saltos são detectados e portanto todos os eventuais erros contados em \mathcal{E}_f são falsos positivos.

A figura 20 mostra resultados das simulações para $\text{SNR} = 60$ dB e $\phi_0 = 0^\circ$ (fase inicial que corresponde ao pior caso). Observamos que, no caso do salto de frequência, a distribuição dos erros de estimação de τ apresenta maior variância do que nos casos de saltos de magnitude e salto de fase, razão pela qual os valores de \mathcal{E}_f (para erros máximos de $2\Delta t$) são também maiores, em torno de 45, não atingindo o limite de desempenho aceitável. Para que seja cumprido o requisito de desempenho, precisaremos aceitar erros máximos maiores que $2\Delta t$, o que só ocorre na curva de $\epsilon \geq 8\Delta t$, com $\lambda_r \geq 0,08$. Podemos verificar também que, na curva de $\epsilon \geq 8\Delta t$, a partir de $\lambda_r \geq 0,11$, o desempenho se estabiliza em uma faixa entre 2 e 3 %, o que é plenamente aceitável, e os valores de desvio padrão dos erros se estabilizam em torno de $\sigma_\tau \sim 3$. A escolha de valores de λ_r e L_r não influencia significativamente em σ_τ . Dessa forma, para obtermos o mesmo nível de confiança de 95,45% estabelecido para saltos de magnitude e salto de fase, será necessário assumir uma variância maior na estimação de τ para a análise de saltos de frequência. Uma investigação acerca da influência desses erros na estimação de outros parâmetros dos

sinais com salto de frequência será reportada na seção 6.2.3.3.7.

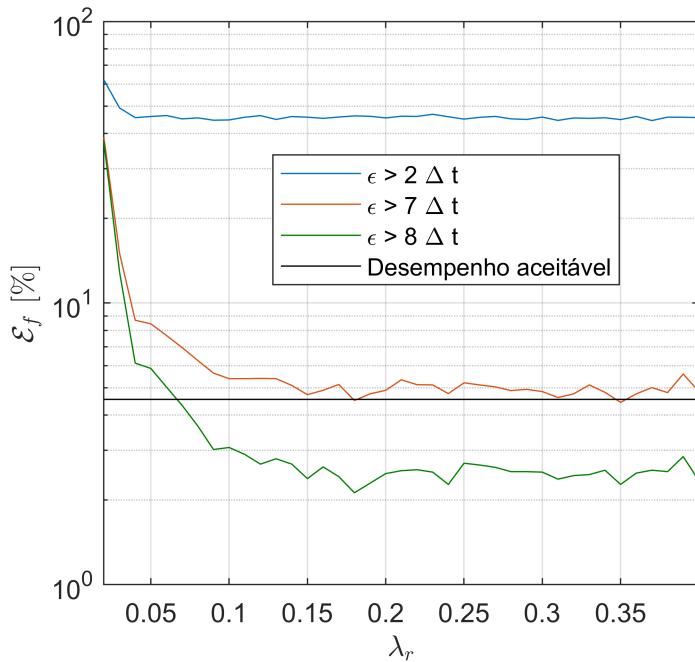


Figura 20 – Porcentagem de erros totais \mathcal{E}_f em função de λ_r (SNR = 60 dB e $\phi_0 = 0^\circ$).

Resta agora, seguindo o mesmo procedimento descrito na seção 5.2.6.2, determinar um valor para limiar de detecção L_r , abaixo do qual os valores de pico $d_{r\max}$ encontrados no sinal de detecção $d_r[n]$ não serão considerados como saltos. Investigamos a possibilidade de detectar saltos de no mínimo $h_f = -0,5$ Hz (a razão para isso será explicada no capítulo 6, seção 6.2.1). Como o PATV atenua os picos do sinal de detecção, teremos que encontrar os valores mínimos de $d_{r\max}$ que equivalem ao salto de $h_f = -0,5$ Hz. Para isso, escolhemos $\lambda_r = 0,11$ e simulamos (MC com 10000 rodadas) sinais com saltos de $0,5 \leq h_f \leq 0,9$ Hz (em passos de 0,2), SNR = 60 dB e $\phi_0 = 45^\circ$ (pior caso para determinação de L_r). O resultado, mostrado na tabela 12, informa o valor de pico mínimo ($d_{r\max}$) e o valor correspondente de L_r para detecção dos respectivos saltos (a metade do valor de pico correspondente), todos com desempenho \mathcal{E}_f aceitável.

Tabela 12 – Valores de limiares de detecção para saltos mínimos detectáveis e respectivos índices de desempenho.

h_f [Hz]	$d_{r\max}$ mínimo	L_r
-0,5	$1,5 \times 10^{-30}$	$7,5 \times 10^{-31}$
-0,7	$9,3 \times 10^{-16}$	$4,7 \times 10^{-16}$
-0,9	$3,3 \times 10^{-6}$	$1,7 \times 10^{-6}$

Finalmente, para avaliar o desempenho dos estimadores FD e FD-PATV aplicados a calibradores, escolhemos adotar os valores de forma a garantir a detecção de saltos de ao menos $h_f = -0,9$ Hz (valor próximo do salto nominal de $h_f = -1,0$ Hz):

- $\lambda_r = 0, 11$, e
- $L_r = 1, 0 \times 10^{-6}$.

5.3.3.3 Resultados

Da mesma forma que a investigação da seção 5.2.6.1, realizamos simulações de MC. Estabelecemos um valor fixo de $\tau = 240\Delta t$ s e modificamos a fase inicial $\phi_0 \in \{0^\circ, 15^\circ, 30^\circ, 45^\circ, 60^\circ, 75^\circ, 90^\circ\}$ no modelo de (5.4). Também avaliamos a influência da interferência de ruído no desempenho, modificando a variância de $\eta(t)$ para provocar valores de SNR de 40 a 80 dB (em passos de 10 dB). Para cada par (ϕ_0, SNR) foram realizadas 10000 rodadas de MC. O resultado das simulações para cada par (ϕ_0, SNR) é apresentado nas tabelas 13 (FD) e 14 (FD-PATV) em termos do índice \mathcal{E}_f , ambas considerando aceitáveis erros $\epsilon_\tau \leq 8\Delta t$.

Tabela 13 – Desempenho do estimador FD em termos da média de \mathcal{E}_f , assumindo erros aceitáveis $\epsilon_\tau \leq 8\Delta t$

$\phi_0(\circ)$	Média de \mathcal{E}_f (%)				
	SNR (dB)				
	80	70	60	50	40
0	79,8	94,0	96,1	96,1	96,2
15	31,6	90,7	95,6	96,0	95,9
30	0,3	77,5	94,7	95,9	95,5
45	0,02	56,8	94,1	95,9	95,9
60	0,0	35,0	93,2	95,7	96,1
75	0,0	21,8	91,9	95,8	96,0
90	0,0	18,8	92,0	96,0	95,6

Tabela 14 – Desempenho do estimador FD-PATV em termos da média de \mathcal{E}_f , assumindo erros aceitáveis $\epsilon_\tau \leq 8\Delta t$.

$\phi_0(\circ)$	Média de \mathcal{E}_f (%)				
	σ_ϵ				
	80	70	60	50	40
0	0,0	0,4	3,1	13,0	34,5
15	0,0	0,1	2,0	11,6	32,4
30	0,0	0,0	0,3	6,7	27,6
45	0,0	0,0	0,0	3,1	22,1
60	0,0	0,0	0,0	1,4	19,7
75	0,0	0,0	0,0	1,1	17,9
90	0,0	0,0	0,0	1,9	20,7

O desempenho do FD, mesmo para níveis de ruído baixos, não chega a ser aceitável. Já o FD-PATV só chega a ter desempenho aceitável para $SNR \geq 60$ dB. A causa principal

da alta porcentagem de erros de estimativa para ambos os estimadores são os falsos positivos, que podem ocorrer por dois motivos: pela presença de ruído no sinal $f_i[n]$ com amplitude maior que o pico causado pelo salto, ou pela suavização do salto de frequência pelas no processo de estimativa de $f_i[n]$. A filtragem PATV mitiga o efeito do ruído, mas mesmo assim não atinge desempenho tão robusto quanto o que foi alcançado para os casos de saltos de magnitude e salto de fase. Não obstante, o efeito da filtragem PATV na exatidão das estimativas pode ser percebido ao compararmos os histogramas de ϵ_τ para FD e FD-PATV, na figura 21: no caso do FD, a distribuição dos erros é aproximadamente uniforme pela maior parte do intervalo, se concentrando nas bordas, enquanto no caso do FD-PATV, a distribuição dos erros se concentra em torno de zero. **Importante notar que o desempenho do FD-PATV só apresenta desempenho aceitável para sistemas cujos sinais apresentem $SNR \geq 60$ dB.**

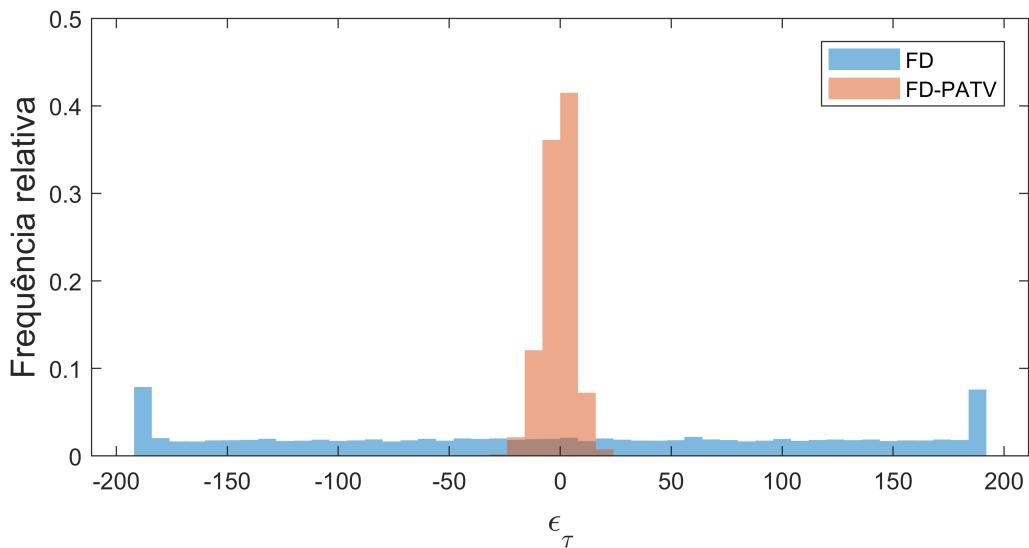


Figura 21 – Histograma dos erros de estimação de τ para FD e FD-PATV (SNR = 40 dB e $\phi_0 = 90^\circ$).

5.4 Conclusão

Os processos de avaliação da medição de sincronasores, frequência e ROCOF em calibradores de PMUs demandam a detecção e estimativa da localização de eventuais saltos de magnitude, fase ou frequência em sinais AC. Para tal, neste capítulo, apresentamos uma metodologia capaz de detectar e estimar a localização de saltos de um sinal AC digitalizado, sumarizada em quatro estimadores diferentes: HD e HD-PATV (para saltos de magnitude e saltos de fase), FD e FD-PATV (para saltos de frequência). Os limites de exatidão e confiabilidade foram analisados para diferentes níveis de SNR e fase inicial nos sinais de entrada, por meio de simulações de Monte Carlo. Utilizando os estimadores que contam com a filtragem PATV (HD-PATV e FD-PATV), por apresentarem maior robustez

à presença de ruído, encontramos resultados considerados aceitáveis para a aplicação dos estimadores nos sistemas de calibração atuais.

Com base nos resultados das simulações realizadas podemos dizer que, nos casos de saltos de magnitude e saltos de fase, para os níveis de ruído típicos de $\text{SNR} = 60$ dB, a contribuição do estimador HD-PATV para a incerteza de medição de ϵ_τ é de no máximo $\pm 2\Delta t$, com um nível de confiança de 95,45%. Já no caso do salto de frequência, a contribuição do estimador FD-PATV para a incerteza de medição de ϵ_τ é maior, de ao menos $\pm 8\Delta t$, para o mesmo nível de confiança de 95,45%. A validação dessa metodologia será feita em conjunto com as medições de frequência desenvolvidas no capítulo 6. Na seção 6.3, o sistema de calibração mais recente do INMETRO será objeto de avaliação, na qual a estimação dos saltos presentes em sinais AC digitalizados em laboratório será descrita na seção 6.3.2.1.

6 Estimação de frequência de rede

A geração de energia tradicional (e.g. hidroelétrica, termoelétrica) utiliza grandes máquinas rotativas, com alta inércia, conectadas a geradores síncronos (que operam a velocidade constante). Tais características tornam esse tipo de geração capaz de absorver mudanças repentinas no perfil das cargas, mitigar desbalanços e harmônicos e consequentemente prover com energia elétrica a rede de forma mais robusta e estável.

Em contraste, os geradores das fontes renováveis como eólica e solar operam de forma assíncrona, os primeiros em velocidade variável e os segundos em corrente contínua. Para que sejam capazes de injetar potência elétrica na rede, os geradores assíncronos são associados a conversores estáticos de potência responsáveis por sintetizar formas de onda sincronizadas ao sinal elétrico medido localmente, de forma a permitir a conexão do conjunto gerador-conversor no sistema elétrico de potência. Esse tipo de conexão possui uma característica de baixa inércia, portanto não apresenta a princípio a mesma capacidade de absorver distúrbios do sistema, intrínseca aos geradores tradicionais. Esquemas para melhoria da robustez e estabilidade das redes com presença significativa de geração assíncrona passam pela estimativa local de parâmetros dos sinais elétricos com vistas a inferir variáveis representativas do estado da rede. Dentre essas variáveis destaca-se a frequência de rotação dos geradores, também denominada frequência do sistema, ou frequência da rede (FR), cuja taxa de variação é ROCOF-R (*Rate of Change of Frequency* - ROCOF).

A medição de frequência em sistemas elétricos de potência objetiva obter uma estimativa da frequência de rotação das máquinas através da medição local de sinais elétricos AC. A frequência fundamental desses sinais em regime permanente é uma boa representação da FR. A distinção entre o conceito de FR e o conceito de frequência de um sinal nem sempre é clara e durante eventos transitórios (e.g. afundamentos de tensão) se torna mais importante. Uma variação rápida de fase ou magnitude acarreta componentes de alta frequência no sinal elétrico, ainda que a FR permaneça praticamente inalterada, por exemplo, quando a inércia mecânica das máquinas é significativa.

Desde o trabalho pioneiro de Phadke [16–18, 21], a tecnologia dos sincrofatores vem sendo largamente utilizada na estimativa local de FR para sistemas de proteção (PMUs tipo P) [19, 112]. Em pesquisa recente de Rietveld et al. [113], a partir de consulta a empresas do setor, foram elencados os casos principais em que as medidas de FR e ROCOF-R são utilizadas:

- proteção contra perda da rede principal (*Loss of Mains - LOM*);

- alívio de carga por sub-frequênciia (*Under Frequency Load Shedding - UFLS*);
- e resposta de gerador a frequências rápidas (“inércia sintética”).

Em todos os casos, a confiabilidade das medidas de FR e ROCOF-R é crucial. Entretanto, é sabido que as medidas locais de FR podem sofrer influência significativa de distúrbios na rede [1]. Em especial, distúrbios transitórios de curta duração afetam significativamente as estimativas, aumentando a probabilidade da atuação indevida dos sistemas de proteção.

Casos recentes relatados na literatura [9, 10, 114] ilustram a importância da confiabilidade das medidas de frequência e ROCOF de sinais que contenham transitórios rápidos. Em especial, o desempenho de sistemas de proteção e controle da rede elétrica é prejudicado. Isso se dá porque a instrumentação de campo necessita de um tempo após a ocorrência da perturbação para que as medidas voltem a apresentar valores dentro de limites aceitáveis de exatidão (hoje estabelecidos na IEC/IEEE 60255-118-1 [95]). Esse tempo de resposta frequentemente é lento demais para os requisitos de atuação da proteção, que acaba por atuar indevidamente com base em medições não confiáveis. Tais problemas ocasionam baixa confiabilidade no fornecimento da energia e consequentes prejuízos à economia. Alguns exemplos são relatados brevemente a seguir.

Em agosto de 2016, um incêndio no estado americano da Califórnia impactou sistemas de transmissão de energia e causou a perda de cerca de 1200 MW de geração de fonte solar [114]. Parte desta perda foi causada por um salto de fase, proveniente de um evento de afundamento de tensão, que levou ao desligamento indevido de relés pois o nível da frequência estimada pela instrumentação local ultrapassou os limites permitidos, ainda que a duração do evento fosse de pouco mais de 2 ciclos de 50 Hz. Medições de eventos similares em redes de transmissão de 400 kV realizadas na Inglaterra utilizando PMUs de classe P registraram afundamentos de tensão com durações de cerca de 120 s, contendo saltos de fase de até 20° [9].

Outro trabalho a mostrar a importância da medição de frequência e ROCOF em redes com grande inserção de fontes de energias renováveis foi realizado na ilha de Bornholm [115]. Esta pequena ilha dinamarquesa conta com uma notável parcela da geração de energia proveniente de fonte eólica, com somente um ponto de interligação com a Rede Elétrica Nôrdica. Desde 2016, a medição de sincrofatores em campo tem demonstrado que a ocorrência de afundamentos de tensão vem causando falsos alarmes nos controles baseados em limites de frequência e ROCOF. Esses distúrbios não são causados pelas fontes de energia eólica, mas afetam os seus sistemas de proteção, levando-as ao desarme indevidamente. Foi proposto em [115] um algoritmo para remover o salto de fase do sinal de entrada, de forma a reduzir os picos de ROCOF-R. Os autores reportam redução nos picos de medições de ROCOF-R nos casos em que FR é aproximadamente constante (ROCOF-R próximo a 0 Hz/s), com uma latência de 5 ciclos da frequência fundamental.

Os dados utilizados foram coletados em campo com registradores de perturbações.

O cenário atual aponta, por um lado, para um limite de operação viável das redes elétricas com os atuais sistemas de proteção baseados na estimação da FR e ROCOF-R através da medição de frequência e ROCOF fornecida pelas PMUs; por outro lado, oferece a oportunidade de desenvolvimento de novos algoritmos (ou novas aplicações de algoritmos já existentes) capazes de uma estimação de FR e ROCOF-R com maior imunidade a interferências. Identificar a ocorrência e quantificar parâmetros das perturbações (como intensidade e duração) permitirá a tomada de decisões mais assertivas para tratamento do problema.

Para possibilitar a melhoria da instrumentação de campo no tratamento dos problemas relatados, se faz necessário o desenvolvimento de infraestrutura metrológica adequada, com equipamentos, definições e metodologias que sejam referências para avaliação das medições. A caracterização de resposta atualmente realizada através do testes prescritos na IEC/IEEE 60255-118-1 [95] tem se mostrado insuficiente para tratamento dos problemas relacionados a transitórios de curta duração. No teste de degrau de fase prescrito na norma atual [95], aplica-se uma mudança rápida de 10° . É estabelecido um tempo de resposta máximo, antes do qual à PMU sob teste é permitido fornecer estimativas acima dos níveis permitidos de $TVE < 1\%$, $FE < 0,005 \text{ Hz}$ e $RFE < 0,1 \text{ Hz/s}$. Os limites de tempo de resposta prescritos para classe P são de 4,5 ciclos, bem maiores que a duração de 2 ciclos relatada no evento da Califórnia [114]. Além disso, após alguns ciclos haverá ainda um outro salto de fase, correspondente ao retorno do sistema ao estado de normalidade anterior à falta, que não é representado no teste. Consequentemente, mesmo que uma PMU em particular seja aprovada no teste atual de degrau de fase, as estimativas de frequência e ROCOF fornecidas pelas PMUs poderão apresentar valores significativamente altos, quando realizadas a partir de sinais AC cujo salto de fase tenha duração de poucos ciclos, conforme observado no trabalho de Wright et al. [115]. Tal percepção tem levado trabalhos recentes [113, 116, 117] à proposição de novos testes a fim de reproduzir situações mais realísticas, como por exemplo a submissão das PMUs a sinais contaminados com ruído branco, com saltos de frequência, dentre outros.

Diante da perspectiva da prescrição de novos testes laboratoriais para PMUs, o objetivo do estudo apresentado neste capítulo é a proposição e avaliação do desempenho de estimadores robustos de frequência para avaliação de novos calibradores de PMUs. Tais sistemas de referência (calibradores) devem ser capazes de, além de reproduzir sinais representativos dos distúrbios a serem aplicados às PMUs sob teste, amostrar e avaliar os sinais efetivamente produzidos pelos módulos geradores para o cálculo de valores de referência para FR. A avaliação dos sinais amostrados atende fundamentalmente a dois propósitos:

1. averiguar a qualidade da reprodução do sinal, comparando-se o valor dos parâmetros

- de entrada dos modelos geradores com o que efetivamente foi reproduzido pelos geradores e amplificadores;
2. dados os parâmetros estimados e uma definição de frequência de rede adequada, avaliar a exatidão dos valores de referência de frequência de rede. Os sistemas de referência de laboratório devem ser capazes de fornecer valores de referência próximos aos valores esperados da grandeza frequência de rede, com exatidão suficiente para que se possam avaliar as PMUs sob teste durante a ocorrência de saltos de magnitude, fase e frequência.

Ainda não há, entretanto, um consenso sobre uma definição de frequência de rede adequada para ser utilizada como valor esperado em situações contendo transitórios rápidos [118], sobretudo os que contenham saltos de fase, conforme alertado por Roscoe et al. [9]. A proposição de uma definição de FR adequada a sistemas de proteção foge ao escopo deste trabalho, por isso adotaremos uma definição somente como exemplo, assumindo que há um valor esperado desta grandeza para a sua medição local. Deste modo, a investigação deste capítulo se concentra na avaliação da exatidão dos estimadores de frequência de rede propostos. Iremos quantificar, a partir de simulações computacionais, os erros e as incertezas associadas na estimação dos parâmetros dos sinais amostrados e no cálculo de valores de referência de FR. Tal metodologia pode ser facilmente adaptada para uma definição de FR diversa da aqui utilizada, desde que calculável a partir dos parâmetros dos modelos geradores de sinal estabelecidos.

Primeiramente, na seção 6.1, definimos os conceitos, termos, modelos matemáticos e ferramental de análise de sinais digitais utilizados no desenvolvimento deste capítulo. Iniciamos por uma definição de frequência de rede, passando pelos modelos matemáticos definidos pelas normas mais atuais e pelos métodos usualmente implementados em PMUs para cálculo de frequência e ROCOF, para então propor modelos e definições que possam ser utilizados na geração de sinais em sistemas de calibração. Além dos casos de sinais com saltos de magnitude e salto de fase já estabelecidos em norma, propomos um caso adicional, para tratar de saltos de frequência, com o objetivo de desenvolver ferramental auxiliar na avaliação de sistemas de calibração.

Em seguida, apresentamos, na seção 6.2, propostas de estimadores de FR, para os casos de salto de magnitude e fase (6.2.2), e para o caso de salto de frequência (6.2.3). Os estimadores propostos foram avaliados quanto ao seu desempenho quando submetidos a diversas condições de operação, na estimação de FR e de outros parâmetros úteis para a análise dos sinais.

Finalmente, na seção 6.3, avaliamos um sistema de calibração em desenvolvimento, utilizando o ferramental desenvolvido neste capítulo.

6.1 Modelos e métodos

6.1.1 Definição de frequência de rede

No contexto de proteção de sistemas elétricos de potência, o mensurando frequência de rede tem um componente importante de incerteza definicional [119]. Sabemos que atualmente está em andamento, no âmbito da IEC, uma discussão sobre as definições de frequência de rede para aplicações de proteção de sistemas de potência, mas até o momento da redação deste texto não foram encontradas publicações que contivessem alguma definição matemática rigorosa fruto deste colóquio.

Os desdobramentos práticos decorrentes da adoção de uma definição de frequência de rede trazem inúmeras consequências para a engenharia de proteção dos sistemas elétricos [120] que fogem ao escopo desta tese. Destarte, lançaremos mão de uma definição como exemplo para a avaliação de sistemas de calibração em laboratório, sem entrar no mérito de sua adequabilidade para sistemas de proteção. Se no futuro surgir um consenso sobre a utilização de uma definição diversa, o conhecimento das estimativas dos parâmetros das formas de onda descritas neste capítulo provavelmente será suficiente para realizar o cálculo.

Neste capítulo iremos utilizar o termo frequência de rede (FR) para designar, de forma fisicamente intuitiva, a frequência representativa da rotação dos geradores em um sistema de potência. Assume-se que, dada uma definição de FR eventualmente considerada apropriada, seja possível: estimar a FR a partir da digitalização de um sinal que seja descrito por um dos modelos geradores apresentados na seção 6.1.7; e avaliar a exatidão da estimativa comparando-a a um valor esperado definido na seção 6.1.8. Especialmente durante transientes, buscaremos estimar FR a partir da extração da componente de variação lenta da fase dos sinais digitalizados. A taxa de variação dessa componente lenta será designada frequência subjacente, conforme detalhado na seção 6.1.6.

6.1.2 Modelagem matemática dos sinais de interesse

6.1.2.1 Definições em tempo contínuo

Adotaremos neste texto as definições em tempo contínuo (para $t \in \mathbb{R}$) coincidentes com as dadas pela IEC/IEEE 60255-118-1 [95] pelas equações 6.1 a 6.5. Seja um sinal de tensão ou corrente AC da forma

$$x(t) = A(t) \cos(\Psi(t)) + D(t), \quad (6.1)$$

em que $A(t)$ é uma função moduladora da magnitude do sinal, $\Psi(t)$ é a posição angular do sinal em radianos, e $D(t)$ representa contribuições aditivas ao sinal incluindo, mas não se limitando a, distúrbios como harmônicos, ruído, interferências, componente CC, etc.

O sinal $D(t)$ não faz parte do rol de mensurandos e deve ser atenuado ou rejeitado pelo processo de estimação de sincrofadores.

Dada uma frequência nominal do sistema f_0 (valor constante, tipicamente 50 Hz ou 60 Hz), define-se o ângulo de fase do sincrofador $\phi(t)$ como a diferença entre a posição angular $\Psi(t)$ e a fase devida à frequência nominal:

$$\phi(t) = \Psi(t) - 2\pi f_0 t. \quad (6.2)$$

Importante notar que, em sistemas elétricos de potência, a velocidade angular $\frac{d}{dt}\Psi(t)$ é tipicamente próxima à velocidade angular $2\pi f_0$, de forma que $\phi(t)$ se aproxima de zero à medida em que a frequência fundamental do sinal $x(t)$ se aproxima da nominal.

O sincrofador (fasor sincronizado) é dado por

$$X(t) = (A(t)/\sqrt{2})e^{j(\phi(t))}, \quad (6.3)$$

em que $X(t) \in \mathbb{C}$.

Da função de posição angular $\Psi(t)$ define-se a frequência instantânea

$$f(t) = \frac{1}{2\pi} \frac{d}{dt}\Psi(t) = f_0 + \frac{1}{2\pi} \frac{\phi(t)}{dt} \quad (6.4)$$

e sua taxa de variação, dada por

$$r(t) = \frac{d}{dt}f(t). \quad (6.5)$$

Os valores esperados das respectivas grandezas são obtidos fazendo $t = kT_R$ nas equações (6.3), (6.4) e (6.5), em que $k \in \mathbb{Z}$, T_R é o período de relato em segundos. A taxa de relato $f_R = 1/T_R$, $f_R \in \mathbb{Z}$ (dada em quadros por segundo) pode ser escolhida pelo usuário dentre o conjunto de valores definido na IEC/IEEE 60255-118-1 [95]. Desta forma, a cada novo quadro de índice k temos um valor esperado para cada grandeza (sincrofador $X[k]$, frequência $F[k]$ e taxa de variação de frequência ROCOF[k]), em relação ao qual deve-se comparar a respectiva estimativa da PMU sob teste.

6.1.2.2 Definições em tempo discreto

A cada novo quadro de índice k , a PMU deve publicar novas estimativas de $X[k]$, $F[k]$ e ROCOF[k]. Para tal, os sinais de entrada $x(t)$ da PMU (tensão ou corrente) são amostrados durante um intervalo finito de observação $\mathcal{I}_T = [0, T]$ a uma taxa de amostragem $f_s >> f_R$, de forma que para cada quadro de índice k corresponda um sinal amostrado $x[n]$, $n \in \mathbb{Z}$, com um número finito de amostras $N \in \mathbb{N}$, $N >> k$. Do sinal $x[n]$ amostrado no intervalo correspondente ao quadro de índice k , a PMU estima o sincrofador de valor esperado dado por (6.3) com $t = kT_R$,

$$X[k] = A[k]e^{j\phi[k]}, \quad (6.6)$$

em que $A[k]$ é o valor esperado da magnitude do sincrofase e $\phi[k]$ é o valor esperado do ângulo de fase do sincrofase.

Em um dado quadro de índice k , do sinal discreto $x[n]$ proveniente da amostragem da entrada analógica $x(t)$, podem ser definidas a frequência instantânea no tempo discreto de índice n , $f[n]$ e sua taxa de variação $r_i[n]$, entendidas com respeito ao período de amostragem $T_s = 1/f_s$. Sendo a frequência instantânea do sinal $x(t)$ dada pela eq. (6.4) observada em instantes $t = n/f_s$, definimos o sinal de valores esperados da frequência instantânea do sinal $x[n]$,

$$f[n] = f(t = n/f_s). \quad (6.7)$$

De forma similar, da taxa de variação da frequência instantânea dada pela eq. (6.5), definimos o sinal de valores esperados da taxa de variação da frequência instantânea do sinal $x[n]$,

$$r[n] = r(t = n/f_s). \quad (6.8)$$

Como usualmente adota-se $f_s \gg f_R$, as estimativas $\hat{f}[n]$ e $\hat{r}[n]$ são mais próximas de $f(t)$ e $r(t)$ do que $\hat{F}[k]$ e $\text{ROCOF}[k]$, no sentido de que a resolução temporal se aproxima mais do tempo contínuo (o que não implica necessariamente maior exatidão, pois esta depende diretamente do comportamento de $f(t)$ e $r(t)$ e do algoritmo utilizado para estimar $f[n]$ e $r[n]$ a partir de $x[n]$).

Algoritmos tipicamente utilizados para cálculo das estimativas de $F[k]$ e $\text{ROCOF}[k]$ serão apresentados nas seções 6.1.3 e 6.1.4, respectivamente. Desde que cumpridos os requisitos de desempenho mínimos prescritos na IEC/IEEE 60255-118-1 [95], são de livre escolha do projetista: os demais parâmetros da conversão analógico-digital, as técnicas de processamento do sinal utilizadas, e se a estimação será realizada somente com as amostras contidas no intervalo correspondente ao quadro k ou se serão aproveitadas também informações de quadros anteriores.

Consequentemente, da sucessão de quadros são geradas séries temporais de estimativas de sincrofase $X[k]$, frequência $F[k]$ e taxa de variação de frequência $\text{ROCOF}[k]$. Tais estimativas são entendidas como instantâneas (ou quasi-instantâneas) no tempo discreto k , correspondente à taxa de relato f_R especificada (que por sua vez é a taxa de amostragem efetiva para as aplicações de PMUs em sistemas de potência).

6.1.3 Estimação de frequência por PMUs

Em um sistema de potência, espera-se que a frequência de rede seja próxima da frequência nominal com pequenas variações dentro de limites preestabelecidos, acima dos quais há indicativo de anomalias. A especificação dos limites operacionais é realizada considerando as características de cada rede. Em regime permanente, as medições locais de $F[k]$ por PMUs aprovadas nos testes da IEC/IEEE 60255-118-1 [95] são consideradas

adequadas para estimação da frequência de rede [1]. Cumpridos os requisitos de exatidão da IEC/IEEE 60255-118-1 [95], as PMUs são tipicamente utilizadas no controle e monitoramento da frequência de rede fornecendo estimativas locais de $F[k]$, que por sua vez podem ser realizadas por duas classes de métodos: baseados em modelos estáticos e baseados em modelos dinâmicos.

6.1.3.1 Estimação de frequência com modelos estáticos

Em uma abordagem com modelo estático, considera-se que a frequência instantânea em cada intervalo de medição não tem variação significativa e por isso a estimativa de $F[k]$ pode ser feita:

1. pela derivação numérica da sequência de estimativas de ângulo de fase $\phi[k]$ dos sincrofatores, conforme originalmente previsto no trabalho de Phadke [1] e apresentado na IEC/IEEE 60255-118-1 [95], Anexo B. Considerando-se uma frequência nominal f_0 , o sincrofator estimado a partir de um sinal com uma frequência fundamental constante diferente da nominal $f_1 = f_0 + \Delta f$ irá apresentar variação na sequência de suas estimativas de fase $\phi[k]$ a uma taxa constante $2\pi\Delta f$, de forma que

$$\hat{F}[k] = f_0 + \frac{\phi[k] - \phi[k-1]}{2\pi}. \quad (6.9)$$

2. a partir de estimativas da frequência fundamental f_1 do sinal $x[n]$, atribuídas diretamente a $\hat{F}[k]$. Usualmente, f_1 é estimada por métodos baseados em DFT [120, 121], ou modelos paramétricos [97, 122]

Uma diferença importante entre as duas formas de estimação é que a primeira, por depender de valores calculados em quadros anteriores, apresenta medidas de frequência atrasadas em relação às que se obtém com a segunda, que por sua vez necessita somente das amostras relativas ao quadro atual. Por esta razão, usualmente os sistemas de calibração utilizam a segunda forma para testes em regime permanente [36, 123], de forma que o valor de referência fornecido seja representativo do sinal aplicado no quadro mais atual.

6.1.3.2 Estimação de frequência com modelos dinâmicos

Uma listagem de métodos de estimação de frequência baseados em modelos dinâmicos está descrita na seção 3.2. Em comum, todos os métodos irão fornecer um valor de $\hat{F}[k]$ que seja representativo do comportamento de $f[n]$ no respectivo intervalo de medição (e.g. um valor médio). Para isso estima-se $f[n]$ a partir da análise dos sinais $x[n]$, considerando um modelo que seja capaz de representar variações significativas de $f[n]$ na duração de um quadro de índice k .

Nos sistemas de calibração, a estimação de frequência com modelos paramétricos é utilizada para cálculo dos valores de referência nos testes em regime dinâmico, como modulação FM [35, 124, 125] e rampa de frequência [35]. Nesses sistemas, o conhecimento *a priori* sobre as características dos sinais permite selecionar modelos apropriados para cada tipo de teste.

6.1.4 Estimação de ROCOF por PMUs

Para estimação de $\text{ROCOF}[k]$, o trabalho de Zuo et al. [121] avalia o desempenho de sistemas de proteção em sistemas de potência comparando os efeitos da utilização de dois algoritmos representativos do estado da arte atual, classificados em duas formas distintas de cálculo: por modelos estáticos ou dinâmicos.

6.1.4.1 Estimação de ROCOF com modelos estáticos

Dada uma sequência de estimativas de $F[k]$, segundo Zuo et al. [121], pode-se estimar a ROCOF por diferenças de primeira ordem de $\hat{F}[k]$,

$$\text{ROCOF}[k] = \frac{\hat{F}[k] - \hat{F}[k-1]}{T_R}, \quad (6.10)$$

em que $T_R = 1/f_R$ é o intervalo de relato, de forma que a taxa seja dada em unidades de [Hz/s]. A abordagem por diferenciação numérica é também sugerida na IEC/IEEE 60255-118-1 [95], Anexo D. Segundo Karimi et al. [126], os métodos convencionais por diferenciação numérica usualmente implementados em sistemas de potência resultam em estimativas ruidosas de ROCOF. O ruído pode ser diminuído com a utilização de métodos que incorporem a não-linearidade inerente ao problema da estimação de frequência [6, 126] ou pela implementação de filtros passa-baixa para suavizar a série $\text{ROCOF}[k]$ [127]. Deve-se atentar, entretanto, para que o atraso introduzido pelo processamento dos filtros não prejudique a responsividade do sistema de proteção, segundo apontado em [127].

6.1.4.2 Estimação de ROCOF com modelos dinâmicos

Baseados nos modelos desenvolvidos em [128], modelos dinâmicos para estimação de ROCOF foram propostos em 2007 por Stenbakken, G. e Zhou, M. [35], juntamente com a proposição de testes dinâmicos que foram incorporados à norma IEEE em 2011 [38]. Nesses modelos, assume-se que a função de frequência instantânea $f[n]$ do sinal amostrado $x[n]$ pode ser aproximada por uma expansão em séries de potência cujos coeficientes permanecem constantes durante o intervalo de medição. Dada uma ordem finita para o modelo polinomial desejado, os coeficientes são então calculados por um procedimento iterativo que ajusta os parâmetros do modelo de forma a minimizar os erros da aproximação polinomial.

Os modelos dinâmicos descritos em [35] foram implementados no sistema de calibração do NIST, no qual estima-se $\hat{F}[k]$ e ROCOF[k] por expressões fechadas em função dos parâmetros estimados dos polinômios. Segundo Stenbakken, G. e Zhou, M. [35], essa metodologia garante que os valores estimados $\hat{F}[k]$ e ROCOF[k] pelo sistema de calibração tenham a exatidão necessária para serem utilizados como valores de referência na determinação dos erros dinâmicos de PMUs sob teste (ao menos 10 vezes mais exata do que as prescrições para PMU segundo a IEC/IEEE 60255-118-1 [95], que é de $|FE| < 5$ mHz para PMUs tipo P).

Utilizando a mesma estratégia de [35], o trabalho de Frigo et al. [69] apresenta, para testes em que se monitora $\hat{F}[k]$ após a ocorrência de saltos de magnitude ou fase, valores máximos de FE da ordem de 10^{-5} Hz, obtidos por modelo paramétrico com estimativa de parâmetros por método iterativo não linear (Levenberg-Marquardt).

6.1.5 Estimação de frequência e ROCOF durante transientes

Os modelos dinâmicos apresentados nas seções 6.1.3.2 e 6.1.4.2 foram projetados e apresentam desempenho comprovado para realizar medições em sinais cuja ROCOF pode ser considerada constante no intervalo de medição. Para os casos em que há transiente, tradicionalmente se recomenda [1] rejeitar as medidas identificadas como não confiáveis por um detector de qualidade da medição.

Alternativas com respostas adaptativas foram propostas em [129, 130], em que as medições em estado estacionário são realizadas utilizando-se um modelo com dinâmica mais exata e lenta e, quando identificado um transiente, as medições são então realizadas utilizando-se um modelo de dinâmica mais rápida, porém menos exata. Entretanto, a avaliação da exatidão durante transientes é comprometida, pois não há consenso sobre qual valor de referência para frequência e ROCOF deve ser utilizado.

Especificamente para sistemas de calibração, a estimativa de valores de referência para frequência e ROCOF deve acontecer durante os testes dinâmicos previstos na IEC/IEEE 60255-118-1 [95]: salto de magnitude, salto de fase, modulação FM e rampa de frequência. Destacamos que, segundo Stenbakken, G. e Zhou, M. [35] (ver seção V), para os testes em que há saltos, não há valores corretos para serem usados como referência nos quadros em que há transições durante o intervalo de medição (e.g. quadro 5 da figura 7), pois é violada a premissa de que os parâmetros dos modelos sejam constantes.

Para contornar o problema, a estratégia adotada em [34] consiste em utilizar como valores de referência as medidas provenientes de quadros deslocados no tempo (contendo o intervalo mais próximo, imediatamente anterior ou posterior ao salto), de forma que o salto ocorra sempre na transição entre dois intervalos sucessivos.

Utilizando os modelos de [35], foi realizada em 2016 uma avaliação do compor-

tamento de uma fonte de tensão no INMETRO [7], em que foram identificados desvios de $F[k]$ em regime permanente de até 1 Hz, após a ocorrência de saltos de magnitude. Entretanto, durante os quadros em que ocorre o salto, não foi possível a avaliação da fonte, pois nem a fonte oferecia controle suficiente para se adotar a estratégia de deslocamento dos quadros descrita em [34], nem os modelos desenvolvidos até então eram adequados a este propósito.

Não obstante a existência de limitações, a caracterização dos sistemas de calibração em sua capacidade de fornecer valores de referência de frequência e ROCOF, mesmo nos momentos de transição, se mostra cada vez mais relevante. Da perspectiva dos operadores dos sistemas de potência, os problemas recentes relatados na introdução deste capítulo apontam para a necessidade de avaliação das medições das PMUs em janelas de medição mais curtas [113, 116, 117], o que prejudica a exatidão das estimativas. Do ponto de vista dos laboratórios de metrologia, a capacidade dos módulos geradores dos sistemas de calibração precisa ser avaliada quanto à sua exatidão e estabilidade na realização de tais testes em PMUs.

Pelos motivos expostos, propomos, neste trabalho, para os sistemas de calibração, uma abordagem alternativa à empregada em [34]: que os valores de referência para frequência de rede sejam calculados a partir do sinal amostrado no intervalo de medição correspondente ao quadro de índice k , sem deslocamentos no tempo. Para isso, é necessário o desenvolvimento de estimadores de frequência robustos aos saltos de fase e magnitude. O primeiro passo consiste em desenvolver modelos que permitam a distinção de componentes do sinal de posição angular $\Psi(t)$, descritos na seção 6.1.6, a partir dos quais desenvolvemos os modelos matemáticos na seção 6.1.7, que por sua vez serão utilizados para a geração de sinais em simulações computacionais para avaliação do desempenho de estimadores de frequência, na seção 6.2.

6.1.6 Modelagem de sinal AC com separação de componentes de fase

Um modelo alternativo para o sinal AC foi proposto por Roscoe et al. [9], para ser utilizado em sistemas de proteção e controle, expresso por

$$x(t) = A(t) \cos(\Psi(t)) = A(t) \cos(\Theta(t) + \psi(t)), \quad (6.11)$$

em que o argumento $\Psi(t)$ é separado em duas funções de fase independentes. As variações rápidas são representadas pela nova função de fase $\psi(t)$, que contém a informação dos saltos de fase. Já as variações lentas de fase (banda estreita), que não estão relacionadas a saltos de fase significativos, são representadas em $\Theta(t)$, e estão relacionadas aos conceitos de “frequência subjacente” e respectiva “ROCOF subjacente” associada. Define-se então a

frequência subjacente por

$$f_u(t) = \frac{d}{dt} \Theta(t) \quad (6.12)$$

e a ROCOF subjacente por

$$R_u(t) = \frac{d^2}{dt^2} \Theta(t). \quad (6.13)$$

Desta forma, na ausência de variações rápidas, $\psi(t) = 0$, logo, por (6.4), $f_u(t) = f(t)$. Nesse modelo, espera-se que, em situações de transiente, $f_u(t)$ e $R_u(t)$ sejam representações adequadas para estimação local da FR e da ROCOF-R, respectivamente.

A discriminação entre sinais que contenham variações de $f_u(t)$ (representadas neste estudo pelos saltos de frequência, eq. (6.29)) ou variações momentâneas do ângulo de fase do sincrofase (eq. (6.2)) dado pela equação (6.2), salto de fase, eq. (6.23)) é essencial, pois uma variação de FR acima de limites predeterminados é um indicativo de perda de sincronismo e deve acionar sistemas de proteção, enquanto variações de $\psi(t)$ são indicativas de distúrbios usualmente momentâneos com duração de poucos ciclos e que não precisariam provocar a atuação de sistemas de proteção por perda de sincronismo. Em outras palavras, se a FR permanecer fisicamente dentro de limites aceitáveis para o sistema, variações de $\psi(t)$ não podem contaminar as estimativas de FR e ROCOF-R, para que não causem atuações indevidas de sistemas de proteção.

A equação (6.11) é um modelo facilmente empregado na geração de sinais com variações de fase, conforme será visto nas seções 6.1.7.1, 6.1.7.2 e 6.1.7.3. O desafio reside na análise apropriada dos sinais amostrados para separação das componentes de fase. Na prática, é preciso estimar de alguma forma, a partir de um sinal digitalizado $x[n]$, uma versão discreta $\Psi[n]$ do sinal de posição angular $\Psi(t)$ e proceder à análise de suas componentes linear, de variações suaves e lentas e de variações abruptas.

6.1.7 Modelos propostos para geração de sinais

Do modelo da equação (6.11), iremos desenvolver modelos geradores de sinais representativos de dois testes prescritos na norma IEC/IEEE 60255-118-1 [95] (salto de magnitude e salto de fase) e um novo teste de salto de frequência, proposto neste trabalho para caracterizar uma variação de frequência subjacente.

Para modelagem dos sinais com saltos, iremos utilizar as definições matemáticas a seguir. Seja o delta de Dirac

$$\delta(t) = \begin{cases} 0, & t \neq 0 \\ \int \delta(t) dt = 1, & \end{cases} \quad (6.14)$$

do qual define-se a função degrau unitário

$$u(t) = \int_{v=-\infty}^t \delta(v) dv. \quad (6.15)$$

6.1.7.1 Modelo de sinal com salto de magnitude

O modelo gerador para sinal com salto de magnitude segue a prescrição da seção 6.6 da norma IEC/IEEE 60255-118-1 [95], desenvolvido a partir do modelo dado pela equação (6.1). Seja a função moduladora da amplitude dada por

$$A(t) = X_m(1 + h_m u(t - \tau)), \quad (6.16)$$

em que X_m é a amplitude do sinal, τ é o instante em que ocorre o salto de magnitude, h_m a altura relativa do salto de magnitude. Seja a função posição angular

$$\Psi(t) = 2\pi f_1 t + \phi_0, \quad (6.17)$$

em que f_1 é a frequência subjacente constante e ϕ_0 é a fase inicial. Temos portanto que um sinal com somente um salto de magnitude é modelado por

$$x(t) = X_m(1 + h_m u(t - \tau)) \cos(2\pi f_1 t + \phi_0), t \in \mathcal{I}_T, 0 < \tau < T, \quad (6.18)$$

em que T é a duração da janela de medição.

Para o tempo discreto $n \in \mathbb{Z}$, fazendo $t = \frac{n}{f_s}$ e $\tau_n = \lfloor \tau f_s \rfloor$, em que f_s é a frequência de amostragem, que atende com folga ao critério de Nyquist para a amostragem de $x(t)$, temos a versão discreta

$$\begin{aligned} x[n] &= X_m \left(1 + h_m u \left(\frac{n}{f_s} - \tau f_s \right) \right) \cos \left(2\pi f_1 \frac{n}{f_s} + \phi_0 \right) \\ &= X_m(1 + h_m u[n - \tau_n]) \cos \left(2\pi \frac{f_1}{f_s} n + \phi_0 \right). \end{aligned} \quad (6.19)$$

6.1.7.2 Modelo de sinal com salto de fase

O modelo gerador para sinal com salto de fase segue a prescrição da seção 6.6 da norma IEC/IEEE 60255-118-1 [95]. Do modelo dado pela equação (6.1), para a modelagem matemática em tempo contínuo de um sinal com salto de fase de defasagem $h_a \in \mathbb{R}$, seja a função posição angular dada por

$$\Psi(t) = 2\pi f_1 t + h_a u(t - \tau) + \phi_0, t \in \mathcal{I}_T, 0 < \tau < T, \quad (6.20)$$

em que ϕ_0 é a fase inicial, τ é o instante em que ocorre o salto de fase, f_1 é a frequência subjacente constante e T é a duração da janela de medição. É conveniente para posterior análise representar a função posição angular como linear por partes

$$\Psi(t) = \begin{cases} \Psi_1(t) &= 2\pi f_1 t + \phi_0, & 0 \leq t < \tau \\ \Psi_2(t) &= 2\pi f_1 t + h_a + \phi_0, & \tau \leq t \leq T. \end{cases} \quad (6.21)$$

A frequência instantânea será portanto

$$f(t) = f_1 u(t) + \frac{h_a}{2\pi} \delta(t - \tau), \quad t \in \mathcal{I}_T, \quad 0 < \tau < T. \quad (6.22)$$

Um sinal com salto de defasagem h_a (em [rad]) em $t = \tau > 0$ será dado por

$$x(t) = X_m \cos(2\pi f_1 t + h_a u(t - \tau) + \phi_0), \quad t \in \mathcal{I}_T, \quad 0 < \tau < T. \quad (6.23)$$

Para o tempo discreto $n \in \mathbb{Z}$, fazendo $t = \frac{n}{f_s}$ e $\tau_n = \lfloor \tau f_s \rfloor$, em que f_s é a frequência de amostragem, temos a versão discreta

$$\begin{aligned} x[n] &= X_m \cos\left(2\pi f_1 \frac{n}{f_s} + h_a u\left(\frac{n}{f_s} - \tau f_s\right) + \phi_0\right) \\ &= X_m \cos\left(2\pi \frac{f_1}{f_s} n + h_a u[n - \tau_n] + \phi_0\right). \end{aligned} \quad (6.24)$$

6.1.7.3 Modelo de sinal com salto de frequência

Para um sinal com salto de frequência de altura h_f (em [Hz]), seja agora a função de frequência instantânea dada por

$$f(t) = f_1 + h_f u(t - \tau), \quad t \in \mathcal{I}_T, \quad 0 < \tau < T. \quad (6.25)$$

Por (6.4), a função posição angular correspondente é dada por

$$\Psi(t) = 2\pi f_1 t + 2\pi h_f (t - \tau) u(t - \tau). \quad (6.26)$$

Para que o modelo seja mais geral, acrescentamos a fase inicial ϕ_0 , de forma que

$$\Psi(t) = 2\pi f_1 t + 2\pi h_f (t - \tau) u(t - \tau) + \phi_0, \quad (6.27)$$

que pode ser representada como linear por partes

$$\Psi(t) = \begin{cases} \Psi_1(t) &= 2\pi f_1 t + \phi_0, & 0 < t < \tau \\ \Psi_2(t) &= 2\pi f_2 t - 2\pi h_f \tau + \phi_0, & \tau \leq t < T, \end{cases} \quad (6.28)$$

em que $f_2 = f_1 + h_f$.

Um sinal com salto da frequência de tamanho h_f (em [Hz]) em $t = \tau \geq 0$ será dado por

$$x(t) = X_m \cos(2\pi(f_1 + h_f u(t - \tau))t - 2\pi h_f \tau + \phi_0), t \in \mathcal{I}_T, 0 < \tau < T. \quad (6.29)$$

Para o tempo discreto $n \in \mathbb{Z}$, fazendo $t = \frac{n}{f_s}$ e $\tau_n = \lfloor \tau f_s \rfloor$,

$$x[n] = X_m \cos\left(2\pi \frac{f_1}{f_s} n + \left(2\pi \frac{h_f}{f_s} n - 2\pi h_f \tau\right) u[n - \tau_n] + \phi_0\right). \quad (6.30)$$

Como $h_f \tau = \frac{h_f}{f_s} \tau f_s$,

$$x[n] = X_m \cos\left(2\pi \frac{f_1}{f_s} n + 2\pi \frac{h_f}{f_s} (n - \tau_n) u[n - \tau_n] + \phi_0\right). \quad (6.31)$$

6.1.8 Valor esperado da frequência de rede estimada localmente

Dados sinais que podem ser descritos pelos modelos matemáticos da seção 6.1.7, podemos assumir uma definição de valor de referência para a frequência de rede estimada localmente a partir desses sinais, em função dos parâmetros dos modelos.

Se considerarmos que as funções posição angular das equações (6.17), (6.21) e (6.28) podem ser analisadas em dois intervalos distintos, separados pelo instante de ocorrência dos respectivos saltos, τ , temos que

$$\Psi(t) = \begin{cases} \Psi_1(t) &= \Psi(t), \quad 0 < t < \tau \\ \Psi_2(t) &= \Psi(t), \quad \tau < t < T, \end{cases} \quad (6.32)$$

em que não há saltos de fase em $\Psi_1(t)$ e $\Psi_2(t)$, portanto na equação (6.11) possuem somente componentes de variação lenta $\Theta(t)$, logo $\Psi(t) = \Theta(t)$ e a frequência subjacente calculada por (6.12) é

$$f_u(t) = \begin{cases} f_{u1}(t) &= \frac{d}{dt} \Psi_1(t), \quad 0 < t < \tau \\ f_{u2}(t) &= \frac{d}{dt} \Psi_2(t), \quad \tau < t < T, \end{cases} \quad (6.33)$$

Seja a frequência inicial média dada por

$$\bar{f}_1 = \frac{1}{\tau} \int_{t=0}^{\tau} f_{u1}(t) dt, \quad (6.34)$$

que aplicada aos modelos das equações (6.18), (6.23) e (6.29) resulta em $\bar{f}_1 = f_1$. De forma semelhante, seja a frequência final média dada por

$$\bar{f}_2 = \frac{1}{T - \tau} \int_{t=\tau}^T f_{u2}(t) dt, \quad (6.35)$$

que aplicada aos modelos das equações de salto de magnitude (6.18) e salto de fase (6.23) resulta $\bar{f}_2 = f_1$, mas aplicada ao modelo da equação de salto de frequência (6.29) leva a $\bar{f}_2 = f_2$.

Iremos considerar nesta tese que o valor esperado da frequência de rede estimada localmente f_r é dado pelo valor médio da frequência subjacente do sinal, ponderado pela sua respectiva duração no intervalo de medição \mathcal{I}_T , que aplicada aos sinais descritos pelas equações (6.18), (6.23) e (6.29) leva a

$$f_r = \frac{\bar{f}_1\tau + \bar{f}_2(T - \tau)}{T}. \quad (6.36)$$

Desta forma, de posse de estimativas dos parâmetros $\{\bar{f}_1, \bar{f}_2, \tau\}$, pode-se calcular a frequência de rede estimada \hat{f}_r nos quadros em que ocorrem saltos de fase, magnitude ou frequência.

6.2 Avaliação de estimadores de frequência de rede para sistemas de calibração

Para a caracterização das PMUs submetidas aos testes prescritos na norma IEC/IEEE 60255-118-1 [95] é indispensável que os sistemas de calibração sejam capazes de fornecer os valores de referência de f_r . Em tais testes, a frequência estimada pelas PMUs é monitorada, após a ocorrência de um distúrbio (salto de magnitude ou de fase), a fim de determinar o tempo necessário para que a PMU retorne ao nível de exatidão aceitável ($|FE| < 5 \text{ mHz}$ para PMUs tipo P). A norma estabelece que os calibradores devem fornecer valores de referência com exatidão suficiente (ao menos 10 vezes maior que a respectiva especificação para a PMU sob teste). Espera-se, portanto, que f_r seja o mais próximo possível de zero nos quadros em que ocorrem saltos de magnitude ou fase (o que implica $\bar{f}_1 \approx \bar{f}_2$).

Os laboratórios de metrologia precisam portanto caracterizar a resposta dos calibradores nos quadros em que ocorrem saltos, com respeito à qualidade da reprodução dos sinais especificados nos testes e à exatidão dos valores de referência fornecidos. Tal análise faz parte da calibração do calibrador e deve contemplar especialmente os módulos de geração e aquisição de sinais. Os módulos de geração são responsáveis pela reprodução física (conversão D/A) dos sinais gerados pelos modelos descritos na seção 6.1.7. Os módulos de aquisição de sinais, por sua vez, realizam a amostragem digital (conversão A/D) dos sinais provenientes dos módulos geradores. Considerando-se ideais as etapas de conversão D/A e A/D (incluindo eventuais etapas de amplificação e condicionamento de sinais)¹, os sinais provenientes da conversão A/D são iguais a $x[n]$. A primeira etapa consiste em mensurar os erros computacionais advindos da estimação de f_r a partir do sinal $x[n]$.

Iremos propor nesta seção estimadores de frequência de rede que recebam o sinal $x[n]$ em sua entrada e entreguem na saída um valor estimado \hat{f}_r . Idealmente devem ser

¹ Para o contexto de testes de PMU, os equipamentos utilizados são bem conhecidos e o nível de incerteza decorrente das conversões A/D e D/A é suficientemente baixo para que estes sistemas possam ser considerados ideais.

robustos aos saltos de magnitude ou fase, capazes de estimar f_r em níveis de exatidão adequados para serem utilizados em sistemas de calibração. Para avaliar o desempenho de estimadores de frequência candidatos à utilização nos sistemas de calibração, iremos realizar simulações computacionais, nas quais a geração dos sinais $x[n]$ representativos dos testes de salto de magnitude, salto de fase e salto de frequência, será realizada com os modelos paramétricos das equações (6.19), (6.24) e (6.31), respectivamente.

Os parâmetros de interesse para avaliação dos estimadores de frequência são divididos em três categorias, em ordem decrescente do respectivo nível de incerteza esperado em aplicações típicas de laboratório:

1. Parâmetros que, a princípio, não são necessariamente conhecidos e controlados, mas são fatores de influência importantes: fase inicial (ϕ_0), localização do salto (τ), razão sinal-ruído (SNR). Como usualmente em geradores comerciais o operador não tem controle sobre estes parâmetros, adotaremos por princípio que são desconhecidos.
2. Parâmetros cujos valores nominais são definidos de acordo com o experimento: frequência inicial (f_1), frequência final (f_2), altura do salto (h_a, h_m, h_f), dos quais desejamos medir com menor incerteza f_1 e o desvio de frequência $f_2 - f_1 = h_f$, mesmo para os casos em que não há salto de frequência, quando esperamos que $h_f \approx 0$;
3. Parâmetros definidos em laboratório, conhecidos com incerteza muito reduzida, a qual pode ser desprezada, portanto serão considerados exatos nas simulações: duração da janela de medição (T), frequência de amostragem (f_s), fator de regularização do PATV (λ).

6.2.1 Descrição dos experimentos

O desempenho da estimação da f_r a partir dos sinais de frequência instantânea estimados $\hat{f}_i[n]$ foi investigado. Primeiramente, para os casos em que se espera que a variação da frequência subjacente seja nula: quando os saltos são de magnitude ou fase (seção 6.2.2). Em seguida, abordamos a estimação de f_r para saltos de frequência (seção 6.2.3).

Em todos os casos, as decisões de projeto e avaliação de desempenho dos estimadores são embasados em simulações computacionais cujos parâmetros nominais são:

- $T = 0,1$ s;
- $f_s = 4800$ Hz (80 amostras por ciclo de 60 Hz),
- SNR = 60 dB;

- $f_1 = 60$ Hz;
- caso 1: salto de magnitude, dado por (6.19) com $h_m = -0,1$;
- caso 2: salto de fase, dado por (6.24), com $h_a = 10^\circ$;
- caso 3: salto de frequência, dado por (6.31), com $h_f = -1$ Hz;
- τ tomado de uma distribuição uniforme no intervalo $[1/10, 9/10]T$;
- ϕ_0 tomado de uma distribuição uniforme no intervalo $[0^\circ, 180^\circ)T$.

O valor de frequência de amostragem $f_s = 4800$ Hz, equivale a 80 amostras por ciclo de 60 Hz e foi escolhido por ser tipicamente implementado em instrumentação de campo e para manter a coerência com as simulações dos capítulos 4 e 5. Os valores de h_m e h_a foram mantidos coerentes com os testes prescritos na norma IEC/IEEE 60255-118-1, também utilizados nas simulações dos capítulos 4 e 5. Já o valor de altura do salto de frequência $h_f = -1$ Hz é proposto aqui para representar um caso típico de sub-frequência que não seja suficiente para causar desligamento de cargas. No Brasil, de acordo com os Procedimentos de Rede do ONS, Submódulo 5.12 [131], o primeiro estágio de atuação do Esquema Regional de Alívio de Carga (ERAC) deve ser executado quando a frequência do sistema está abaixo de 58,5 Hz, que equivale a uma sub-frequência de $h_f = -1,5$ Hz. Assim, no nível de $h_f = -1$ Hz, um erro de estimativa de FR da ordem de $-0,5$ Hz pode causar desligamentos indevidos. A menos quando indicado explicitamente, todas as simulações foram realizadas com esses valores de entrada, por *default*. Em alguns casos, optamos por mostrar os resultados das simulações para casos particulares, (e.g., com valores fixos de $\phi_0 = 0^\circ$ ou $\tau = 0,5T$), a fim de possibilitar comparações com simulações de desempenho de outros estimadores e também a avaliação das medições realizadas em laboratório sob essas condições, na seção 6.3.

Para avaliação do desempenho dos estimadores, definimos o erro de estimativa da frequência de rede como

$$FE = \hat{f}_r - f_r, \quad (6.37)$$

o erro de estimativa da frequência inicial

$$FE_1 = \hat{f}_1 - f_1, \quad (6.38)$$

o erro de estimativa da frequência final

$$FE_2 = \hat{f}_2 - f_2, \quad (6.39)$$

e o erro de estimativa da altura do salto de frequência

$$h_f E = \hat{h}_f - h_f. \quad (6.40)$$

Nos casos em que não há salto de frequência, $f_1 = f_2$ e consequentemente $h_f = 0$, portanto espera-se que \hat{h}_f se aproxime de zero.

6.2.2 Estimação de f_r via sinais AC com saltos de magnitude ou fase

Para ambos os casos de salto de magnitude e salto de fase do sinal AC $x[n]$, equações (6.18) e (6.23), respectivamente, temos que o valor esperado da frequência de rede é, pela definição da eq. (6.36), $f_r = f_1$. Retomamos da seção 5.1.2 a versão discreta do sinal analítico associado a $x[n]$,

$$z[n] = x[n] + jH\{x[n]\} = a_i[n]e^{j\theta_i[n]}, \quad (6.41)$$

da qual a frequência instantânea $f_i[n]$ será calculada por

$$f_i[n] = \theta_i[n] - \theta_i[n-1]. \quad (6.42)$$

6.2.2.1 Estimador de Frequência de Rede - MedFR

Uma primeira abordagem para estimação da FR é tomarmos a mediana do sinal de frequência instantânea $f_i[n]$. Para um sinal AC $x[n]$, com f_1 fixa, só corrompido por ruído branco, sem saltos de fase ou magnitude, $f_i[n]$ tem distribuição aproximadamente gaussiana, centrada em f_1 . A presença de saltos de fase vai produzir picos (*outliers*) em $f_i[n]$ e levantar a cauda da distribuição, aumentando a sua curtose em relação àquela da gaussiana. O operador mediana dá conta de mitigar o efeito do *outlier* (assimétrico) em $f_i[n]$ na estimativa da média da distribuição.

A aproximação do sinal analítico obtida via FFT de $x[n]$ introduz distorções no início e no fim do sinal de frequência instantânea, que podem influenciar significativamente na estimação. Para mitigar esse efeito, iremos excluir 5% das amostras no início e no final do sinal $f_i[n]$, de forma que

$$\hat{f}_i[n] = f_i[n], q \leq n \leq N - q, \quad (6.43)$$

em que $q = \lfloor 0,05N \rfloor$ e N é o número total de amostras na janela de medição. Dessa forma, podemos estimar a frequência de rede por

$$\hat{f}_r = \mathfrak{M}(\hat{f}_i[n]), \quad (6.44)$$

doravante designado estimador MedFR.

6.2.2.2 Estimador de Frequência de Rede com filtragem PATV - MedFR-PATV

Uma segunda abordagem é realizar uma separação de componentes do sinal de fase $\theta_i[n]$ pelo método PATV descrito na seção 5.1.3, com o objetivo de mitigar a influência do salto de fase e do ruído branco nas estimativas de FR. Assumindo que $\theta_i[n]$ pode ser aproximado por um polinômio $p[n]$ com ordem $d = 1$, temos que

$$\theta_i[n] = s[n] + c_\theta[n] + \eta[n], \quad (6.45)$$

em que $s[n]$ representa a componente suave do sinal de fase, separada do salto de fase (representado pelo sinal constante por partes $c_\theta[n]$) e do ruído gaussiano branco ($\eta[n]$). Portanto, pela definição de (6.12), a derivação numérica de $s[n]$ por diferenças finitas de primeira ordem nos dá uma estimativa $\hat{f}_u[n]$ do sinal de frequência subjacente $f_u[n]$. Como $s[n]$ neste caso é aproximada por um polinômio de grau 1, é esperado que sua inclinação seja constante, de forma que $s[n] - s[n - 1]$ tenha praticamente o mesmo valor para qualquer n . Podemos então definir o estimador denominado MedFR-PATV por

$$\hat{f}_r = s[n] - s[n - 1]. \quad (6.46)$$

O valor de $\lambda = 2,5$ foi escolhido como na seção 5.2.6.1, por apresentar melhor desempenho na detecção de saltos, situação que se repete para a estimação de frequência de rede.

Uma terceira possibilidade seria obter $f_i[n] = \theta_i[n] - \theta_i[n - 1]$, depois decompor $f_i[n]$ pelo PATV e estimar $\hat{f}_r = s[n]$, com $s[n]$ aproximando um polinômio de grau zero. Essa opção foi descartada após verificarmos experimentalmente que o seu desempenho na estimação de f_r foi insatisfatório para os casos de salto de magnitude e salto de fase.

6.2.2.3 Desempenho dos estimadores MedFR e MedFR-PATV

A fim de avaliar o desempenho da estimação de f_r para os casos de salto de fase e magnitude, foram realizadas simulações de Monte Carlo. Para o estimador MedFR, calculamos \hat{f}_r por (6.44), enquanto para o estimador MedFR-PATV, calculamos \hat{f}_r por (6.46). Para cada caso, foram calculados os respectivos índices de erro FE, dados por (6.37). As simulações foram feitas considerando-se ϕ_0 com distribuição uniforme, valores no intervalo $\phi_0 \in [0^\circ, 90^\circ]$, SNR $\in \{40, 50, 60\}$ dB, valor fixo de $\tau = 0,5T$ s e os demais parâmetros nos valores nominais (fixos) listados na seção 6.2.1. Após a realização de 10000 rodadas de Monte Carlo, calculamos a média $\mu(\text{FE})$ e o desvio padrão $\sigma(\text{FE})$ dos valores de FE calculados em cada rodada.

Os resultados estão relatados nas tabelas 15 e 16. Para valores $\tau \neq 0,5T$ s, encontramos erros médios com valores menores (mas ainda da mesma ordem de grandeza) do que os relatados nas tabelas 15 e 16, portanto $\tau = 0,5T$ s é representativo do pior caso. Resultados similares foram encontrados para $f_1 \neq 60$ Hz (dentro da faixa de valores especificada em norma). Iremos analisar os resultados considerando que, para $f_0 = 60$ Hz, o limite de FE estabelecido na norma IEC/IEEE 60255-118-1 para calibradores é de $|FE| < 8,33 \times 10^{-6}$ Hz/Hz para calibração de PMUs tipo P.

Analizando primeiramente os erros médios reportados nas tabelas 15 e 16, somente o MedFR-PATV é capaz de fornecer estimativas com erro médio em níveis aceitáveis para o caso 1, enquanto nenhum estimador cumpre a especificação da norma para o caso 2. O viés observado no valor da estimativa de f_r é diretamente proporcional aos saltos de fase

Tabela 15 – Desempenho dos estimadores de frequência MedFR e MedFR-PATV para o caso 1 ($\tau = 0,5T$) - Salto de Magnitude.

SNR [dB]	60	50	40
MedFR $\mu(\text{FE})$ [Hz/Hz]	$-2,4 \times 10^{-4}$	$-3,9 \times 10^{-4}$	$-4,8 \times 10^{-4}$
MedFR $\sigma(\text{FE})$ [Hz/Hz]	$3,2 \times 10^{-4}$	$7,7 \times 10^{-4}$	$2,3 \times 10^{-3}$
MedFR-PATV $\mu(\text{FE})$ [Hz/Hz]	$-7,5 \times 10^{-7}$	$-4,3 \times 10^{-7}$	$-4,4 \times 10^{-7}$
MedFR-PATV $\sigma(\text{FE})$ [Hz/Hz]	$8,1 \times 10^{-6}$	$1,5 \times 10^{-5}$	$4,2 \times 10^{-5}$

Tabela 16 – Desempenho dos estimadores de frequência MedFR e MedFR-PATV para o caso 2 ($\tau = 0,5T$) - Salto de Fase.

SNR [dB]	60	50	40
MedFR $\mu(\text{FE})$ [Hz/Hz]	$9,1 \times 10^{-4}$	$1,6 \times 10^{-3}$	$2,4 \times 10^{-3}$
MedFR $\sigma(\text{FE})$ [Hz/Hz]	$5,1 \times 10^{-4}$	$1,0 \times 10^{-3}$	$2,6 \times 10^{-3}$
MedFR-PATV $\mu(\text{FE})$ [Hz/Hz]	$3,1 \times 10^{-3}$	$3,1 \times 10^{-3}$	$3,1 \times 10^{-3}$
MedFR-PATV $\sigma(\text{FE})$ [Hz/Hz]	$1,8 \times 10^{-4}$	$1,8 \times 10^{-4}$	$2,0 \times 10^{-4}$

no sinal $\theta_i[n]$ e ao nível de ruído. No caso 1, apesar de se tratar de um salto de magnitude, há uma interferência no sinal $\theta_i[n]$, pela violação do Teorema de Bedrosian (ver seção 5.1.2.1). Em ambos os casos, a distorção no sinal $\theta_i[n]$, causada pela não idealidade da aproximação discreta do sinal analítico de Hilbert, será concentrada próxima ao instante do salto, mas há também um espalhamento de menor magnitude por todo o sinal. Verificamos experimentalmente que esse efeito é mais pronunciado quando o sinal $x[n]$ contém saltos de fase, sendo essa a causa do viés significativo em $\mu(\text{FE})$ observado no caso 2.

Em todos os casos, os desvios padrão são relativamente altos, maiores que o erro máximo permitido em norma. Importante notar que a IEC/IEEE 60255-118-1 estabelece restrições somente para níveis máximos de erros absolutos, mas não especifica valores máximos permitidos nem para os níveis de ruído dos sinais aplicados, nem para as incertezas associadas. Não obstante, os desvios padrão listados nas tabelas nos dão uma estimativa da confiabilidade na aprovação ou reprovação de um resultado em uma dada condição de um calibrador.

6.2.2.3.1 Correção de erros médios estimando τ e ϕ_0

Uma característica muito desejável observada no MedFR-PATV é a relativa independência do seu desempenho em relação aos níveis de ruído presentes dos sinais de entrada. Observamos que as diferenças entre os valores estimados de $\mu(\text{FE})$ para diferentes níveis de ruído são da ordem de 10^{-7} Hz/Hz, enquanto os desvios padrão se mantêm na mesma ordem de grandeza.

A fim de aproveitar a robustez ao ruído do MedFR-PATV, investigamos a possibilidade de reduzir o viés observado em $\mu(\text{FE})$ para valores aceitáveis. Mostraremos que,

obtendo-se estimativas iniciais de τ e ϕ_0 , é possível reduzir o viés de $\mu(FE)$ conforme o procedimento descrito a seguir:

1. Inicialmente, realiza-se uma primeira simulação de Monte Carlo (A) para obtenção de $\mu(FE)$ na condição que se deseja analisar. O fator de correção correspondente à condição simulada é dado por $C_f = \mu(FE)$.
2. Em seguida, de posse dos fatores de correção tabelados segundo as condições que foram analisadas na primeira simulação, realiza-se uma segunda simulação de Monte Carlo (B). Em cada rodada calculam-se os erros de estimação de frequência corrigidos

$$FE_c = FE_B - C_f, \quad (6.47)$$

em que FE_B é o erro de frequência da segunda simulação. A análise de $\mu(FE_c)$ nos dá uma mensuração do quanto foi efetiva a correção.

Supondo-se inicialmente ϕ_0 desconhecido, a estimação de τ pode ser realizada de forma robusta com os estimadores de localização de salto descritos no capítulo 5. Verificamos inicialmente que não há redução significativa de erros médios na aplicação do procedimento de correção para o caso 1, mas como os resultados encontrados na Tabela 15 já são suficientes para utilização em calibradores ($|FE| < 8,33 \times 10^{-6}$ Hz/Hz), nos concentraremos a seguir na investigação para o caso 2.

Aplicando-se (6.47) tomando-se um valor conhecido de τ , estimado previamente, mas com ϕ_0 desconhecido, reduzimos o erro médio para o caso 2 em somente uma ordem de grandeza, para $FE_c = 3,0 \times 10^{-4}$ Hz/Hz, portanto insuficiente, enquanto o desvio padrão permanece inalterado.

Veremos a seguir que é possível atingir uma redução suficiente dos erros médios de f_r , estimando-se, além de τ , também a fase inicial ϕ_0 , tomando-se o valor inicial de $\hat{\theta}_i[0]$, de forma que

$$\hat{\phi}_0 = \hat{\theta}_i[0]/2\pi. \quad (6.48)$$

Em uma primeira simulação (A), considerando-se conhecido $\tau = 0,5T$ s, foram tabelados os valores de $\mu(FE)$ para os valores de $\phi_0 = \{0^\circ, 30^\circ, 60^\circ, 90^\circ\}$. Os valores de $C_f = \mu(FE)$ para os respectivos valores de ϕ_0 estão mostrados na tabela 18.

Em seguida, foi realizada nova simulação (B), obtendo-se os valores de FE_B . De posse das estimativas $\hat{\phi}_0$, pode-se escolher o valor C_f correspondente aos valores aproximados de ϕ_0 . O resultado da aplicação da equação (6.47) para cada condição está mostrado na última coluna da tabela 18. Podemos observar que o procedimento de correção proporcionou uma redução dos erros médios para valores da ordem de no máximo $1,0 \times 10^{-7}$ Hz/Hz. Adicionalmente, verificamos que os valores de desvios padrão relatados na tabela 17 são observados, independente do valor de ϕ_0 .

Tabela 17 – Desvio padrão de FE_c pelo MedFR-PATV para o Caso 2, após correção dos erros médios em função de estimativas de τ e ϕ_0 .

SNR (dB)	60	50	40
$\sigma(FE_c)$ [Hz/Hz]	$8,5 \times 10^{-6}$	$2,7 \times 10^{-5}$	$8,4 \times 10^{-5}$

Tabela 18 – Erros médios de FE pelo MedFR-PATV para o caso 2, após correção dos erros médios em função de estimativa ϕ_0 , para $\tau = 0,5T$ s.

ϕ_0 [°]	C_f	$\hat{\phi}_0$ [°]	$\mu(FE_C)$ [Hz/Hz]
0	$2,983 \times 10^{-3}$	-0,89	$9,5 \times 10^{-8}$
30	$2,966 \times 10^{-3}$	29,0	$-4,1 \times 10^{-7}$
60	$3,233 \times 10^{-3}$	58,9	$1,4 \times 10^{-7}$
90	$3,427 \times 10^{-3}$	88,9	$-3,1 \times 10^{-7}$

6.2.2.4 Avaliação do desempenho dos estimadores MedFR e MedFR-PATV via simulação computacional

O estimador MedFR apresenta desempenho insatisfatório para uso em calibradores como estimador de f_r . Verificamos experimentalmente que, mesmo quando conhecidos τ e ϕ_0 , não há redução significativa nos valores de erro médio e desvio padrão. Entretanto, percebemos que os valores de $\sigma(FE)$ resultantes da estimação por MedFR ($3,2 \times 10^{-4}$ Hz/Hz, para SNR = 60 dB) são menores do que os que foram utilizados para representar as incertezas nos dados de entrada das simulações do capítulo 4, Tabela 2, ($5,0 \times 10^{-4}$ Hz/Hz, para SNR = 60 dB). Assim, podemos utilizar o estimador MedFR para fornecer estimativas iniciais de frequência para o método iterativo LM (avaliado no capítulo 4), mais exatas que o valor nominal. Outras utilidades para o MedFR podem ser investigadas, mas que fogem ao escopo deste trabalho, por exemplo em contextos de medições em campo nos quais a rapidez de resposta seja preferível à exatidão das medidas, dado o seu baixo custo computacional.

Por outro lado, temos que o estimador MedFR-PATV pode ser utilizado de maneira satisfatória em sistemas de calibração, desde que no caso 2 seja aplicado um fator de correção previamente calculado para a condição de teste específica (valores de τ e ϕ_0 estimados previamente). Além de atender ao limite de desempenho para erros máximos prescrito em norma, o MedFR-PATV tem a vantagem da robustez ao nível de ruído no sinal de entrada, provendo com isso maior confiabilidade à estimação do que o MedFR.

Em comparação com o desempenho do método LM descrito no capítulo 4, para SNR = 60 dB, o estimador MedFR-PATV apresenta desvio padrão dos erros duas vezes maior que o do LM para o caso 1 ($4,5 \times 10^{-6}$ Hz/Hz, Tabela 3) e desempenho semelhante ao do LM para o caso 2 ($8,4 \times 10^{-6}$ Hz/Hz, Tabela 4). Para outros valores de SNR, é percebida a mesma proporcionalidade entre os valores de desvios padrão dos erros dos estimadores MedFR-PATV e LM. Ambos são métodos iterativos, cujo custo computacional

é certamente maior em relação ao MedFR. Porém, como o tempo para o cálculo dos valores de referência não é uma variável crítica para os propósitos de calibração, consideramos que o maior custo computacional de ambos não compromete sua utilização nem demanda análise mais aprofundada no escopo deste trabalho.

6.2.3 Estimação de f_r via sinais AC com salto de frequência

No caso dos saltos de frequência, a distribuição dos valores do sinal $f_i[n]$ tende a ser bimodal e por isso os estimadores (6.44) e (6.46) passam a ser inadequados para a estimação de f_r local (cf. figura 22). Iremos, então, projetar novos estimadores que, a partir de estimativas dos parâmetros f_1 e f_2 , sejam capazes de calcular \hat{f}_r utilizando a definição de f_r dada pela equação (6.36) e também a altura do salto de frequência h_f .

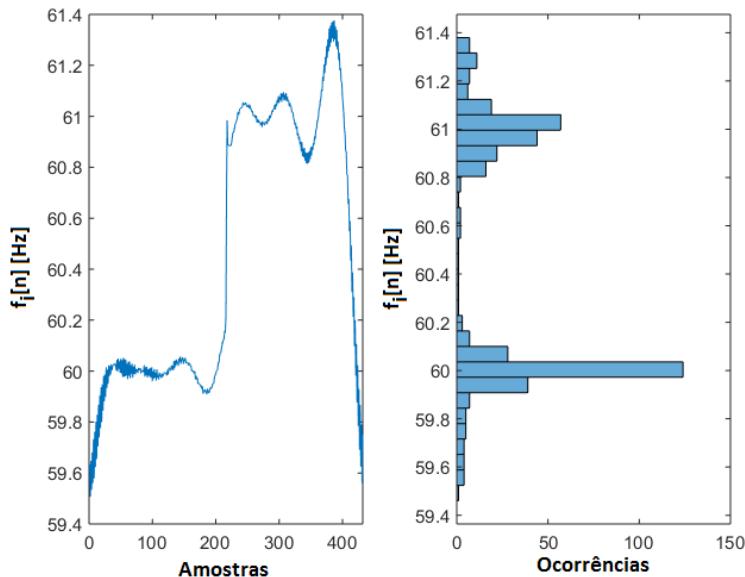


Figura 22 – Frequência instantânea de sinal AC com salto de frequência de $h_f = 1$ Hz. Sinal discreto e histograma de valores associado, que mostra uma distribuição bimodal.

Os estimadores de frequência de rede e salto de frequência via sinais AC com salto de frequência foram implementados em ambiente MATLAB, utilizando a função *gradient.m* para realização das derivações numéricas. De forma análoga à seção 6.2.2, projetamos um estimador direto na seção 6.2.3.1, e um estimador que utiliza filtragem PATV, na seção 6.2.3.2.

6.2.3.1 Estimador de Frequência de Rede e Salto de Frequência - MedSF

Primeiramente, estima-se o sinal de frequência instantânea $f_i[n]$ pela derivação numérica de $\theta_i[n]$. De maneira semelhante ao que foi observado nos saltos de fase e magnitude, temos a expectativa da presença de *outliers* no sinal de frequência instantânea,

seja por transitórios causados pelo salto de frequência, seja pela ocorrência de saltos de fase (na seção 6.2.4 iremos avaliar a robustez do estimador ao salto de fase). Para mitigar esses efeitos, apesar de as frequências inicial (f_1) e final (f_2) serem definidas como valores médios nos respectivos intervalos, iremos estimá-las pelo operador mediana. Assim, assumindo-se um valor conhecido de $\tau_n = \lfloor \tau f_s \rfloor$, a frequência inicial é então estimada por

$$\hat{f}_1 = \mathfrak{M}(\hat{f}_i[n]), q \leq n \leq \tau_n, \quad (6.49)$$

em que $q = \lfloor 0,05N \rfloor$, e N é o total de amostras do sinal. A frequência final por sua vez é dada por

$$\hat{f}_2 = \mathfrak{M}(\hat{f}_i[n]), \tau_n + 1 \leq n \leq N - q. \quad (6.50)$$

Foi verificada a possibilidade de retirar, em (6.49) e (6.50), além das q amostras iniciais e finais, também aquelas que estão próximas do instante de ocorrência do salto (τ_n). Tal procedimento porém, além de reduzir ainda mais a faixa de valores possíveis para τ_n , aumenta a variabilidade dos resultados da estimação de f_1 e f_2 e com isso compromete a exatidão das estimativas de f_r e h_f de maneira a torná-las insatisfatórias.

A altura do salto de frequência é estimada indiretamente por

$$\hat{h}_f = \hat{f}_2 - \hat{f}_1. \quad (6.51)$$

Uma vez obtidas \hat{f}_1 e \hat{f}_2 , a estimativa de frequência de rede é dada pela aplicação de (6.36), de forma que

$$\hat{f}_r = \frac{\tau \hat{f}_1 + (T - \tau) \hat{f}_2}{T}, \quad (6.52)$$

considerando-se τ conhecido *a priori*. Importante notar que, quando a altura h_f tende a zero, o estimador de f_r dado por (6.52) tende a ser equivalente ao MedFR, dado por (6.44). Iremos designar por MedSF o conjunto dos estimadores dados pelas equações (6.49) a (6.52), de forma que MedSF forneça um conjunto de estimativas $\hat{f}_1, \hat{f}_2, \hat{h}_f, \hat{f}_r$.

6.2.3.2 Estimador de Frequência de Rede e Salto de Frequência com filtragem PATV - MedSF-PATV

Da mesma forma que na seção 6.2.2.2 foi investigada a aplicação da filtragem de ruído pela decomposição PATV para estimação de f_r , exploramos nesta seção a aplicabilidade do PATV em sinais com saltos de frequência. Dentre as possibilidades de se utilizar a decomposição PATV na estimação de frequência de rede e salto de frequência, verificamos inicialmente que a aproximação do sinal de fase $\theta_i[n]$ por uma reta, como implementado na seção 6.2.2.2, equação (6.45), se apresenta inadequada neste contexto, pois um salto de frequência ocasiona uma mudança de inclinação na função de fase que não será modelada adequadamente por um polinômio. Destarte, partimos para a decomposição

PATV do sinal de frequência instantânea estimado $\hat{f}_i[n]$, a fim de realizar uma separação em componentes suaves, com salto de frequência e com ruído gaussiano. Descrevemos a seguir a opção que apresentou os resultados mais adequados aos objetivos desta seção.

Consideremos que a sequência estimada $\hat{f}_i[n]$ pode ser decomposta em

$$\hat{f}_i[n] = s[n] + c_f[n] + \eta[n], \quad (6.53)$$

em que a parte suave do sinal é representada por um **polinômio de grau zero** $s[n]$ ($d = 0$), o salto de frequência é representado pela parcela constante por partes $c_f[n]$, e $\eta[n]$ contém ruído gaussiano de banda larga. A escolha do grau zero para $s[n]$ se justifica pela expectativa de que a frequência subjacente possa ser considerada constante. Dessa forma, temos um modelo capaz de representar dois patamares distintos $s[n] + c_f[n]$, mitigada a componente de ruído, a partir dos quais podem ser estimados f_1 , f_2 e h_f , conforme explicaremos a seguir.

Tomemos então dois sinais que podem ser considerados sinais de frequência subjacente, dados por

$$\hat{f}_{u1}[n] = s[n] + c_f[n], q \leq n \leq \tau_n, \quad (6.54)$$

e

$$\hat{f}_{u2}[n] = s[n] + c_f[n], \tau_n + 1 \leq n \leq N - q. \quad (6.55)$$

Após a decomposição PATV, é esperado que a componente $c_f[n]$ dos sinais $\hat{f}_{u1}[n]$ e $\hat{f}_{u2}[n]$ não tenham somente dois patamares constantes, mas ainda apresentem resíduos de ruído e de variações de frequência instantânea provenientes da estimação (não ideal) de $\hat{f}_i[n]$. Para mitigar esses efeitos, usaremos o operador mediana para estimar as frequências inicial e final,

$$\hat{f}_1 = \mathfrak{M}(\hat{f}_{u1}[n]), \quad (6.56)$$

e

$$\hat{f}_2 = \mathfrak{M}(\hat{f}_{u2}[n]). \quad (6.57)$$

Finalmente, podemos calcular a estimativa da altura do salto

$$\hat{h}_f = \hat{f}_2 - \hat{f}_1, \quad (6.58)$$

e a estimativa local da frequência de rede

$$\hat{f}_r = \frac{\tau \hat{f}_1 + (T - \tau) \hat{f}_2}{T}. \quad (6.59)$$

De forma semelhante ao MedSF, iremos designar por MedSF-PATV o estimador que fornece o conjunto de estimativas $\hat{f}_1, \hat{f}_2, \hat{h}_f, \hat{f}_r$, dadas pelas equações (6.56) a (6.59).

Com relação à escolha do parâmetro λ , optamos por buscar um valor que minimize os valores absolutos dos erros médios de estimativa. Realizamos para isso uma série de simulações de MC considerando os valores nominais dos parâmetros conforme listados na seção 6.2.1. Para cada valor de λ , no intervalo $0,1 \leq \lambda \leq 3$ (em passos de 0,001, totalizando 300 valores de λ), foram realizadas 500 rodadas de MC para estimativa dos erros médios absolutos $|\mu(FE)|$, $|\mu(h_f E)|$ e $|\mu(FE_1)|$. Dos resultados das simulações para diferentes valores de λ sumarizado no gráfico da figura 23, identificamos que $|\mu(FE_1)|$ e $|\mu(h_f E)|$ são minimizados para $\lambda = 0,5$, de forma que $|\mu(FE_1)| \sim 0,03$ Hz e $|\mu(h_f E)| \sim 0,04$ Hz, enquanto os valores de $|\mu(FE)|$ permanecem praticamente inalterados ($|\mu(FE)| \sim 0,15$ Hz) para diferentes valores de λ na faixa observada.

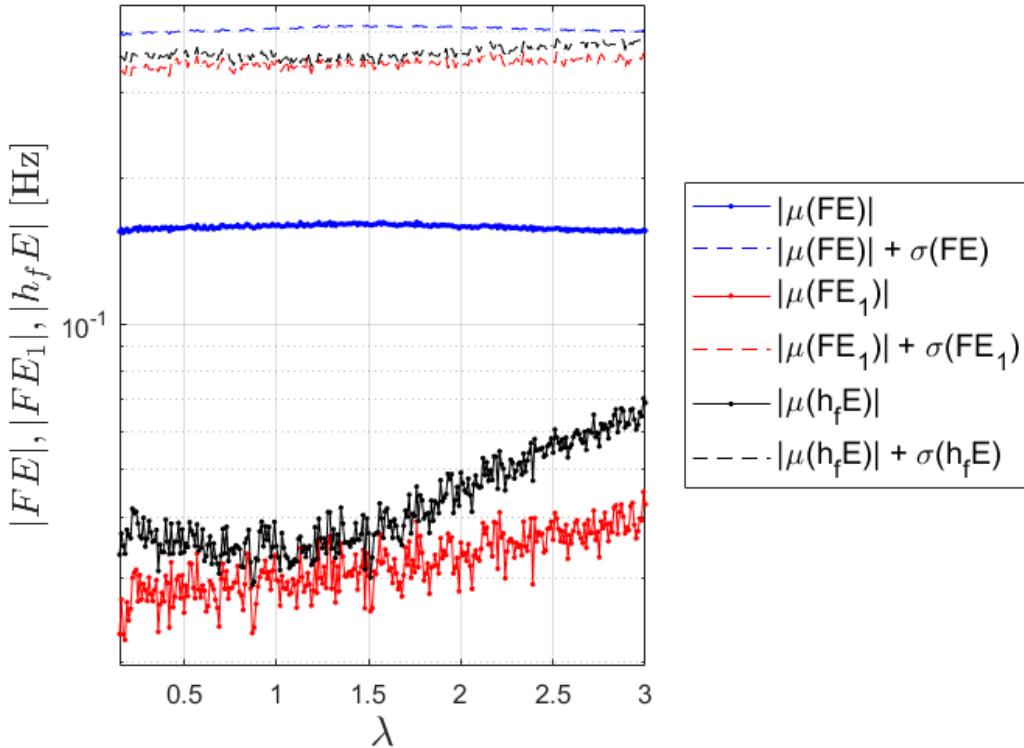


Figura 23 – Valores absolutos da média de FE , FE_1 e $h_f E$ e valores somados aos respectivos desvios padrão para o estimador MedSF-PATV, para diferentes valores de λ .

6.2.3.3 Avaliação do desempenho dos estimadores MedSF e MedSF-PATV via simulação computacional

Nas seções a seguir verificaremos o desempenho dos estimadores MedSF e MedSF-PATV na estimativa de f_r , h_f , f_1 e f_2 sob influência dos parâmetros fase inicial (6.2.3.3.1), localização do salto (6.2.3.3.2), frequência inicial (6.2.3.3.3), altura do salto de frequência (6.2.3.3.4), frequência de amostragem (6.2.3.3.5) e duração da janela de medição (6.2.3.3.6). O propósito deste comparativo é estabelecer os limites de desempenho dos estimadores

MedSF e MedSF-PATV em faixas de operação típicas de aplicações em laboratório. Como o caso de sinal com salto de frequência apresentado na seção 6.1.7.3 não é previsto atualmente em nenhum teste normatizado, não há um limite de desempenho estabelecido em norma, sendo proposto nesta tese para possibilitar uma análise complementar da qualidade de reprodução de sinais por calibradores de PMUs. Nesse contexto, a análise dos erros de estimativa de cada grandeza de interesse FE , h_fE , FE_1 e FE_2 será útil tanto para estabelecer pontos ótimos de operação para os estimadores quanto para avaliar a exatidão das medições realizadas nos equipamentos de laboratório. Ainda que o interesse final seja na estimativa de f_r , os demais parâmetros nos fornecem informações úteis sobre o comportamento dos equipamentos utilizados. Por essa razão, escolhemos, onde aplicável, mostrar os resultados com valores fixos de τ ou ϕ_0 que fossem coerentes com as medições de laboratório que serão finalmente avaliadas na seção 6.3.

6.2.3.3.1 Influência da fase inicial

Para avaliarmos o desempenho de cada estimador em função da fase inicial, foram feitas simulações de MC fixando $\tau = 0,5T$ s, com os demais parâmetros nos valores nominais elencados na seção 6.2.1. Os valores de ϕ_0 são escolhidos uniformemente em passos de 5° no intervalo $[0^\circ, 180^\circ]$. Foram realizadas 10000 rodadas de MC para cada valor de ϕ_0 .

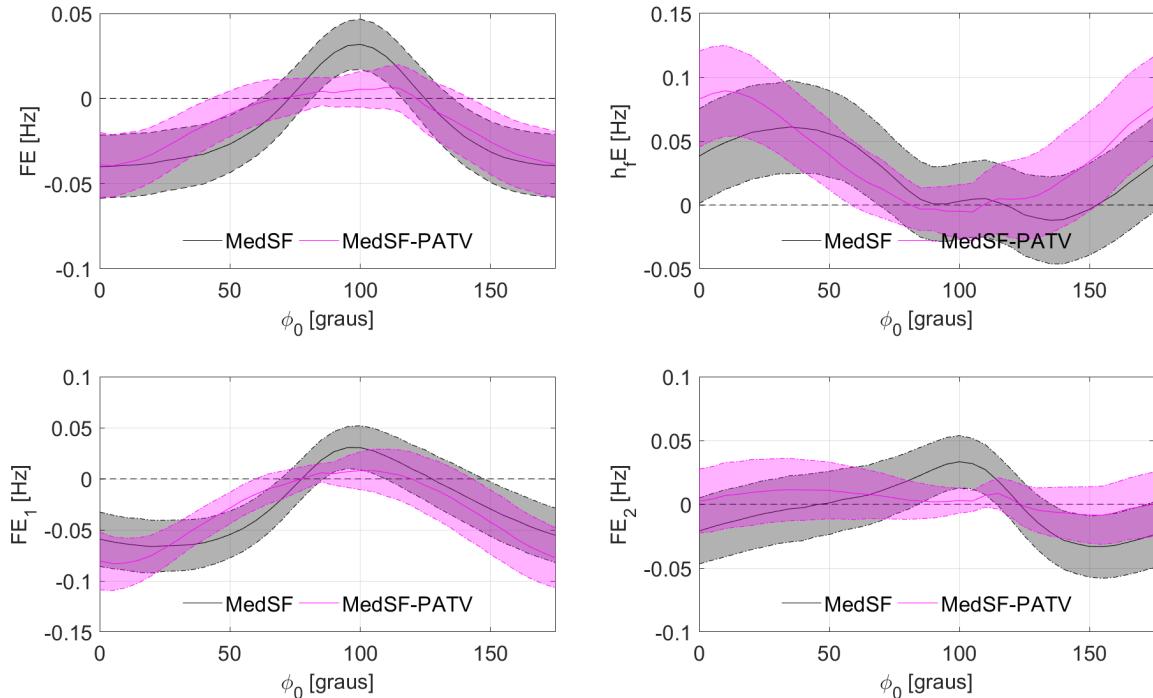


Figura 24 – Valores médios de FE , h_fE , FE_1 e FE_2 (linhas contínuas) e respectivas faixas de desvio padrão ($\pm\sigma$, área sombreada entre as linhas tracejadas) para cada estimador em função da fase inicial.

A influência da fase inicial pode ser vista na figura 24, na qual estão impressos os gráficos dos resultados das simulações em termos de FE , $h_f E$, FE_1 e FE_2 em função da fase inicial, para cada estimador. O valor zero está destacado com uma linha preta tracejada, os valores médios de cada simulação são mostrados nas linhas contínuas, e a dispersão dos valores é representada por uma área colorida limitada por linhas tracejadas de mesma cor, cujos valores são dados pela média adicionada a $\pm\sigma$. Dessa forma, podemos observar o comportamento dos estimadores em relação aos erros sistemáticos e à dispersão dos resultados. Valores particulares podem ser conferidos na Tabela 19.

Tabela 19 – Valores médios e respectivos desvios padrão de FE , $h_f E$, FE_1 e FE_2 para cada estimador em função da fase inicial (todos em [Hz]).

ϕ_0 ($^\circ$)	0	45	90
MedSF $\mu(FE)$	$-4,0 \times 10^{-2}$	$-3,0 \times 10^{-2}$	$3,0 \times 10^{-2}$
MedSF $\sigma(FE)$	$1,9 \times 10^{-2}$	$1,7 \times 10^{-2}$	$1,4 \times 10^{-2}$
MedSF-PATV $\mu(FE)$	$-4,0 \times 10^{-2}$	$-1,2 \times 10^{-2}$	$3,5 \times 10^{-3}$
MedSF-PATV $\sigma(FE)$	$1,9 \times 10^{-2}$	$1,4 \times 10^{-2}$	$9,0 \times 10^{-3}$
MedSF $\mu(h_f E)$	$3,8 \times 10^{-2}$	$5,9 \times 10^{-2}$	$7,7 \times 10^{-4}$
MedSF $\sigma(h_f E)$	$3,7 \times 10^{-2}$	$3,4 \times 10^{-2}$	$2,9 \times 10^{-2}$
MedSF-PATV $\mu(h_f E)$	$8,3 \times 10^{-2}$	$4,7 \times 10^{-2}$	$3,1 \times 10^{-3}$
MedSF-PATV $\sigma(h_f E)$	$3,8 \times 10^{-2}$	$2,8 \times 10^{-2}$	$1,7 \times 10^{-2}$
MedSF $\mu(FE_1)$	$-5,9 \times 10^{-2}$	$-5,9 \times 10^{-2}$	$2,7 \times 10^{-2}$
MedSF $\sigma(FE_1)$	$2,7 \times 10^{-2}$	$2,4 \times 10^{-2}$	$2,0 \times 10^{-2}$
MedSF-PATV $\mu(FE_1)$	$-8,0 \times 10^{-2}$	$-3,6 \times 10^{-2}$	$5,1 \times 10^{-3}$
MedSF-PATV $\sigma(FE_1)$	$2,8 \times 10^{-2}$	$1,6 \times 10^{-2}$	$8,9 \times 10^{-3}$
MedSF $\mu(FE_2)$	$-2,1 \times 10^{-2}$	$-3,4 \times 10^{-4}$	$2,7 \times 10^{-2}$
MedSF $\sigma(FE_2)$	$2,6 \times 10^{-2}$	$2,5 \times 10^{-2}$	$2,1 \times 10^{-2}$
MedSF-PATV $\mu(FE_2)$	$2,6 \times 10^{-3}$	$1,1 \times 10^{-2}$	$2,0 \times 10^{-3}$
MedSF-PATV $\sigma(FE_2)$	$2,5 \times 10^{-2}$	$2,3 \times 10^{-2}$	$1,3 \times 10^{-2}$

Verificamos que os maiores erros médios de FE_1 e FE_2 ocorrem para valores de ϕ_0 próximos de 0° , 90° e 180° . O viés observado nos erros médios se deve às não idealidades na estimação de $f_i[n]$. A presença do salto de frequência (componente de alta frequência) viola as condições de separabilidade do Teorema de Bedrosian (ver seção 5.1.2.1), provocando oscilações transitórias que se traduzem, na distribuição das amostras de $\hat{f}_i[n]$, em um deslocamento do valor médio em relação a f_1 e f_2 , nos respectivos intervalos, e também uma maior dispersão dos valores. O formato desses transitórios é influenciado fortemente pelo valor da função posição angular no instante de ocorrência do salto, $\Psi(t = \tau)$. Isso explica por que, para um valor fixo de τ , o mesmo estimador MedSF-PATV foi capaz de mitigar os efeitos dos transitórios para $\phi_0 \sim 90^\circ$, mas não foi tão eficaz para $\phi_0 \sim 0^\circ$.

Com relação à estimação de f_r , como FE_1 e FE_2 são de mesmo sinal para um mesmo ϕ_0 , o efeito nos erros médios de FE é apresentar um viés de mesmo sinal que FE_1 e FE_2 . Já as estimativas de altura do salto (dadas pela diferença $\hat{h}_f = \hat{f}_2 - \hat{f}_1$) apresentam

erros médios $\mu(h_f E) \sim 0$ em ϕ_0 próximo de 90° , porque nesse caso $\mu(FE_1) \sim \mu(FE_2)$, para ambos os estimadores.

Considerando que nosso objetivo final é verificar se o PMU sob teste produz erros de frequência abaixo de 0,5 Hz, quando submetido a saltos de frequência de $h_f = -1,0$ Hz, o nosso calibrador precisa ter erros médios ao menos dez vezes menores, $|FE| < 5,0 \times 10^{-2}$ Hz. Verificamos na tabela 19 e no gráfico da figura 24 que os estimadores MedSF e MedSF-PATV atendem ao requisito quanto aos valores médios de FE .

6.2.3.3.2 Influência da localização do salto

A comparação do desempenho dos estimadores em função da localização do salto foi realizada configurando $\phi_0 = 0^\circ$ e variando uniformemente a localização do salto no intervalo $\tau \in [1/10, 1/9]T$ s, com os demais parâmetros nos valores nominais elencados na seção 6.2.1. Foram realizadas 10000 rodadas de MC para cada valor de τ . O desempenho de cada estimador, avaliado em termos de FE , $h_f E$, FE_1 e FE_2 é mostrado nos gráficos da figura 25 (valores médios e faixas de incerteza). Resultados semelhantes são encontrados para diferentes valores de ϕ_0 .

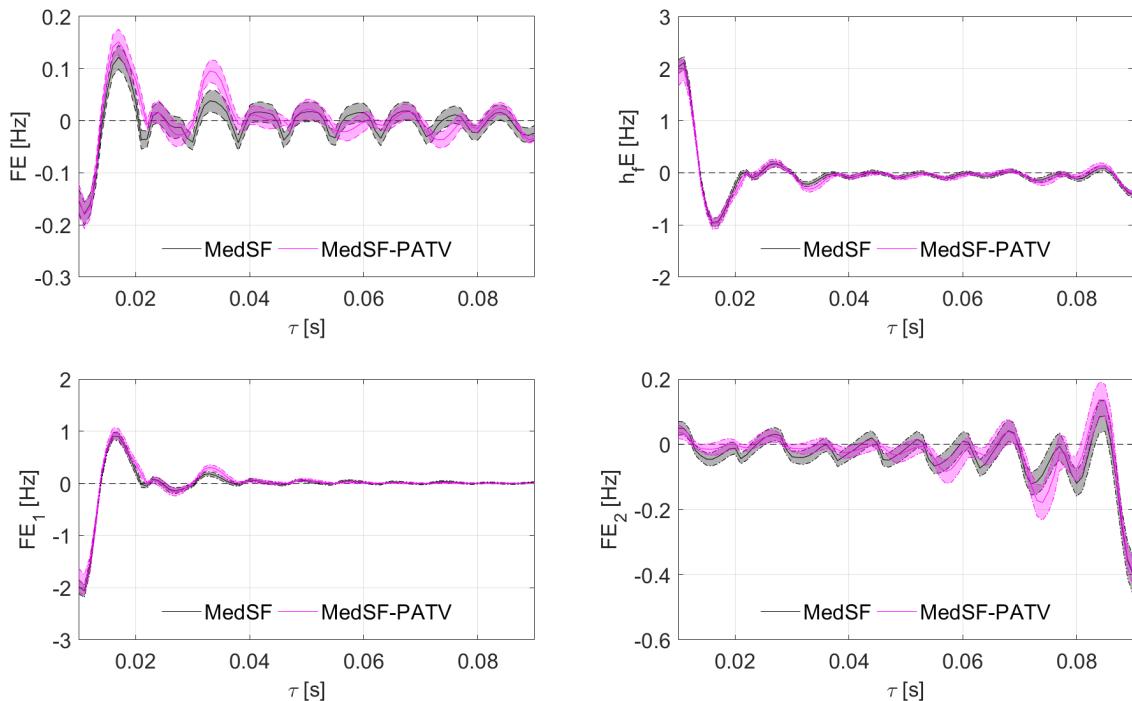


Figura 25 – Valores médios de FE , $h_f E$, FE_1 e FE_2 (linhas contínuas) e respectivas faixas de desvios padrão ($\pm\sigma$, área sombreada entre as linhas tracejadas) para cada estimador em função da localização do salto.

Observa-se que, neste caso particular de salto de frequência ($f_1 = 60$ Hz, $h_f = -1$ Hz), os erros médios tendem a ser maiores para valores mais baixos de τ . A razão para

isso é que a estimação de f_1 tem que ser feita com cada vez menos amostras, à medida em que τ diminui, o que prejudica a exatidão das estimativas. Apesar de a estimação de f_2 ter comportamento semelhante à medida em que τ aumenta, no caso apresentado os erros de estimação de f_2 não são tão pronunciados quanto os de f_1 . Tal discrepância é causada pela diferença de distribuição dos valores de $f_i[n]$ (cf. Figura 22) entre os dois trechos de sinal referentes a f_1 e f_2 , se propagando também para a estimação de f_r .

6.2.3.3.3 Influência da frequência inicial

A comparação do desempenho dos estimadores em função da frequência inicial foi realizada por uma série de simulações de MC, cada uma com um valor de frequência inicial distinto, variando uniformemente no intervalo $f_1 \in [58, 62]$ Hz. Foram realizadas 10000 rodadas de MC para cada valor de f_1 . Para que o efeito observado no resultado de cada simulação seja devido somente à alteração da frequência inicial, desejamos que, no instante do salto de frequência τ , os sinais das simulações cuja frequência inicial $f_1 \neq f_0$ tenham a mesma posição angular que o sinal com frequência inicial $f_1 = f_0$. Para isso, em cada simulação escolhemos valores de ϕ_0 em função da frequência inicial, de forma que

$$2\pi f_1 + \phi_0(f_1) = 2\pi f_0 + \phi_0(f_0) \quad (6.60)$$

$$\phi_0(f_1) = 2\pi(f_0 - f_1) + \phi_0(f_0). \quad (6.61)$$

Escolhemos demonstrar os resultados para $\phi_0(f_0) = 0^\circ$ e $\tau = 0,5T$ s, com os demais parâmetros nos valores nominais elencados na seção 6.2.1. A frequência inicial influencia os resultados dos estimadores, como pode ser observado na figura 26.

Em relação à estimação de f_r , observa-se um desempenho melhor em torno de $f_1 = 60,5$ Hz. Nesse caso, sendo a altura do salto de frequência de $h_f = -1$ Hz, temos que $f_2 = 59,5$, e portanto $f_r = 60$ Hz. Verificamos que, nesse caso, a distribuição dos valores de \hat{f}_1 e \hat{f}_2 é semelhante, cujos valores médios têm ambos desvios absolutos em relação à frequência nominal iguais a 0,5 Hz. O mesmo se observa para outros valores de h_f , desde que $f_r = 60$ Hz. Resultados semelhantes são observados para valores diversos de ϕ_0 e τ .

Analizando os erros de estimação de f_1 , vemos que os erros para valores de $f_1 < 60$ Hz se degradam mais à medida em que f_1 diminui. Isso ocorre pois, sendo o valor de h_f negativo, os valores de f_2 são ainda mais distantes do valor nominal quando $f_1 < 60$ Hz.

6.2.3.3.4 Influência da altura do salto de frequência

Para verificar a influência da altura do salto de frequência, realizamos simulações com valores fixos de $\phi_0 = 0^\circ$ e $\tau = 0,5T$ s, com os demais parâmetros nos valores nominais

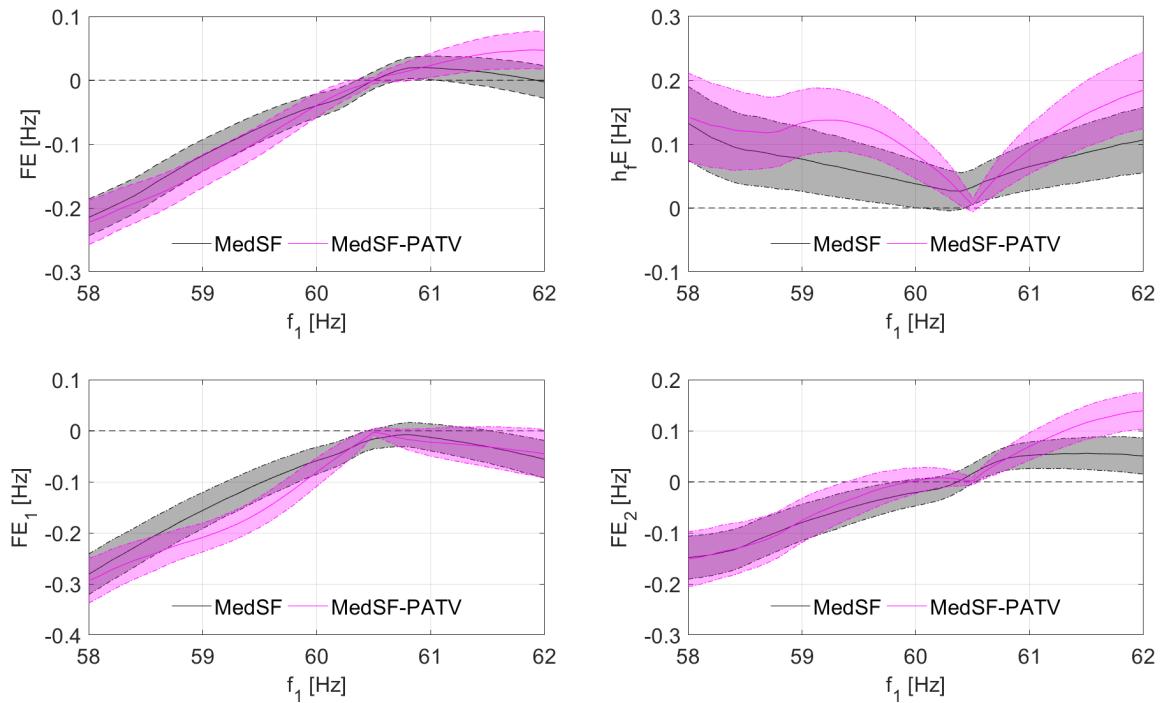


Figura 26 – Valores médios de FE , $h_f E$, FE_1 e FE_2 (linhas contínuas) e respectivas faixas de desvios padrão ($\pm\sigma$, área sombreada entre as linhas tracejadas) para cada estimador em função da frequência inicial.

elencados na seção 6.2.1. Foram realizadas 10000 rodadas de MC para cada valor de h_f . Observamos, pela figura 27, que o desempenho dos estimadores tende a se degradar para saltos maiores, sobretudo abaixo de $h_f = -1$ Hz. Resultados semelhantes são observados para outros valores de ϕ_0 e τ . Quando $|h_f|$ cresce, os transitórios inicial e final aumentam de amplitude. À medida em que há uma mudança mais brusca de inclinação da fase em $t = \tau$, o espectro (local) do sinal da fase instantânea se espalha mais e viola mais agressivamente o teorema de separabilidade de Bedrosian (ver seção 5.1.2.1), causando o problema de transientes mais pronunciados.

6.2.3.3.5 Influência da frequência de amostragem

A influência da frequência de amostragem foi verificada por simulações, em que mantemos fixos os valores de $\phi_0 = 0^\circ$ e $\tau = 0,5T$ s, na faixa de $f_s = 2,4$ kHz a 19,2 kHz, em passos de 400 Hz, com os demais parâmetros nos valores nominais elencados na seção 6.2.1. Foram realizadas 10000 rodadas de MC para cada valor de f_s . Os resultados estão mostrados nos gráficos da figura 28.

Notamos que, de forma geral, os erros médios de ambos os estimadores tendem a se degradar com o aumento da frequência de amostragem. Dois efeitos do aumento de f_s contribuem para o viés observado nas estimativas da figura 28. O primeiro é o deslocamento

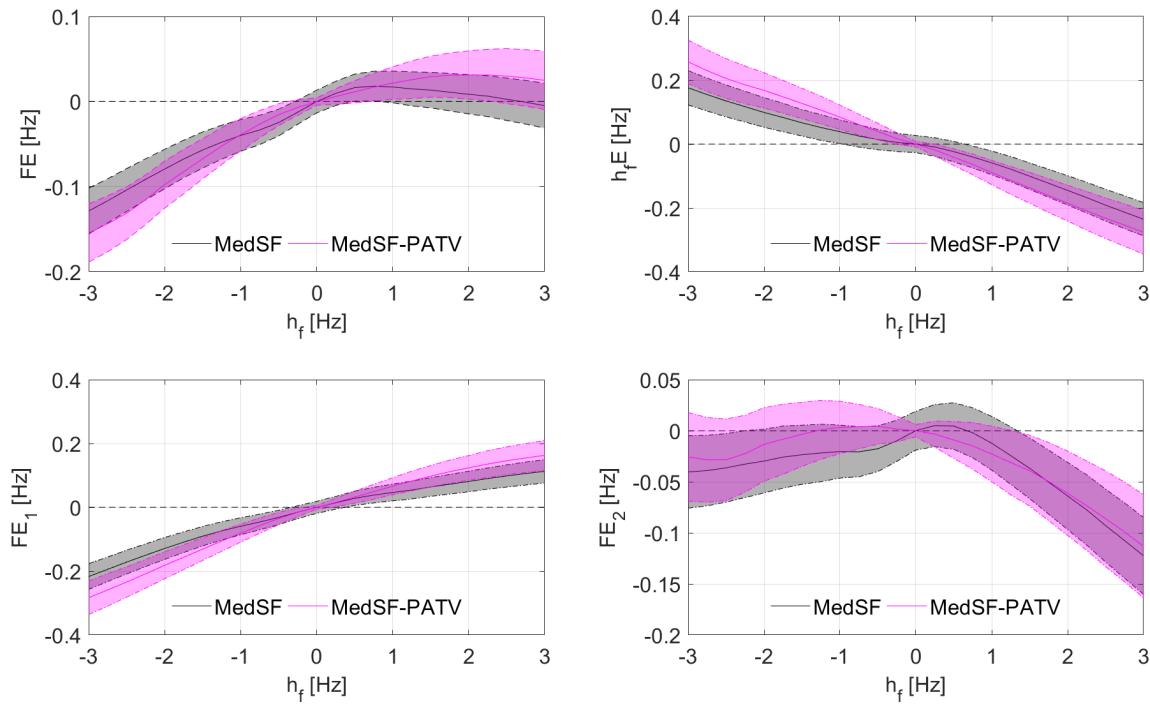


Figura 27 – Valores médios de FE , $h_f E$, FE_1 e FE_2 (linhas contínuas) e respectivas faixas de desvios padrão ($\pm\sigma$, área sombreada entre as linhas tracejadas) para cada estimador em função da altura do salto de frequência. valores fixos de $\phi_0 = 0^\circ$ e $\tau = 0,5T$ s.

relativo da fundamental de $x[n]$ (sem salto) no espectro, de forma que f_1 se aproxima de 0 rad/amostra, fazendo com que o centro espectral do sinal de fase fique mais próximo a CC. O sinal analítico de Hilbert sofre distorções ao se trabalhar com componentes próximas a CC, pois é onde acontecem as não-idealidades da transformada de Hilbert. O segundo é que a inclinação da função de fase aumenta, causando um espalhamento local do espectro que viola mais agressivamente o teorema da separabilidade de Bedrosian (ver seção 5.1.2.1), aumentando a amplitude dos transitórios inicial e final.

6.2.3.3.6 Influência da duração da janela

Para avaliar a influência da duração da janela de medição no desempenho dos estimadores, de maneira similar ao que foi feito na seção 6.2.3.3.3 com a frequência inicial, precisamos garantir, para sinais com valores distintos de T , que o salto de frequência ocorra na mesma posição angular do sinal e na mesma localização relativa dentro da janela. Para isso, seja um sinal $x_A(t)$ cuja função posição angular com salto de frequência é dada, a partir de (6.27), por

$$\Psi_A(t) = 2\pi f_2 t - 2\pi h_f \tau_A(T_A) + \phi_0(T_A), \tau_A \geq t \geq T_A, \quad (6.62)$$

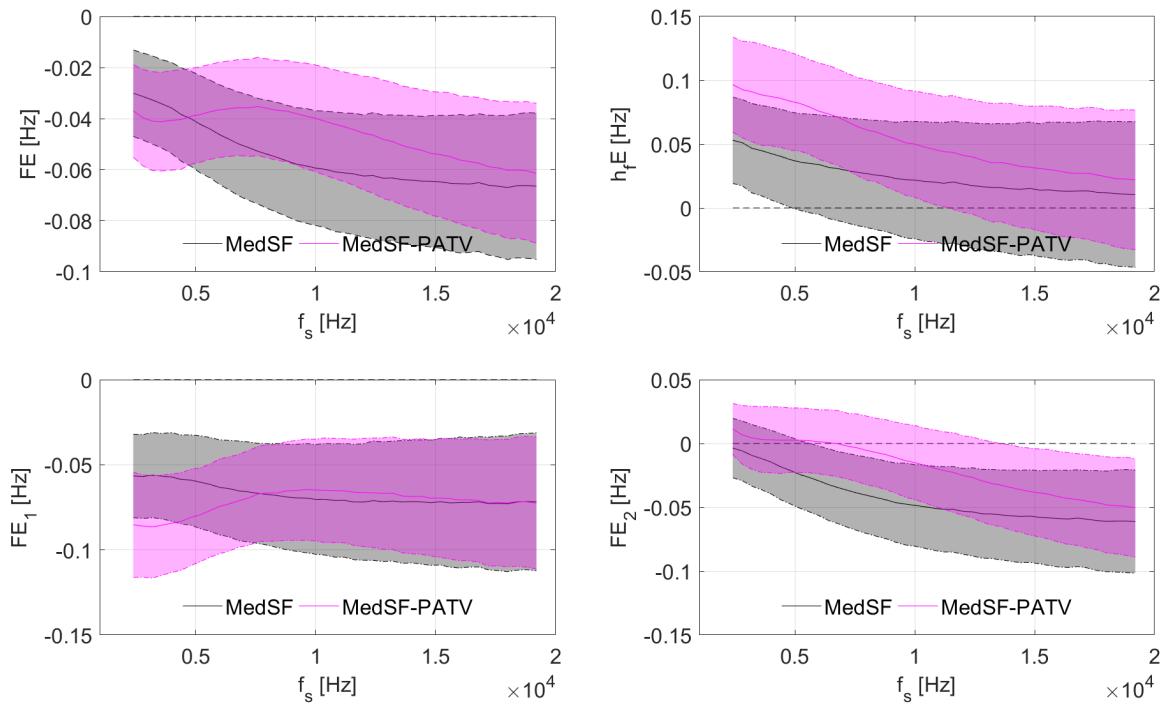


Figura 28 – Valores médios de FE , $h_f E$, FE_1 e FE_2 (linhas contínuas) e respectivas faixas de desvios padrão ($\pm\sigma$, área sombreada entre as linhas tracejadas) para cada estimador em função da frequência de amostragem. Valores fixos de $\phi_0 = 0^\circ$ e $\tau = 0, 5T$

em que o instante τ_A e a fase inicial ϕ_0 são funções da duração da janela T_A . Desejamos que um segundo sinal $x_B(t)$, de duração T_B , cuja função posição angular com salto de frequência dada, também de (6.27), por

$$\Psi_B(t) = 2\pi f_2 t - 2\pi h_f \tau_B(T_B) + \phi_0(T_B), \quad \tau_B \geq t \geq T_B, \quad (6.63)$$

tenha, em um instante $\tau_B(T_B)$, a mesma posição angular que $x_A(t = \tau_A(T_A))$. Igualando as funções posição angular (6.62) e (6.63) nos respectivos instantes de salto de frequência, temos

$$\Psi(t = \tau_A) = \Psi(t = \tau_B), \quad (6.64)$$

$$\phi_0(T_A) - 2\pi h_f \tau_A = \phi_0(T_B) - 2\pi h_f \tau_B, \quad (6.65)$$

$$\phi_0(T_A) = \phi_0(T_B) - 2\pi h_f (\tau_B - \tau_A). \quad (6.66)$$

Mas, como queremos que a localização relativa de τ_A e τ_B seja a mesma no interior das respectivas janelas, multiplicamos ambas as durações T_A e T_B por um mesmo fator de proporcionalidade α , de forma que $\tau_A = \alpha T_A$ e $\tau_B = \alpha T_B$. Logo,

$$\phi_0(T_A) = \phi_0(T_B) - 2\pi h_f \alpha (T_B - T_A). \quad (6.67)$$

Assim, testamos também o desempenho dos estimadores com relação à duração da janela de observação T , variando entre $T = 0,05$ s e $T = 0,5$ s (equivalente a 3 a 30 ciclos de 60 Hz). Foram realizadas 10000 rodadas de MC para cada valor de T . Para manter a coerência com as demais simulações desta seção, escolhemos, para $T = 0,1$ s (equivalente a 6 ciclos de 60 Hz), $\phi_0(T_A = 0,1) = 0^\circ$, e $\tau = 0,5T$ s. Para os demais valores de $T = T_B$, calculamos $\phi_0(T_B)$ pela equação (6.67). Em todos os casos, os demais parâmetros foram mantidos nos valores nominais elencados na seção 6.2.1.

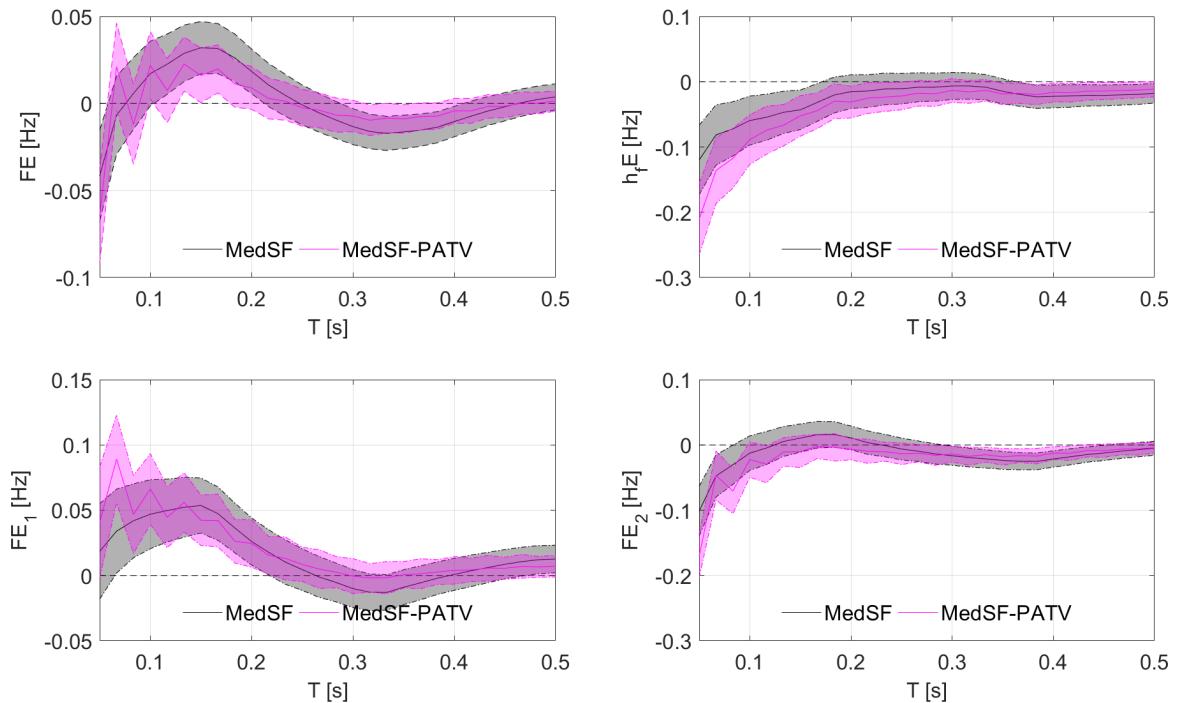


Figura 29 – Valores médios de FE , hfE , FE_1 e FE_2 (linhas contínuas) e respectivas faixas de desvios padrão ($\pm\sigma$, área sombreada entre as linhas tracejadas) para cada estimador em função da duração da janela.

Os gráficos da figura 29 mostram os resultados das simulações. A tendência geral é de melhora na exatidão e diminuição da variância à medida em que se aumenta o tamanho da janela de observação. Entretanto, o aumento da janela de medição ocasiona aumento no tempo necessário para a medição, seja por mais tempo gasto para amostragem e armazenamento, seja por maior custo computacional. Ainda que um tempo maior de resposta não seja um problema para objetivos de calibração, tal operação faz com que os

estimadores produzem valores referência de f_r que não são necessariamente coerentes com o intervalo de medição utilizado pela PMU sob teste, especialmente nos casos relacionados a tempo de resposta rápidos (PMUs tipo P demandam medições em intervalos de 3 a 6 ciclos de 60 Hz, segundo a norma IEC/IEEE 60255-118-1).

6.2.3.3.7 Influência do erro de estimação da localização do salto

Na seção 5.3.3, verificamos que o estimador de localização de salto de frequência apresenta menor robustez do que seus análogos estimadores de localização de saltos de magnitude e fase. No melhor caso, do estimador FD-PATV, foram observados desvios padrão dos erros de estimação de τ de $\sigma_\epsilon \sim 3\Delta t$ s para SNR = 60 dB. Para avaliar qual a influência dos erros de estimação de τ (ϵ_τ) no desempenho dos estimadores MedSF e MedSF-PATV, rodamos 10000 rodadas de MC para cada valor de $\epsilon_\tau \in [-10, 10]\Delta t$ s, no caso de pior desempenho do estimador FD-PATV ($\phi_0 = 0^\circ$, e $\tau = 0,5T$ s). Os resultados são mostrados na figura 30. Observamos que as medições de f_1 e f_2 apresentam comportamento dependente de ϵ_τ . Por outro lado, na estimação de f_r e h_f , o efeito observado na medição individual de f_1 e f_2 é mitigado, fazendo com que a estimação de f_r (para ambos os estimadores) e h_f (para o MedSF-PATV) tenha desempenho relativamente independente de ϵ_τ .

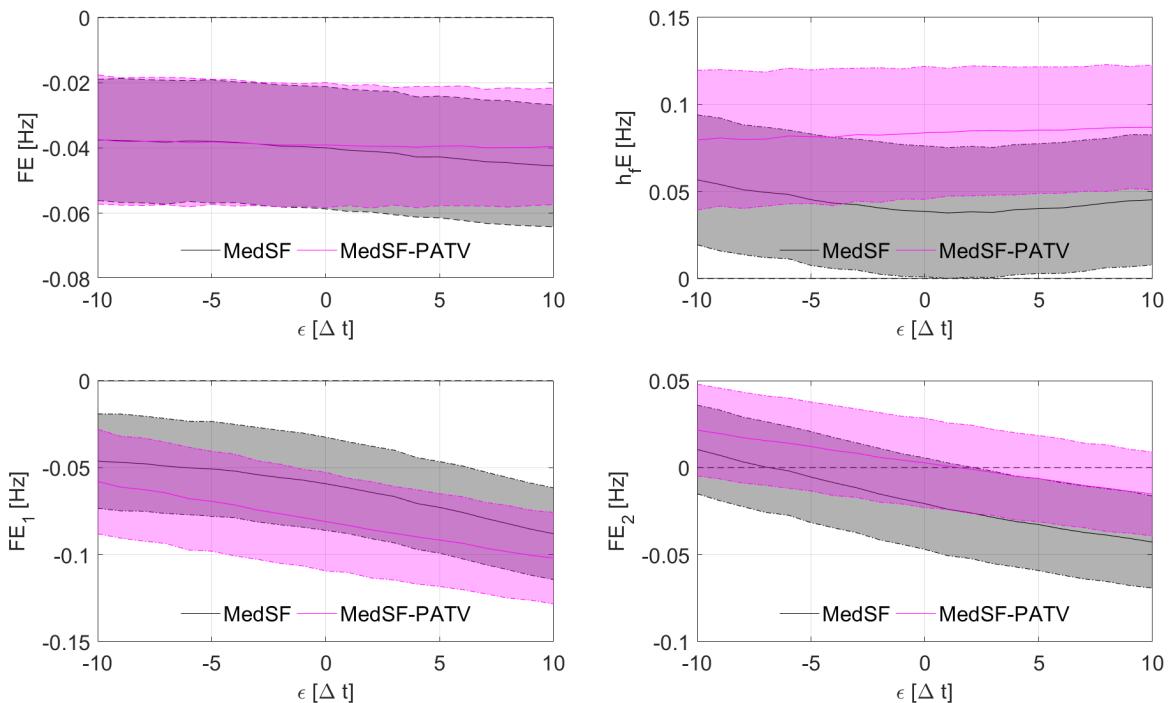


Figura 30 – Valores médios de FE , $h_f E$, FE_1 e FE_2 (linhas contínuas) e respectivas faixas de desvio padrão ($\pm\sigma$, área sombreada entre as linhas tracejadas) para cada estimador em função dos erros de estimação da localização do salto (ϵ)

6.2.4 Robustez da estimação da altura do salto de frequência a saltos de fase ou magnitude

Na seção 6.2.2, propusemos estimadores de f_r (MedFR e MedFR-PATV) sob a premissa de que a frequência subacente do sinal possa ser considerada constante. Porém, há a possibilidade real de que isso não seja válido, por exemplo por um funcionamento do gerador fora do esperado. De fato, isso já foi observado em [7]. Portanto, é desejável verificar se a frequência subjacente do sinal pode ser considerada constante. Propomos então nesta seção estimar h_f de sinais contendo saltos de fase ou magnitude, utilizando MedSF ou MedSF-PATV, de forma que $h_f \sim 0$ Hz sugere ausência de salto de frequência. Nesses casos, é razoável supor que um salto de magnitude ou fase cause uma distorção localizada (em torno de τ) no sinal de frequência instantânea mas que não seja capaz de afetar significativamente a estimação de h_f (por esse motivo, escolhemos a estimação de f_1 e f_2 pela mediana dos trechos de sinal correspondentes). Para confirmar essa hipótese, iremos avaliar a robustez da estimação de $h_f \sim 0$ Hz para sinais que contenham saltos de magnitude ou fase, submetendo os estimadores propostos na seção 6.2.3 a cada um dos tipos de salto listados na seção 6.1.2. Para os estimadores MedSF e MedSF-PATV, se a estimação de f_1 e f_2 for razoável, \hat{h}_f deve ser próxima de zero para todos os tipos de salto, exceto o de frequência.

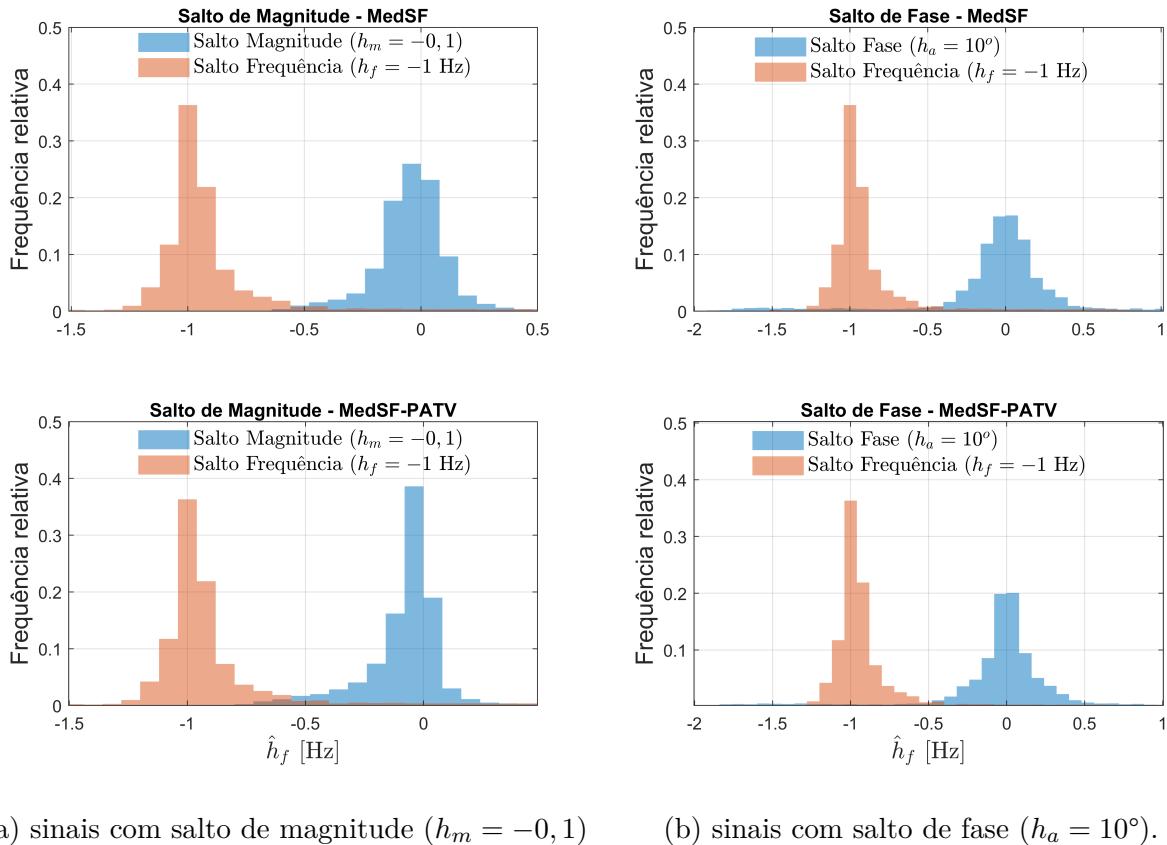
A robustez dos estimadores foi avaliada por meio de simulações de MC com os valores nominais listados na seção 6.2.1, para os casos de salto de magnitude, salto de fase e salto de frequência, realizando a estimação de h_f de cada sinal pelos estimadores MedSF e MedSF-PATV. Foram realizadas 10000 rodadas de MC para cada caso. As figuras 31a e 31b mostram os histogramas da estimação de $h_f \sim 0$ Hz para cada caso, sempre comparando com o caso de salto de frequência $h_f \sim -1$ Hz. Os valores de média e desvio padrão dos erros são mostrados na Tabela 20.

Tabela 20 – Robustez dos estimadores MedSF e MedSF-PATV a saltos de fase ou magnitude na estimação de h_f .

Estimador	MedSF		MedSF-PATV	
	Caso	$\mu(h_f E)$ [Hz]	$\sigma(h_f E)$ [Hz]	$\mu(h_f E)$ [Hz]
Salto de Magnitude	$-4,0 \times 10^{-2}$	0,16	$7,8 \times 10^{-2}$	0,18
Salto de Fase	$1,4 \times 10^{-2}$	0,56	$1,3 \times 10^{-2}$	0,60
Salto de Frequência	$9,0 \times 10^{-2}$	0,31	$1,0 \times 10^{-1}$	0,34

Para ambos os estimadores, comparando os casos de salto de magnitude e salto de fase com o caso de salto de frequência, percebemos que o salto de fase causa um aumento na dispersão dos valores de $\hat{h}_f \sim 0$ em relação ao salto de frequência de $h_f = -1$ Hz (praticamente dobra o desvio padrão dos erros das estimativas). O mesmo não acontece em relação ao salto de magnitude. A avaliação de h_f nas medições em laboratório, que será

realizada na seção 6.3, deve considerar portanto tais influências na dispersão dos valores.



(a) sinais com salto de magnitude ($h_m = -0, 1$)

(b) sinais com salto de fase ($h_a = 10^\circ$).

Figura 31 – Histogramas da distribuição das estimativas de h_f por MedSF e MedSF-PATV em comparação com sinais com salto de frequência ($h_f = -1 \text{ Hz}$).

6.3 Medições em laboratório

6.3.1 Descrição da montagem

Um diagrama de blocos do sistema de calibração de PMUs em desenvolvimento no INMETRO é mostrado na figura 32. A arquitetura de *hardware* é baseada num sistema modular do tipo PXI (chassis PXIE-1062Q [132], controladora PXIE-8821 [133]), com capacidade de geração (PXIE-6738 [134]) e amostragem (PXIE-6356 [135]) de sinais de baixa tensão ($< 10 V_p$), de forma sincronizada (placas de temporização e sincronização PXI-6683H [136] e PXIE-6674T [137]). Sinais de temporização do Relógio Atômico do INMETRO são usados pelo módulo de temporização para sincronizar o *trigger* e o *clock* para os módulos Gerador e Amostrador. Um amplificador externo de tensão é usado para elevar o sinal aos valores típicos de entrada ($70 V_p$) do dispositivo sob teste (DUT). Um divisor resistivo de tensão (RVD) é usado para atenuar os sinais para $0,8 V_p$ para a entrada do Amostrador. O processo é controlado pelo módulo CPU, onde as formas de onda de referência são digitalmente prescritas para serem reproduzidas pelo módulo

de Gerador. As amostras provenientes do módulo Amostrador são lidas pela CPU, onde algoritmos apropriados podem ser implementados para calcular os valores de referência para a calibração do DUT. Para a investigação relatada neste trabalho, usamos os estimadores de localização de saltos descritos no capítulo 5 e os estimadores de f_r descritos nas seções 6.2.2 e 6.2.3.

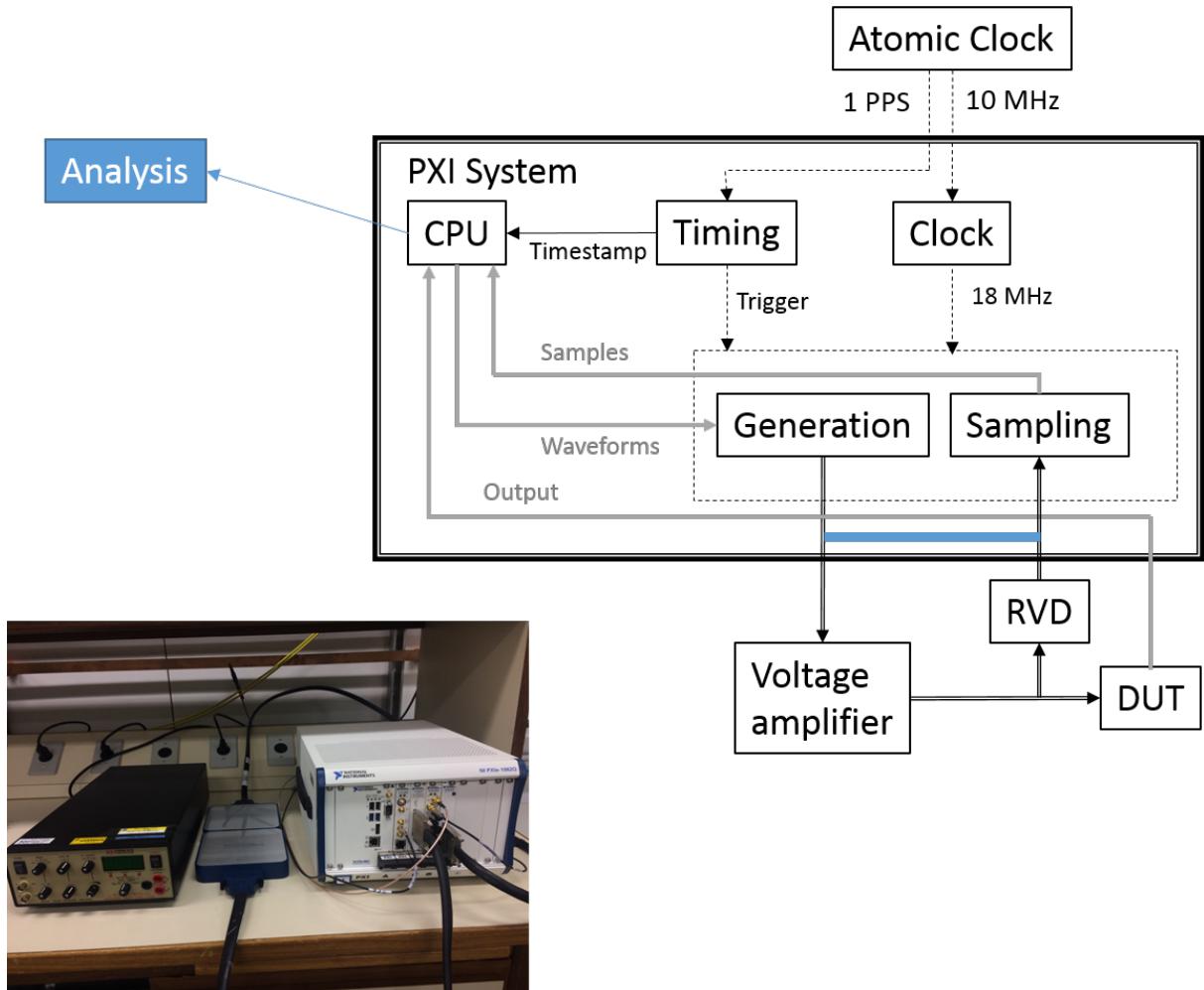


Figura 32 – Diagrama de blocos e foto do sistema de calibração de PMUs do INMETRO, com a ligação direta do módulo de geração com o módulo de geração de sinal.

Investigações preliminares acerca dos níveis de ruído mostram que, dependendo das condições de montagem e operação, os SNRs são tipicamente entre 50 dB a 60 dB, similar ao sistema anterior testado no capítulo 4 e relatado em [105].

6.3.2 Testes realizados

Para uma investigação inicial, conectamos a saída analógica do módulo Gerador diretamente à entrada analógica do módulo Amostrador, de forma a eliminar a influência do amplificador de tensão e do RVD. Então, programamos o sistema para gerar e amostrar de forma síncrona sinais de $1V_{rms}$. Foram gerados diferentes sinais de duração $T = 0, 1$ s

(equivalente a 6 ciclos de 60 Hz) contendo ou um salto de magnitude, ou um salto de fase, ou um salto de frequência, todos ocorrendo em $\tau = 240\Delta t = 0,5T$ s e $f_1 = 60$ Hz. O valor de ϕ_0 foi escolhido de acordo com o pior desempenho para cada teste: $\phi_0 = 90^\circ$ para o caso de salto de magnitude e $\phi_0 = 0^\circ$ para os saltos de fase e de frequência. Os demais parâmetros foram configurados iguais aos valores listados na seção 6.2.1, para manter a coerência com os resultados das simulações computacionais. Os sinais digitalizados foram então analisados para realizar as medições de τ e f_r . Fizemos medições diferentes, um sinal para cada caso de teste, durante as quais somente o ruído intrínseco do sistema estava presente ($\eta_0 = 0$ no gerador de sinais).

6.3.2.1 Detecção e medição da localização dos saltos

Primeiramente, testamos a detecção e estimação da localização do salto para os piores desempenhos dos testes especificados na seção 5.2.6, i.e, caso 1 (salto de magnitude) com $\phi_0 = 90^\circ$ e caso 2 (salto de fase) com $\phi_0 = 0^\circ$. Nesses casos, podemos dizer que a contribuição dos estimadores HD e HD-PATV para a incerteza de medição de ϵ_τ é de $\pm 2\Delta t$, com um nível de confiança de 95,45%. Para uma futura caracterização completa da medição de ϵ_τ é necessário considerar outras fontes no cálculo de incerteza, tais como as bases de tempo, a exatidão e largura de banda do amostrador, dentre outras. Não obstante, para uma primeira análise, os resultados das medições estão relatados na tabela 21, demonstrando que os erros de estimação estão dentro da incerteza esperada ($\epsilon \leq 2\Delta t$).

Tabela 21 – Medição da localização de salto de magnitude e salto de fase em laboratório.

Estimador	HD	HD-PATV
Caso	$\epsilon_\tau [\Delta t]$	$\epsilon_\tau [\Delta t]$
1 - Salto de Magnitude	1	0
2 - Salto de Fase	0	-1

Tabela 22 – Medição da localização de salto de frequência em laboratório.

Estimador	FD	FD-PATV
Caso	$\epsilon_\tau [\Delta t]$	$\epsilon_\tau [\Delta t]$
3 - Salto de Frequência	79	4

Com relação ao caso 3 (salto de frequência), conforme relatado na seção 5.3.3, é esperada uma maior incerteza na estimação da localização do salto, em comparação com os casos 1 e 2. A Tabela 22 mostra os erros de medição de τ de cada estimador. No caso do FD, o nível de ruído presente no sinal amostrado ($SNR \sim 60$ dB) não permitiu que a medição fosse realizada de maneira satisfatória. Já no caso do FD-PATV, para $SNR \sim 60$ dB, o erro de medição de τ corresponde a metade do erro máximo $\epsilon < 8\Delta t$, nível de confiança de 95,45 % (aproximadamente $1,3\sigma_\tau$). Conforme demonstrado na seção 6.2.3.3.7,

a medição de h_f e f_r pelo FD-PATV não é significativamente afetada por valores de ϵ_τ dessa ordem, portanto podemos prosseguir com a medição dos demais parâmetros do sinal com salto de frequência.

6.3.2.2 Medição de h_f

Em um trabalho anterior [7], relatamos a ocorrência de um comportamento indesejado de uma fonte geradora de sinais então disponível no laboratório do INMETRO, que, ao ser solicitada a gerar sinais AC somente com salto de magnitude, apresentava ao mesmo tempo um salto na frequência do sinal, sustentado por vários quadros. Por essa razão, para os casos 1 e 2, antes de prosseguir à medição de f_r com o MedFR e o MedFR-PATV (e também o HLM4, reportado no capítulo 4), é importante realizarmos uma validação da adequação dos sinais gerados (fisicamente, na fonte geradora do sistema atual) aos respectivos modelos. Através da medição de h_f com os estimadores MedSF e MedSF-PATV, verificamos se o valor de h_f se aproxima de zero, o que evidencia ausência de salto de frequência significativo nos sinais. A Tabela 23 traz, para os dois primeiros casos, os valores medidos de \hat{h}_f , menores que os desvios padrão encontrados na simulação dos respectivos casos (ver seção 6.2.4), portanto é válida a utilização dos estimadores MedFR, MedFR-PATV e HLM4 na medição de f_r . Verificamos também, no caso 3, que a fonte reproduziu de forma satisfatória o sinal com salto de frequência não-nulo.

Tabela 23 – Valores nominais e respectivos erros de medição h_f em laboratório (MedSF e MedSF-PATV).

Caso	h_f nominal [Hz]	MedSF $h_f E$ [Hz]	MedSF-PATV $h_f E$ [Hz]
1 - Salto de Magnitude	0	$1,5 \times 10^{-1}$	$1,5 \times 10^{-1}$
2 - Salto de Fase	0	$-1,1 \times 10^{-2}$	$1,2 \times 10^{-1}$
3 - Salto de Frequênci	-1	$-7,4 \times 10^{-2}$	$8,2 \times 10^{-2}$

6.3.2.3 Medição de f_r

Conforme verificamos na seção 6.3.2.2, os sinais amostrados para os casos de saltos de magnitude e salto de fase não apresentaram salto de frequência significativos, portanto é válido utilizar os estimadores MedFR, MedFR-PATV e HLM4 para estimação de f_r com esses sinais. Os resultados dessas medições são reportados na Tabela 24.

Tabela 24 – Erros da medição de f_r em laboratório (MedFR, MedFR-PATV e LM).

Estimador	MedFR		MedFR-PATV	HLM4
Caso	FE [Hz/Hz]	FE [Hz/Hz]	FE_c [Hz/Hz]	FE [Hz/Hz]
1 - Salto de Magnitude	$-4,4 \times 10^{-4}$	$9,8 \times 10^{-6}$	$9,8 \times 10^{-6}$	$1,3 \times 10^{-6}$
2 - Salto de Fase	$7,0 \times 10^{-4}$	$3,0 \times 10^{-3}$	$-9,6 \times 10^{-7}$	$1,7 \times 10^{-7}$

Avaliando as medições de f_r na Tabela 24, com o MedFR, os valores de FE são consistentes com o viés e o desvio padrão reportados na seção 6.2.2. A medição de f_r utilizando MedFR-PATV para o caso salto de magnitude apresenta resultado ligeiramente superior ao desvio padrão reportado na respectiva simulação (Tabela 15, $\sigma_{FE} = 8,1 \times 10^{-6}$ Hz/Hz a SNR = 60 dB). Já a medição com o HLM4 entregou um valor 7,5 vezes menor que a medição com o MedFR-PATV, menor que o desvio padrão da respectiva simulação ($4,5 \times 10^{-6}$ Hz/Hz, ver seção 4.2.2, tabela 3).

Considerando o limite de FE para calibradores estabelecido na IEC/IEEE 60255-118-1 [95] ($|FE| < 8,33 \times 10^{-6}$ Hz/Hz para calibração de PMUs tipo P), a medição realizada com o MedFR-PATV está fora de especificação, enquanto a medição realizada com o HLM4 cumpre o requisito. Essas são medidas preliminares, porém, com o objetivo somente de validar o método de medição. Para uma caracterização metrológica adequada são necessárias mais medições e uma avaliação completa das incertezas do sistema.

Para o caso salto de fase, o MedFR aponta um desvio da ordem de 10^{-4} Hz/Hz em relação ao valor médio esperado, o que indicaria que a fonte geradora apresenta um viés de frequência quando solicitada a gerar sinais com saltos de fase. Tal viés pode ser medido de maneira mais confiável pelo MedFR-PATV, após adotar o procedimento de correção dos erros médios descrito na seção 6.2.2.3.1, com incertezas em torno de $\sigma = 8,5 \times 10^{-6}$ Hz/Hz. O resultado de FE_c no caso salto fase ($|FE_c| < 1,0 \times 10^{-6}$ Hz/Hz), confirmado pelo resultado do HLM4, indica que a fonte reproduziu o sinal dentro dos limites para ser utilizada como calibrador, atendendo (preliminarmente) aos requisitos da IEC/IEEE 60255-118-1 [95].

No caso do salto de frequência, as medições de f_r foram realizadas com o MedSF e o MedSF-PATV e estão mostradas na Tabela 25. Se considerarmos que o erro máximo admissível para a PMU sob teste é de $|FE| = 0,5$ Hz, o sistema de calibração deve ter um limite dez vezes menor, i.e., $|FE| < 5,0 \times 10^{-2}$ Hz. Sob esse critério, as medições de f_r reportadas evidenciam que o sistema tem exatidão suficiente para realizar o teste de sub-frequência proposto.

Tabela 25 – Erros de medição de f_r em laboratório (MedSF e MedSF-PATV).

Caso	MedSF FE [Hz/Hz]	MedSF-PATV FE [Hz/Hz]
3 - Salto de Frequência	$-8,9 \times 10^{-3}$	$-9,0 \times 10^{-3}$

6.4 Conclusão

A estimativa local da frequência de rede via sinais AC é realizada em campo pelas PMUs. A confiabilidade e exatidão das medidas das PMUs precisa ser avaliada

em laboratório através de sistemas de calibração que estão sendo desenvolvidos para esse fim. Os limiares críticos para o sistema elétrico são uma discussão em andamento no setor elétrico, à qual os resultados aqui encontrados contribuem ao oferecer uma base experimental para determinação de limites de exatidão factíveis em laboratórios de referência.

Considerando que os sistemas de calibração de PMUs devem ser capazes de reproduzir, com exatidão, sinais AC contendo saltos de magnitude, saltos de fase e saltos de frequência, descritos pelos modelos apresentados na seção 6.1.7 para os respectivos casos, é imperativo avaliar o seu desempenho nessa tarefa. Para proporcionar ferramental útil a essa avaliação, neste capítulo foram propostas abordagens não paramétricas (HD e FD) e associadas a um método iterativo (HD-PATV e FD-PATV) para análise de sinais de três tipos distintos: saltos de fase, saltos de magnitude ou saltos de frequência.

A fim de contribuir na discussão atual acerca da estimação local de frequência de rede via sinais AC, desenvolvemos análise pioneira na estimação de parâmetros de sinais com saltos de frequência, com a proposição de dois estimadores distintos (FD e FD-PATV). A partir de extensivas análises por meio de simulações numéricas, avaliamos os parâmetros que são fontes de erros e incertezas na estimação e mensuramos sua influência no desempenho de cada um dos estimadores propostos. Desenvolvemos técnicas capazes de medir com exatidão, a partir de sinais AC digitalizados, a frequência de rede estimada localmente, a altura do salto de frequência, e as frequências inicial e final. De forma geral, os estimadores associados ao PATV (HD-PATV e FD-PATV) foram considerados adequados para utilização em sistemas de calibração, apresentando maior exatidão e robustez ao ruído intrínseco do sistema do que seus pares HD e FD. Uma limitação na utilização dos estimadores propostos é a ocorrência de saltos próximos aos limites da janela de medição (5% primeiras e últimas amostras).

A utilidade dos estimadores foi demonstrada na avaliação preliminar de um sistema de calibração através de medições em laboratório. Também a utilidade dos estimadores de localização de salto descritos no capítulo 5 foi verificada nas medições de laboratório, nas quais foram encontrados resultados consistentes com os erros e incertezas estimados nas respectivas simulações.

Destacamos a possibilidade de alguns destes estimadores serem úteis na diferenciação dos casos de sinais com saltos de frequência dos casos de sinais com saltos de fase e magnitude. As informações levantadas abrem a possibilidade de sua utilização em novos projetos de dispositivos para utilização em campo, no desenvolvimento de sistemas de referência para laboratórios, e na continuidade desta investigação para saltos de ROCOF. Uma análise complementar da extensão desses estimadores para avaliação de afundamentos de tensão, contendo dois saltos em uma janela de observação, está reportada no Apêndice A.

7 Conclusão

O desenvolvimento da tecnologia de medição fasorial sincronizada demanda a avaliação metrológica das PMUs, para garantir a confiabilidade e interoperabilidade das medições. O estabelecimento de sistemas de calibração vem proporcionando a melhoria das medições nos últimos anos. A maior inserção de energias renováveis, a modificação do perfil das redes elétricas e a perspectiva da evolução da tecnologia sincrofasorial para utilização em redes de distribuição motivam o desenvolvimento de sistemas de calibração capazes de fornecer valores de referência com incertezas mais baixas e submetidos a situações mais adversas.

Considerando-se as novas circunstâncias das redes elétricas, a partir de pesquisa bibliográfica acerca dos modelos e métodos de processamento digital de sinais para a estimativa de sincrofatores, percebe-se que há lacunas na publicação de métodos de análise que sejam capazes de fornecer informações úteis durante a ocorrência de fenômenos transientes, ao invés de descartar as medidas detectadas como de baixa confiabilidade.

Através de simulações computacionais e realização de medições de laboratório, alguns métodos selecionados foram avaliados do ponto de vista dos erros computacionais e sua contribuição na composição da incerteza de sistemas de laboratório.

A utilização de modelos paramétricos com técnicas de estimativa baseadas em mínimos quadrados não-linear tem trazido bons resultados, particularmente na avaliação de sistemas de calibração.

Para a detecção de degraus de magnitude ou fase, especificamente, a detecção via sinal analítico obtido por transformada de Hilbert tem se mostrado promissora, permitindo inclusive obter estimativas do instante de ocorrência do evento. [DESCREVER MAIS OS RESULTADOS](#)

Referências

- [1] A. G. Phadke and J. S. Thorp, *Synchronized phasor measurements and their applications*. Springer Science & Business Media, 2008. Citado 9 vezes nas páginas [3](#), [16](#), [30](#), [32](#), [35](#), [55](#), [78](#), [84](#) e [86](#).
- [2] L. Cohen, *Time-frequency analysis*. Prentice hall, 1995, vol. 778. Citado 2 vezes nas páginas [3](#) e [33](#).
- [3] Y.-h. Tang, G. N. Stenbakken, and A. Goldstein, “Calibration of phasor measurement unit at NIST,” *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 62, no. 6, pp. 1417–1422, 2013. Citado 9 vezes nas páginas [3](#), [5](#), [18](#), [25](#), [26](#), [39](#), [44](#), [46](#) e [48](#).
- [4] J.-P. Braun and S. Siegenthaler, “Calibration of pmus with a reference grade calibrator,” in *Precision Electromagnetic Measurements (CPEM 2014), 2014 Conference on*. IEEE, 2014, pp. 678–679. Citado 2 vezes nas páginas [3](#) e [27](#).
- [5] D. Georgakopoulos and S. Quigg, “Precision measurement system for the calibration of phasor measurement units,” *IEEE Trans. on Instr. and Measurement*, vol. 66, no. 6, pp. 1441–1445, June 2017. Citado 2 vezes nas páginas [3](#) e [27](#).
- [6] S. Svensson, C. Rieck, G. Bideberg, and B. Larsson, “A PMU calibration system,” in *Conference on Precision Electromagnetic Measurements*. Paris: IEEE, 2018. Citado 4 vezes nas páginas [3](#), [27](#), [33](#) e [85](#).
- [7] M. B. Martins, R. M. Debatin, and A. M. R. Franco, “System for metrological assessment of pmus under voltage sags,” in *2016 17th International Conference on Harmonics and Quality of Power (ICHQP)*, Oct 2016, pp. 535–538. Citado 5 vezes nas páginas [3](#), [37](#), [87](#), [113](#) e [117](#).
- [8] M. B. Martins, “Models for synchrophasor with step discontinuities in magnitude and phase, their parameter estimation and performance,” in *Conference on Precision Electromagnetic Measurements*. Paris: IEEE, 2018. Citado 6 vezes nas páginas [3](#), [5](#), [28](#), [38](#), [47](#) e [55](#).
- [9] A. J. Roscoe, A. Dyško, B. Marshall, M. Lee, H. Kirkham, and G. Rietveld, “The case for redefinition of frequency and ROCOF to account for ac power system phase steps,” in *2017 IEEE Intl. Workshop on App. Meas. for Power Systems (AMPS)*, Sept 2017, pp. 1–6. Citado 5 vezes nas páginas [3](#), [35](#), [78](#), [80](#) e [87](#).

- [10] P. Wright, P. Davis, K. Johnstone, G. Rietveld, and A. Roscoe, “Field testing of ROCOF algorithms in multiple locations on Bornholm island,” in *Conference on Precision Electromagnetic Measurements*. Paris: IEEE, 2018. Citado 2 vezes nas páginas [3](#) e [78](#).
- [11] D. Colangelo, L. Zanni, M. Pignati, P. Romano, M. Paolone, J.-P. Braun, and L.-G. Bernier, “Architecture and characterization of a calibrator for PMUs operating in power distribution systems,” in *PowerTech, 2015 IEEE Eindhoven*. IEEE, 2015, pp. 1–6. Citado 2 vezes nas páginas [3](#) e [27](#).
- [12] N. A. S. Initiative, “The value proposition for synchrophasor technology itemizing and calculating the benefits from synchrophasor technology use,” NASPI, Tech. Rep., 2015. Citado na página [16](#).
- [13] A. Phadke, “The wide world of wide-area measurement,” *IEEE Power and Energy Magazine*, vol. 6, no. 5, pp. 52–65, 2008. Citado 2 vezes nas páginas [16](#) e [21](#).
- [14] R. M. Moraes, Y. Hu, G. Stenbakken, K. Martin, J. E. R. Alves, A. G. Phadke, H. A. R. Volskis, and V. Centeno, “Pmu interoperability, steady-state and dynamic performance tests,” *IEEE Transactions on Smart Grid*, vol. 3, no. 4, pp. 1660–1669, Dec 2012. Citado na página [16](#).
- [15] A. B. de Energia Eólica, “Boletim anual de geração eólica,” ABDEE, Tech. Rep., 2019. Citado na página [17](#).
- [16] A. G. Phadke, J. Thorp, and M. G. Adamiak, “A new measurement technique for tracking voltage phasors, local system frequency, and rate of change of frequency,” *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*, pp. 1025–1038, 1983. Citado 2 vezes nas páginas [21](#) e [77](#).
- [17] A. Phadke, J. Thorp, and K. Karimi, “State estimation with phasor measurements,” *IEEE Transactions on Power Systems*, vol. 1, no. 1, pp. 233–238, 1986. Citado 2 vezes nas páginas [21](#) e [77](#).
- [18] A. Phadke, “Synchronized phasor measurements in power systems,” *IEEE Computer Applications in Power*, vol. 6, no. 2, pp. 10–15, 1993. Citado 2 vezes nas páginas [21](#) e [77](#).
- [19] A. Phadke and J. Thorp, “History and applications of phasor measurements,” in *2006 IEEE PES Power Systems Conference and Exposition*. IEEE, 2006, pp. 331–335. Citado 2 vezes nas páginas [21](#) e [77](#).
- [20] R. Burnett, M. Butts, T. Cease, V. Centeno, G. Michel, R. Murphy, and A. Phadke, “Synchronized phasor measurements of a power system event,” *IEEE Transactions on Power Systems*, vol. 9, no. 3, pp. 1643–1650, 1994. Citado na página [21](#).

- [21] A. Phadke, B. Pickett, M. Adamiak, M. Begovic, G. Benmouyal, R. Burnett, T. Cease, J. Goossens, D. Hansen, M. Kezunovic *et al.*, “Synchronized sampling and phasor measurements for relaying and control,” *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 9, no. 1, pp. 442–452, 1994. Citado 2 vezes nas páginas [21](#) e [77](#).
- [22] S. Chakrabarti and E. Kyriakides, “Pmu measurement uncertainty considerations in wls state estimation,” *IEEE Transactions on Power Systems*, vol. 24, no. 2, pp. 1062–1071, 2009. Citado na página [21](#).
- [23] C. Chen, J. Wang, and H. Zhu, “Effects of phasor measurement uncertainty on power line outage detection,” *IEEE Journal of Selected Topics in Signal Processing*, vol. 8, no. 6, pp. 1127–1139, 2014. Citado na página [21](#).
- [24] IEEE, “Ieee standard for synchrophasors for power systems,” *IEEE Std 1344-1995(R2001)*, pp. i–, 1995. Citado na página [21](#).
- [25] ———, “IEEE standard for synchrophasors for power systems,” *IEEE Std C37.118-2005 (Revision of IEEE Std 1344-1995)*, 2006. Citado na página [21](#).
- [26] W. J. Dickerson, “Establishing traceability of synchronised phasor measurements at the national laboratory level,” *Securing Critical Infrastructures, Grenoble*, 2004. Citado na página [21](#).
- [27] K. E. Martin, A. J. Faris, and J. F. Hauer, “Standardized testing of phasor measurement units,” Pacific Northwest National Laboratory (PNNL), Richland, WA (US), Tech. Rep., 2006. Citado na página [21](#).
- [28] K. Narendra, Z. Zhang, J. Lane, B. Lackey, and E. Khan, “Calibration and testing of tesla phasor measurement unit (pmu) using doble f6150 test instrument,” in *Bulk Power System Dynamics and Control-VII. Revitalizing Operational Reliability, 2007 iREP Symposium*. IEEE, 2007, pp. 1–13. Citado na página [21](#).
- [29] Y. Hu and D. Novosel, “Progresses in pmu testing and calibration,” in *Electric Utility Deregulation and Restructuring and Power Technologies, 2008. DRPT 2008. Third International Conference on*. IEEE, 2008, pp. 150–155. Citado na página [21](#).
- [30] Z. Huang, B. Kasztenny, V. Madani, K. Martin, S. Meliopoulos, D. Novosel, and J. Stenbakken, “Performance evaluation of phasor measurement systems,” in *Power and Energy Society General Meeting-Conversion and Delivery of Electrical Energy in the 21st Century, 2008 IEEE*. IEEE, 2008, pp. 1–7. Citado na página [21](#).
- [31] F. Steinhauser, T. Schossig, and A. Apostolov, “Testing of phasor measurement units,” in *Power Systems Conference, 2009. PSC’09*. IEEE, 2009, pp. 1–5. Citado na página [21](#).

- [32] V. Terzija, S. S. Wu, and J. Fitch, “Setup of the laboratory for synchronized measurement for pmu’s testing,” in *PowerTech, 2009 IEEE Bucharest*. IEEE, 2009, pp. 1–6. Citado na página 21.
- [33] R. A. Zadeh, A. Ghosh, G. Ledwich, and F. Zare, “Analysis of phasor measurement method in tracking the power frequency of distorted signals,” *IET generation, transmission & distribution*, vol. 4, no. 7, pp. 759–769, 2010. Citado 2 vezes nas páginas 21 e 34.
- [34] J. Ren, M. Kezunovic, and G. Stenbakken, “Dynamic characterization of PMUs using step signals,” in *2009 IEEE Power & Energy Society General Meeting*. IEEE, 2009, pp. 1–6. Citado 4 vezes nas páginas 21, 35, 86 e 87.
- [35] G. Stenbakken and M. Zhou, “Dynamic phasor measurement unit test system,” in *Power Engineering Society General Meeting, 2007. IEEE*. IEEE, 2007, pp. 1–8. Citado 5 vezes nas páginas 21, 37, 85, 86 e 137.
- [36] G. Stenbakken and T. Nelson, “Static calibration and dynamic characterization of pmus at nist,” in *Power Engineering Society General Meeting, 2007. IEEE*. IEEE, 2007, pp. 1–4. Citado 2 vezes nas páginas 21 e 84.
- [37] G. Stenbakken, T. Nelson, M. Zhou, and V. Centeno, “Reference values for dynamic calibration of pmus,” in *Hawaii International Conference on System Sciences, Proceedings of the 41st Annual*. IEEE, 2008, pp. 171–171. Citado 4 vezes nas páginas 21, 33, 35 e 37.
- [38] IEEE, “IEEE standard for synchrophasor measurements for power systems,” *IEEE Std C37.118.1-2011 (Revision of IEEE Std C37.118-2005)*, pp. 1–61, Dec 2011. Citado 8 vezes nas páginas 22, 23, 24, 25, 33, 39, 48 e 85.
- [39] D. R. Gurusinghe, A. D. Rajapakse, and K. Narendra, “Testing and enhancement of the dynamic performance of a phasor measurement unit,” *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 29, no. 4, pp. 1551–1560, 2014. Citado na página 22.
- [40] IEEE, “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)*, pp. 1–25, April 2014. Citado na página 22.
- [41] ——, “Ieee guide for synchronization, calibration, testing, and installation of phasor measurement units (pmus) for power system protection and control,” *IEEE Std C37.242-2013*, pp. 1–107, March 2013. Citado na página 22.

- [42] F. Aminifar, M. Fotuhi-Firuzabad, A. Safdarian, A. Davoudi, and M. Shahidehpour, “Synchrophasor measurement technology in power systems: Panorama and state-of-the-art,” *IEEE Access*, vol. 2, pp. 1607–1628, 2014. Citado na página [22](#).
- [43] I. BIPM, I. IFCC, I. IUPAC, and O. ISO, “The international vocabulary of metrology—basic and general concepts and associated terms (vim), 3rd edn. jcgm 200: 2012,” *JCGM (Joint Committee for Guides in Metrology)*, 2012. Citado na página [22](#).
- [44] E. Filipe, O. Pellegrino, A. C. Baratto, S. P. de Oliveira, and V. M. L. Mendoza, “Vocabulário internacional de metrologia-conceitos fundamentais e gerais e termos associados (vim 2012)(1a edição luso-brasileira, autorizada pelo bipm, da 3a edição internacional do vim-international vocabulary of metrology,” *Rio de Janeiro*, 2012. Citado 2 vezes nas páginas [22](#) e [23](#).
- [45] I. GUM, “Avaliação de dados de medição-guia para a expressão de incerteza de medição,” *JCGM*, 2008. Citado na página [23](#).
- [46] J. A. de la O Serna, “Dynamic phasor estimates for power system oscillations,” *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 56, no. 5, pp. 1648–1657, 2007. Citado 2 vezes nas páginas [24](#) e [34](#).
- [47] A. G. Phadke and B. Kasztenny, “Synchronized phasor and frequency measurement under transient conditions,” *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 24, no. 1, pp. 89–95, 2009. Citado na página [24](#).
- [48] P. Castello, C. Muscas, P. A. Pegoraro, and S. Sulis, “Analysis of pmu response under voltage fluctuations in distribution grids,” in *Applied Measurements for Power Systems (AMPS), 2016 IEEE International Workshop on.* IEEE, 2016, pp. 1–5. Citado na página [27](#).
- [49] G. Kyriazis, R. Souza, E. Yasuda, and L. Di Lillo, “Modeling wideband low-current shunts with a new design,” in *2020 Conference on Precision Electromagnetic Measurements (CP EM)*, 2020, pp. 1–2. Citado na página [29](#).
- [50] L. A. A. de Souza, M. V. V. Pinto, M. B. Martins, and A. C. S. Lima, “Modeling of a resistive voltage divider by rational functions: Uncertainty evaluation,” *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 70, pp. 1–8, 2021. Citado na página [29](#).
- [51] G. A. Kyriazis, “A stable 24 a, 100 khz transconductance amplifier,” in *2020 Conference on Precision Electromagnetic Measurements (CP EM)*, 2020, pp. 1–2. Citado na página [29](#).

- [52] M. A. Platas-Garza and J. A. de la O Serna, “Dynamic harmonic analysis through taylor–fourier transform,” *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 60, no. 3, pp. 804–813, 2011. Citado 2 vezes nas páginas [30](#) e [35](#).
- [53] M. A. Donolo, V. A. Centeno, and L. YILU, “Improving frequency measurements: Switching loads,” *IEEE transactions on power delivery*, vol. 21, no. 4, pp. 1803–1808, 2006. Citado 2 vezes nas páginas [30](#) e [35](#).
- [54] A. Carta, N. Locci, and C. Muscas, “A pmu for the measurement of synchronized harmonic phasors in three-phase distribution networks,” *IEEE Transactions on instrumentation and measurement*, vol. 58, no. 10, pp. 3723–3730, 2009. Citado 2 vezes nas páginas [30](#) e [35](#).
- [55] G. de Andrade Jr, S. R. Naidu, M. G. G. Neri, and E. G. da Costa, “Estimation of the utility’s and consumer’s contribution to harmonic distortion,” *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 58, no. 11, pp. 3817–3823, 2009. Citado 2 vezes nas páginas [30](#) e [35](#).
- [56] A. Carta, N. Locci, and C. Muscas, “Gps-based system for the measurement of synchronized harmonic phasors,” *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 58, no. 3, pp. 586–593, 2009. Citado 2 vezes nas páginas [30](#) e [35](#).
- [57] R. Malpani, Z. Abbas, and K. S. Swarup, “High precision frequency estimation using internet-based phasor measurement unit,” *IEEE Transactions on Power Systems*, vol. 25, no. 2, pp. 607–614, 2010. Citado 2 vezes nas páginas [30](#) e [35](#).
- [58] I. Kamwa, S. Samantaray, and G. Joós, “On the accuracy versus transparency trade-off of data-mining models for fast-response pmu-based catastrophe predictors,” *IEEE Transactions on Smart Grid*, vol. 3, no. 1, pp. 152–161, 2012. Citado 2 vezes nas páginas [30](#) e [35](#).
- [59] M. Chakir, I. Kamwa, and H. Le Huy, “Extended c37. 118.1 pmu algorithms for joint tracking of fundamental and harmonic phasors in stressed power systems and microgrids,” *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 29, no. 3, pp. 1465–1480, 2014. Citado 2 vezes nas páginas [30](#) e [35](#).
- [60] M. Bertocco, G. Frigo, C. Narduzzi, and F. Tramarin, “Resolution enhancement by compressive sensing in power quality and phasor measurement,” *IEEE Trans. on Instr. and Measurement*, vol. 63, no. 10, pp. 2358–2367, 2014. Citado 3 vezes nas páginas [30](#), [34](#) e [35](#).
- [61] M. H. Bollen and M. H. Bollen, *Understanding power quality problems: voltage sags and interruptions*. IEEE press New York, 2000, vol. 445. Citado 5 vezes nas páginas [30](#), [31](#), [35](#), [55](#) e [66](#).

- [62] D. D. Sabin and M. H. J. Bollen, “Overview of ieee std 1564-2014 guide for voltage sag indices,” in *2014 16th International Conference on Harmonics and Quality of Power (ICHQP)*, May 2014, pp. 497–501. Citado na página 31.
- [63] C. Leborgne and P. Chen, “Using pq-monitor and pmu for voltage sag extended-characterization,” in *2006 IEEE/PES Transmission Distribution Conference and Exposition: Latin America*, Aug 2006, pp. 1–6. Citado na página 31.
- [64] A. R. Toma, A. Dumitrescu, and M. Albu, “Assessment of rapid voltage changes using pmu data,” in *2015 IEEE International Workshop on Applied Measurements for Power Systems (AMPS)*, Sept 2015, pp. 126–131. Citado na página 31.
- [65] A. Oppenheim and R. Schafer, *Discrete-time Signal Processing*, ser. Prentice-Hall signal processing series. Prentice Hall, 1989. [Online]. Available: <https://books.google.com.br/books?id=bPhSAAAAMAAJ> Citado na página 33.
- [66] P. Romano and M. Paolone, “Enhanced interpolated-dft for synchrophasor estimation in fpgas: Theory, implementation, and validation of a pmu prototype,” *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 63, no. 12, pp. 2824–2836, 2014. Citado na página 33.
- [67] D. Petri, D. Fontanelli, and D. Macii, “A frequency-domain algorithm for dynamic synchrophasor and frequency estimation,” *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 63, no. 10, pp. 2330–2340, 2014. Citado na página 33.
- [68] G. Benmouyal, “An adaptive sampling-interval generator for digital relaying,” *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 4, no. 3, pp. 1602–1609, Jul 1989. Citado na página 33.
- [69] G. Frigo, D. Colangelo, A. Derviškadić, M. Pignati, C. Narduzzi, and M. Paolone, “Definition of accurate reference synchrophasors for static and dynamic characterization of PMUs,” *IEEE Trans. on Instr. and Measurement*, vol. 66, no. 9, pp. 2233–2246, Sept 2017. Citado 10 vezes nas páginas 33, 34, 38, 39, 41, 43, 44, 45, 53 e 86.
- [70] H. Xue, D. Song, and R. Yang, “Consecutive dft method for instantaneous oscillating phasor measurement,” *IEEE Transactions on Power Systems*, vol. 28, no. 4, pp. 4634–4644, 2013. Citado na página 34.
- [71] R. Mai, Z. He, L. Fu, W. He, and Z. Bo, “Dynamic phasor and frequency estimator for phasor measurement units,” *IET generation, transmission & distribution*, vol. 4, no. 1, pp. 73–83, 2010. Citado na página 34.

- [72] W. Premerlani, B. Kasztenny, and M. Adamiak, “Development and implementation of a synchrophasor estimator capable of measurements under dynamic conditions,” *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 23, no. 1, pp. 109–123, 2008. Citado na página 34.
- [73] M. A. Platas-Garza and J. A. de la O Serna, “Polynomial implementation of the taylor-fourier transform for harmonic analysis,” *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 63, no. 12, pp. 2846–2854, 2014. Citado na página 34.
- [74] M. A. Platas-Garza, J. Platas-Garza, and J. A. de la O Serna, “Dynamic phasor and frequency estimates through maximally flat differentiators,” *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 59, no. 7, pp. 1803–1811, 2010. Citado na página 34.
- [75] D. Belega and D. Petri, “Performance of synchrophasor measurements provided by the weighted least squares approach,” in *2013 IEEE International Instrumentation and Measurement Technology Conference (I2MTC)*. IEEE, 2013, pp. 946–951. Citado na página 34.
- [76] ——, “A real-valued taylor weighted least squares synchrophasor estimator,” in *Applied Measurements for Power Systems Proceedings (AMPS), 2014 IEEE International Workshop on*. IEEE, 2014, pp. 1–6. Citado na página 34.
- [77] D. Belega, D. Fontanelli, and D. Petri, “Low-complexity least-squares dynamic synchrophasor estimation based on the discrete fourier transform,” *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 64, no. 12, pp. 3284–3296, 2015. Citado na página 34.
- [78] J. A. de la O Serna and J. Rodríguez-Maldonado, “Taylor-kalman-fourier filters for instantaneous oscillating phasor and harmonic estimates,” *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 61, no. 4, pp. 941–951, April 2012. Citado na página 34.
- [79] L. F. Sánchez-Gómez and J. A. de la O Serna, “Dynamic phasor estimates under the bellman’s principle of optimality: The taylor-lqg-fourier filters,” *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 62, no. 12, pp. 3137–3147, 2013. Citado na página 34.
- [80] J.-Z. Yang and C.-W. Liu, “A precise calculation of power system frequency and phasor,” *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 15, no. 2, pp. 494–499, 2000. Citado na página 34.
- [81] ——, “A precise calculation of power system frequency,” *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 16, no. 3, pp. 361–366, 2001. Citado na página 34.

- [82] P. Zhang, H. Xue, and R. Yang, “Shifting window average method for accurate frequency measurement in power systems,” *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 26, no. 4, pp. 2887–2889, 2011. Citado na página 34.
- [83] P. Zhang, H. Xue, R. Yang, and J. Zhang, “Shifting window average method for phasor measurement at offnominal frequencies,” *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 29, no. 3, pp. 1063–1073, 2014. Citado na página 34.
- [84] M. Bertocco, G. Frigo, C. Narduzzi, C. Muscas, and P. A. Pegoraro, “Compressive sensing of a taylor-fourier multifrequency model for synchrophasor estimation,” *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 64, no. 12, pp. 3274–3283, 2015. Citado na página 34.
- [85] C. t. Nguyen and K. Srinivasan, “A new technique for rapid tracking of frequency deviations based on level crossings,” *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*, vol. PAS-103, no. 8, pp. 2230–2236, Aug 1984. Citado na página 34.
- [86] F. B. Ajaei, M. Sanaye-Pasand, M. Davarpanah, A. Rezaei-Zare, and R. Iravani, “Mitigating the impacts of cvvt subsidence transients on the distance relay,” *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 27, no. 2, pp. 497–505, 2012. Citado na página 34.
- [87] S. Das and T. Sidhu, “A simple synchrophasor estimation algorithm considering ieee standard c37. 118.1-2011 and protection requirements,” *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 62, no. 10, pp. 2704–2715, 2013. Citado na página 34.
- [88] A. T. Munoz and J. A. de la O Serna, “Shanks’ method for dynamic phasor estimation,” *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 57, no. 4, pp. 813–819, 2008. Citado na página 34.
- [89] P. Banerjee and S. Srivastava, “A subspace-based dynamic phasor estimator for synchrophasor application,” *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 61, no. 9, pp. 2436–2445, 2012. Citado na página 34.
- [90] A. Roscoe, I. F. Abdulhadi, and G. Burt, “P and m class phasor measurement unit algorithms using adaptive cascaded filters,” *IEEE transactions on power delivery*, vol. 28, no. 3, pp. 1447–1459, 2013. Citado na página 34.
- [91] A. Carta, N. Locci, C. Muscas, and S. Sulis, “A flexible gps-based system for synchronized phasor measurement in electric distribution networks,” *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 57, no. 11, pp. 2450–2456, 2008. Citado na página 34.

- [92] J. Ren and M. Kezunovic, “An adaptive phasor estimator for power system waveforms containing transients,” *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 27, no. 2, pp. 735–745, April 2012. Citado 2 vezes nas páginas [35](#) e [55](#).
- [93] M. de Ápraiz, R. I. Diego, and J. Barros, “Transient detection in phasor measurement units with kalman filtering,” in *2018 18th International Conference on Harmonics and Quality of Power (ICHQP)*, May 2018, pp. 1–6. Citado 2 vezes nas páginas [35](#) e [55](#).
- [94] J. Barros, M. de Apráiz, and R. I. Diego, “A wavelet-based transient detector for p and m class phasor measurement unit integration,” in *2017 IEEE International Workshop on Applied Measurements for Power Systems (AMPS)*, Sept 2017, pp. 1–6. Citado 2 vezes nas páginas [35](#) e [55](#).
- [95] “IEEE/IEC International Standard - Measuring relays and protection equipment - Part 118-1: Synchrophasor for power systems - measurements,” *IEC/IEEE 60255-118-1:2018*, pp. 1–78, 2018. Citado 19 vezes nas páginas [37](#), [38](#), [39](#), [42](#), [46](#), [53](#), [56](#), [78](#), [79](#), [81](#), [82](#), [83](#), [84](#), [85](#), [86](#), [88](#), [89](#), [92](#) e [118](#).
- [96] E. Toth, A. M. R. Franco, and R. M. Debatin, “Power and energy reference system, applying dual-channel sampling,” *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 54, no. 1, pp. 404–408, Feb 2005. Citado na página [37](#).
- [97] Y. Tang and G. N. Stenbakken, “Traceability of calibration for phasor measurement unit,” in *2012 IEEE Power and Energy Society General Meeting*, 2012, pp. 1–5. Citado 3 vezes nas páginas [37](#), [55](#) e [84](#).
- [98] K. Levenberg, “A method for the solution of certain non-linear problems in least squares,” *Quarterly of applied mathematics*, vol. 2, no. 2, pp. 164–168, 1944. Citado na página [41](#).
- [99] D. W. Marquardt, “An algorithm for least-squares estimation of nonlinear parameters,” *Journal of the society for Industrial and Applied Mathematics*, vol. 11, no. 2, pp. 431–441, 1963. Citado na página [41](#).
- [100] R. T. de Barros e Vasconcellos, V. R. de Lima, W. G. K. Ihlenfeld, and F. d. Silveira, “Coaxial and digital impedance bridges for capacitance measurements at the nf range,” *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 66, no. 6, pp. 1553–1559, June 2017. Citado na página [43](#).
- [101] M. B. Martins, R. T. de Barros e Vasconcellos, and P. A. A. Esquef, “Step change detection based on analytic signal for PMU calibrators,” in *2019 IEEE International Workshop on Applied Measurements for Power Systems (AMPS)*, 2019. Citado na página [55](#).

- [102] M. Caciotta, S. Giarnetti, F. Leccese, and Z. Leonowicz, "Detection of short transients and interruptions using the Hilbert transform," in *Proc. World Congr. Fundam. Appl. Metrol.*, 2009, pp. 913–916. Citado 2 vezes nas páginas [56](#) e [57](#).
- [103] P. A. A. Esquef, J. A. Apolinário, and L. W. P. Biscainho, "Edit detection in speech recordings via instantaneous electric network frequency variations," *IEEE Transactions on Information Forensics and Security*, vol. 9, no. 12, pp. 2314–2326, Dec 2014. Citado 2 vezes nas páginas [57](#) e [59](#).
- [104] L. Marple, "Computing the discrete-time "analytic" signal via FFT," *IEEE Trans. on Signal Processing*, vol. 47, no. 9, pp. 2600–2603, Sept 1999. Citado na página [57](#).
- [105] M. B. Martins, R. T. de Barros e Vasconcellos, and P. A. A. Esquef, "Models for synchrophasor with step discontinuities in magnitude and phase: Estimation and performance," *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, pp. 1–8, 2019. Citado 2 vezes nas páginas [57](#) e [115](#).
- [106] E. Bedrosian, "A product theorem for Hilbert transforms," *Proceedings of the IEEE*, vol. 51, no. 5, pp. 868–869, 1963. Citado na página [57](#).
- [107] A. V. Oppenheim, A. S. Willsky, and S. H. Nawab, *Signals & Systems (2nd Ed.)*. USA: Prentice-Hall, Inc., 1996. Citado na página [58](#).
- [108] I. W. Selesnick, S. Arnold, and V. R. Dantham, "Polynomial smoothing of time series with additive step discontinuities," *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 60, no. 12, pp. 6305–6318, Dec 2012. Citado 2 vezes nas páginas [58](#) e [59](#).
- [109] I. W. Selesnick, "Simultaneous polynomial approximation and total variation denoising," in *2013 IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing*, May 2013, pp. 5944–5948. Citado 2 vezes nas páginas [58](#) e [59](#).
- [110] M. B. Martins, R. T. de Barros e Vasconcellos, and P. A. A. Esquef, "Models for synchrophasor with step discontinuities in magnitude and phase: Estimation and performance," *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 68, no. 6, pp. 2007–2014, June 2019. Citado na página [61](#).
- [111] P. J. Rousseeuw and C. Croux, "Alternatives to the median absolute deviation," *Journal of the American Statistical Association*, vol. 88, no. 424, pp. 1273–1283, 1993. Citado 2 vezes nas páginas [65](#) e [72](#).
- [112] A. G. Phadke, "Synchronized phasor measurements-a historical overview," in *Transmission and Distribution Conference and Exhibition 2002: Asia Pacific. IEEE/PES*, vol. 1. IEEE, 2002, pp. 476–479. Citado na página [77](#).

- [113] G. Rietveld, P. S. Wright, and A. J. Roscoe, “Reliable rate of change of frequency (rocof) measurements: Use cases and test conditions,” *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, pp. 1–1, 2020. Citado 3 vezes nas páginas 77, 79 e 87.
- [114] N. A. E. R. C. (NERC), “1,200 mw fault induced solar photovoltaic resource interruption disturbance report,” 2016. Citado 2 vezes nas páginas 78 e 79.
- [115] P. S. Wright, P. N. Davis, K. Johnstone, G. Rietveld, and A. J. Roscoe, “Field measurement of frequency and ROCOF in the presence of phase steps,” *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 68, no. 6, pp. 1688–1695, June 2019. Citado 2 vezes nas páginas 78 e 79.
- [116] G. Rietveld, P. Wright, and A. Roscoe., “Requirements and test conditions for reliable rate-of-change-of-frequency measurements,” in *2019 IEEE International Workshop on Applied Measurements for Power Systems (AMPS)*, September 2019. Citado 2 vezes nas páginas 79 e 87.
- [117] A. Riepnieks and H. Kirkham, “Rate of change of frequency measurement,” in *2016 57th International Scientific Conference on Power and Electrical Engineering of Riga Technical University (RTUCON)*, Oct 2016, pp. 1–5. Citado 2 vezes nas páginas 79 e 87.
- [118] H. Kirkham, W. Dickerson, and A. Phadke, “Defining power system frequency,” in *2018 IEEE Power Energy Society General Meeting (PESGM)*, Aug 2018, pp. 1–5. Citado na página 80.
- [119] M. A. Harold Kirkham, D. White, “Dealing with definitional uncertainty: Better measurements in power systems,” in *2019 IEEE International Workshop on Applied Measurements for Power Systems (AMPS)*, 2019. Citado na página 81.
- [120] G. Frigo, A. Derviskadic, and M. Paolone, “Impact of fundamental frequency definition in IpDFT-based PMU estimates in fault conditions,” in *2019 IEEE International Workshop on Applied Measurements for Power Systems (AMPS)*, 2019. Citado 2 vezes nas páginas 81 e 84.
- [121] Y. Zuo, G. Frigo, A. Derviškadić, and M. Paolone, “Impact of synchrophasor estimation algorithms in rocof-based under-frequency load-shedding,” *IEEE Transactions on Power Systems*, vol. 35, no. 2, pp. 1305–1316, 2020. Citado 2 vezes nas páginas 84 e 85.
- [122] J. Braun and S. Siegenthaler, “The calibration of static and dynamic performances of pmus,” in *17th International Congress of Metrology*. EDP Sciences, 2015, p. 12002. Citado na página 84.

- [123] J.-P. Braun, C. Mester, and M.-O. André, “Requirements for an advanced PMU calibrator,” in *Precision Electromagnetic Measurements (CPEM 2016), 2016 Conference on*. IEEE, 2016, pp. 1–2. Citado na página 84.
- [124] G. N. Stenbakken, “Calculating combined amplitude and phase modulated power signal parameters,” in *2011 IEEE Power and Energy Society General Meeting*. IEEE, 2011, pp. 1–7. Citado na página 85.
- [125] G. A. Kyriazis, W. G. K. Ihlenfeld, and R. P. Landim, “Estimating parameters of combined AM and PM signals using prior information,” *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 64, no. 6, pp. 1760–1766, 2015. Citado na página 85.
- [126] H. Karimi, M. Karimi-Ghartemani, and M. R. Iravani, “Estimation of frequency and its rate of change for applications in power systems,” *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 19, no. 2, pp. 472–480, 2004. Citado na página 85.
- [127] G. Frigo, A. Derviškadić, Y. Zuo, and M. Paolone, “Pmu-based rocof measurements: Uncertainty limits and metrological significance in power system applications,” *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 68, no. 10, pp. 3810–3822, 2019. Citado na página 85.
- [128] M. Karimi-Ghartemani, B.-T. Ooi, and A. Bakhshai, “Application of enhanced phase-locked loop system to the computation of synchrophasors,” *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 26, no. 1, pp. 22–32, 2011. Citado na página 85.
- [129] Z. He, L. Fu, W. Han, R. Mai, and Z. Dong, “Precise algorithm for frequency estimation under dynamic and step-change conditions,” *IET Science, Measurement Technology*, vol. 9, no. 7, pp. 842–851, 2015. Citado na página 86.
- [130] Y. Wang, C. Lu, I. Kamwa, C. Fang, and P. Ling, “An adaptive filters based pmu algorithm for both steady-state and dynamic conditions in distribution networks,” *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*, vol. 117, p. 105714, 2020. [Online]. Available: <https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S014206151833196X> Citado na página 86.
- [131] O. N. do Sistema Elétrico, “Módulo 10 - submódulo 10.21,” *Manual de Procedimentos da Operação*, 2019. Citado na página 94.
- [132] “NI PXIe-1062q user manual,” *National Instruments*. [Online]. Available: <https://www.ni.com/pdf/manuals/371843d.pdf> Citado na página 114.
- [133] “NI PXIe-8821 user manual,” *National Instruments*. [Online]. Available: <https://www.ni.com/pdf/manuals/376445b.pdf> Citado na página 114.

- [134] “NI PXI-6738/6739 user manual,” *National Instruments*. [Online]. Available: <https://www.ni.com/pdf/manuals/375140b.pdf> Citado na página 114.
- [135] “NI 6356 device specifications,” *National Instruments*. [Online]. Available: <https://www.ni.com/pdf/manuals/374452c.pdf> Citado na página 114.
- [136] “NI PXI-6683 series user manual,” *National Instruments*. [Online]. Available: <https://www.ni.com/pdf/manuals/373656b.pdf> Citado na página 114.
- [137] “NI PXI-6674t user manual,” *National Instruments*. [Online]. Available: <https://www.ni.com/pdf/manuals/373089d.pdf> Citado na página 114.

Apêndices

APÊNDICE A – Medição da frequência de rede durante Afundamentos Rápidos de Tensão

Os estudos relacionados com afundamento de tensão rápido talvez sejam uma contribuição lateral, mas que não estão relacionados diretamente ao coração da tese, que é a avaliação de calibradores, portanto se vierem a ser abordados podem vir em uma seção separada do restante.

A.1 Estudo preliminar?

A.1.1 Sinais com modulação em amplitude

Considerando-se a possibilidade de variação temporal dos componentes de magnitude e frequência na equação A.2, pode-se obter um modelo aproximado por uma expansão em série de Taylor da forma

$$y(t) = (x_0 + x_1 t + x_2 t^2 + \dots) \sin(2\pi(f_0 + f_1 t + f_2 t^2 + \dots)t + \theta), \quad (\text{A.1})$$

em que o conjunto de parâmetros $\mathcal{P} = \{x_i, f_i, \theta\}$ pode ser estimado a partir dos sinais digitalizados por algum procedimento NL-LS. Para sinais com frequências de modulação abaixo de 2 Hz, a expansão de primeira ordem usualmente é suficiente.

Um sinal puramente senoidal com modulação em amplitude (AM) pode ser expresso em tempo contínuo como

$$x(t) = X_m[1 + k_x \cos(\omega_m t)] \cos(\omega_0 t + \theta) \quad (\text{A.2})$$

onde X_m é a amplitude da portadora, k_x é o índice AM, ω_m é a frequência de modulação AM, ω_0 é a frequência da portadora (frequência fundamental do sistema de potência). Para cada instante de tempo $t = nT$, em que n é inteiro e T é o intervalo de relato do fasor, os valores de referência para magnitude e frequência podem ser obtidos por:

$$X_r(nT) = \frac{X_m}{\sqrt{2}}[1 + k_x \cos(\omega_m nT)]. \quad (\text{A.3})$$

$$f_r(nT) = \omega_0/2\pi. \quad (\text{A.4})$$

A.2 Avaliação de sinais com modulação AM senoidal e trapezoidal

O sistema analisado nesta seção visa avaliar a conformidade dos dados de magnitude fornecidos pelas PMUs submetidos a eventos de afundamentos de tensão. O uso do conjunto de dados de PMUs em sua taxa de relato mais rápida ($F_s = 50/s$ ou $F_s = 60/s$) para rastrear eventos de afundamentos de tensão foi investigado. Isso significa que para cada ciclo fundamental de 50 Hz ou 60 Hz, haverá uma estimativa do fasor de sequência positiva em um sistema trifásico.

Os modelos matemáticos usados para estimar os fasores dinâmicos em sistemas de calibração são baseados em aproximações polinomiais juntamente com algoritmos iterativos de ajuste de parâmetros, conforme descritos na seção A.1.1. Tais modelos assumem que os parâmetros são constantes ao longo do período de amostragem analisado. Como afirmado em [35], os períodos que atravessam quaisquer transições violam a suposição de parâmetros constantes. Assim, como não há valor correto a ser utilizado como referência, esses valores são ignorados na análise.

O sistema avaliado, cuja representação em diagrama de blocos é mostrada na figura 33, tem um calibrador de qualidade de energia como fonte de tensão. Este equipamento é capaz de gerar sinais de tensão senoidais modulados em amplitude. A modulação pode ser senoidal ou trapezoidal, esta última simula um afundamento de tensão.

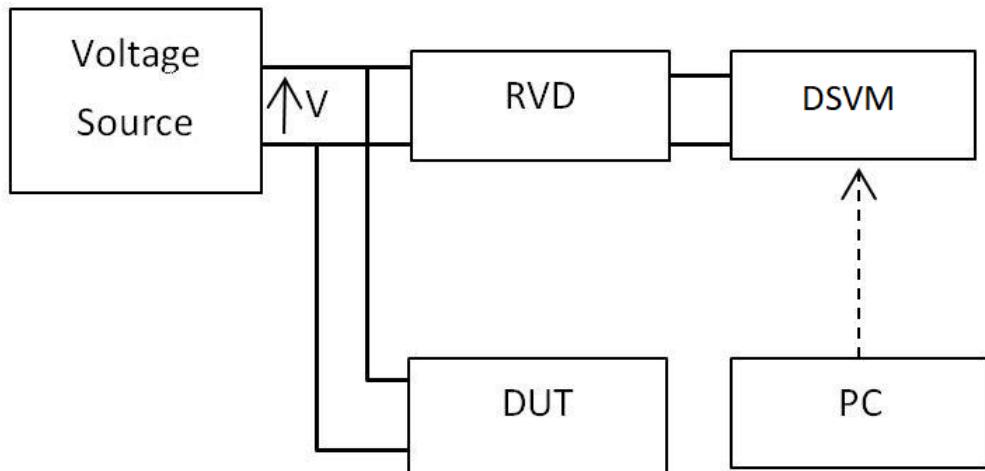


Figura 33 – Diagrama de blocos do sistema utilizado para testes de modulação em amplitude e afundamentos de tensão

Os sinais são amostrados por um voltímetro digital de $8^{1/2}$ dígitos (*Digital Sampling Voltmeter* – DSVM), cuja faixa de maior exatidão e estabilidade é de $1 V_p$. Para isso, um divisor de tensão resistivo (*Resistive Voltage Divider* – RVD) é usado para reduzir a

tensão do nível da rede a valores máximos de $0,8 V_p$. Esses dispositivos são calibrados com incertezas muito baixas e têm uma resposta em frequência aproximadamente plana. Como esse arranjo oferece melhor exatidão do que o calibrador comercial, ele pode ser usado para obter valores de referência a partir dos sinais amostrados. Um eventual dispositivo sob teste (*Device Under Test* – DUT) pode ser inserido em paralelo, para que suas leituras sejam comparadas às estimativas obtidas pelo sistema. As medidas amostradas são tomadas em um intervalo de 10 segundos (1 ciclo de frequência de modulação de 0,1 Hz) e armazenadas no DSVM. Os valores digitalizados são recebidos e pós-processados em um PC.

O *trigger* interno do DSVM é sempre usado para iniciar a amostragem a partir de um cruzamento por zero do sinal. Para testes de PMU, a amostragem digital deve ser sincronizada com um pulso de 1 PPS, de modo que as estimativas dos fasores possam ser comparados aos resultados de um dispositivo comercial submetido à mesma fonte de tensão. É também necessário que a geração e a amostragem recebam o mesmo sinal de referência de alta frequência (por exemplo, 10 MHz).

A falta de sincronização leva a grandes erros de fase no início da amostragem e erros menores causados pelos diferentes *clocks* da fonte e do digitalizador. No entanto, para uma medição de afundamento de tensão, o mais importante é sincronizar o início da amostragem digital com o dispositivo sob teste. Para esse fim, mesmo que o sistema não tenha geração e digitalização sincronizadas, as estimativas de magnitude e frequência podem ser utilizadas.

A.2.1 Resultados de Simulações

O modelo numérico foi implementado em um ambiente Labview. Os sinais de referência foram gerados digitalmente para uma taxa de $F_s = 60/s$, janela de 1 ciclo, $k_x = 0,1$ e frequências de modulação variando de 0,1 Hz a 2 Hz. Os valores estimados de magnitude, fase e frequência foram comparados com os valores teóricos e os erros máximos absolutos são mostrados na figura 34. Estes podem ser considerados valores conservadores para a determinação da incerteza do sistema. A simulação mostra os limites dentro dos quais este procedimento numérico é capaz de fornecer estimativas confiáveis e pode ser usado para estimar fasores sob circunstâncias similares.

A.2.2 Resultados de medições em laboratório

Foram realizadas medições em laboratório com modulação de amplitude, frequências variando de 0,1 Hz a 2 Hz. A tensão nominal é de 120 V e o índice de modulação $k_x = 0,1$. Pelo menos um ciclo completo de modulação em amplitude foi gerado e digitalizado. A taxa de $F_s = 60/s$ e a janela de 1 ciclo foram mantidos. As estimativas de magnitude (V_{rms}) obtidas para cada ciclo do sinal são mostradas na figura 35, para frequência de

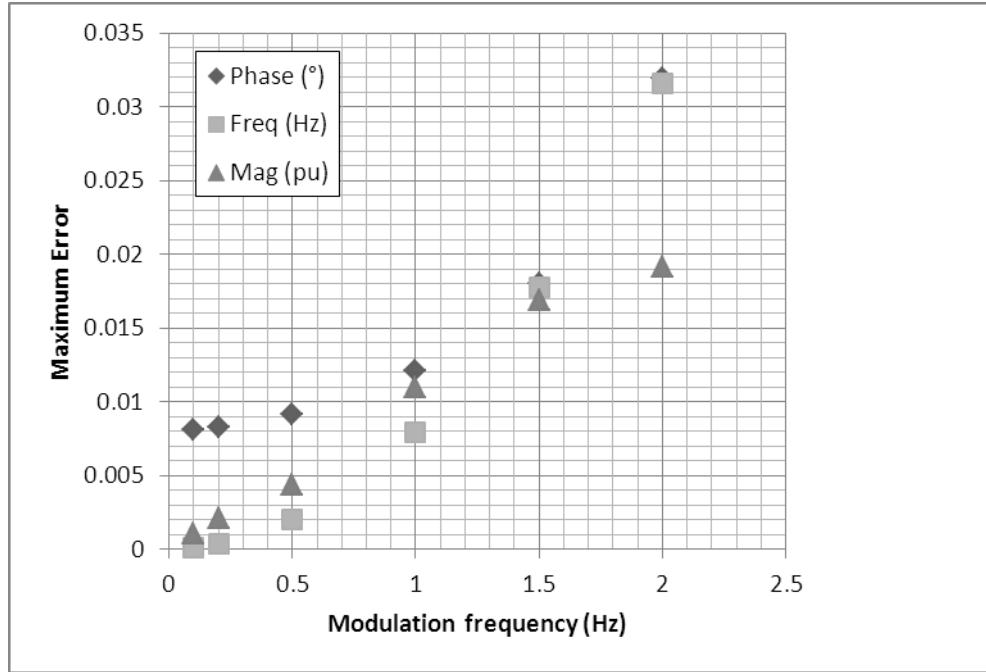


Figura 34 – Erro numérico máximo absoluto x frequência de modulação

modulação $f_m = 0,1$ Hz. Esses resultados podem ser usados como valores de referência de magnitude para a calibração de dispositivos submetidos a modulação de amplitude, como PMUs ou monitores de qualidade de energia.

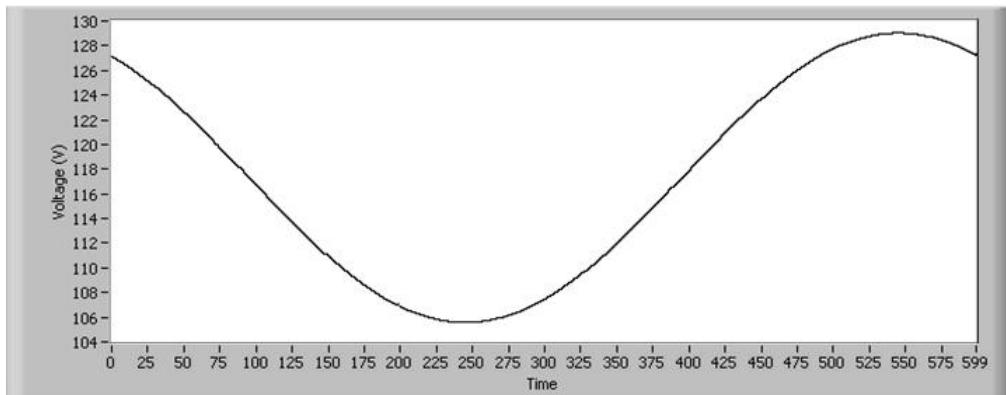


Figura 35 – Magnitude da modulação AM para $f_m = 0,1$ Hz.

O monitoramento de frequência foi realizado neste trabalho com o intuito de verificar a estabilidade da frequência durante os testes. Para isso, a frequência fundamental do sinal fornecido pela fonte foi medida durante testes de modulação em amplitude e trapezoidal e comparada ao valor nominal programado na fonte.

Para modulação em amplitude, da distribuição dos erros de frequência (FE) em relação à frequência nominal, foram obtidos o valor máximo, o valor mínimo e o desvio padrão distribuídos em torno da média, para cada frequência de modulação, como mostrado na figura 36. Os erros absolutos em relação ao valor nominal têm desvio padrão da ordem de 0,005 Hz e valores máximos de cerca de 0,02 Hz, que são coerentes com os valores

obtidos via simulação para $f_m \sim 1$ Hz. Para $f_m > 1$ Hz, a incerteza da estimativa é maior que os desvios padrão das medições, portanto não se pode concluir acerca da estabilidade das medições. Para valores $f_m < 1$ Hz, a incerteza obtida via simulação é baixa, permitindo inferir das medições que há uma instabilidade na frequência do sinal. Verificou-se, ao contrário do que se esperava, que a frequência do sinal gerado apresenta um desvio sistemático de cerca de 0,015 Hz em relação ao nominal.

Para uma modulação trapezoidal, os valores obtidos durante os estados estacionários podem ser analisados com o mesmo modelo aplicado na modulação AM, pois considera variações lentas de frequência. As medições mostram que a frequência fundamental apresenta desvios significativos em relação à nominal durante os afundamentos. Em uma situação limite, durante um afundamento de tensão para 10% do valor nominal, cujos valores de magnitude são mostrados na figura 37, erros de frequência de até $FE = 1$ Hz foram detectados, como mostrado na figura 38. Com variações desta magnitude na frequência, algoritmos de análise que sejam baseados no valor nominal da frequência e na sua estabilidade apresentarão erros consideráveis.

A percepção das limitações de desempenho motivaram o desenvolvimento de uma outra montagem, com maior capacidade de controle dos sinais de entrada e sincronização, apresentada na próxima seção.

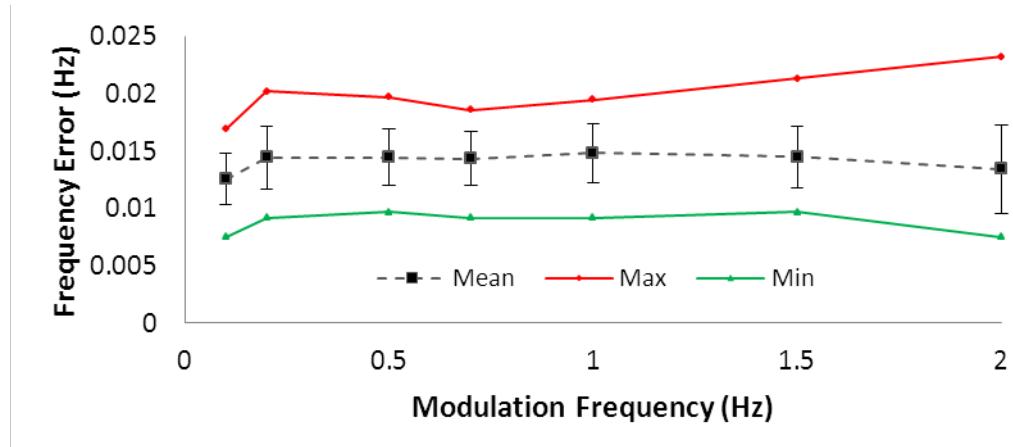


Figura 36 – Erro absoluto da medição de frequência (máximo, mínimo, média, um desvio padrão) x frequência de modulação.

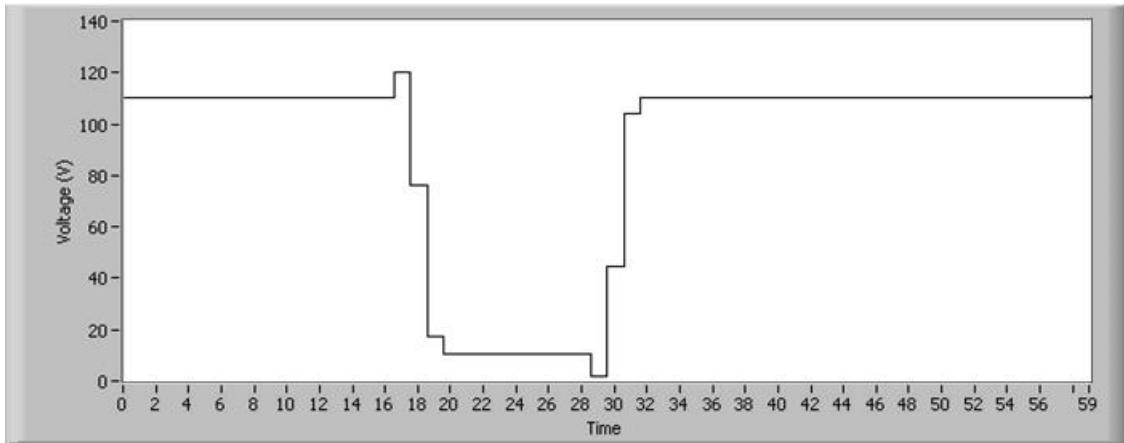


Figura 37 – Afundamento de tensão para 10%, com rampa de 2 ciclos.

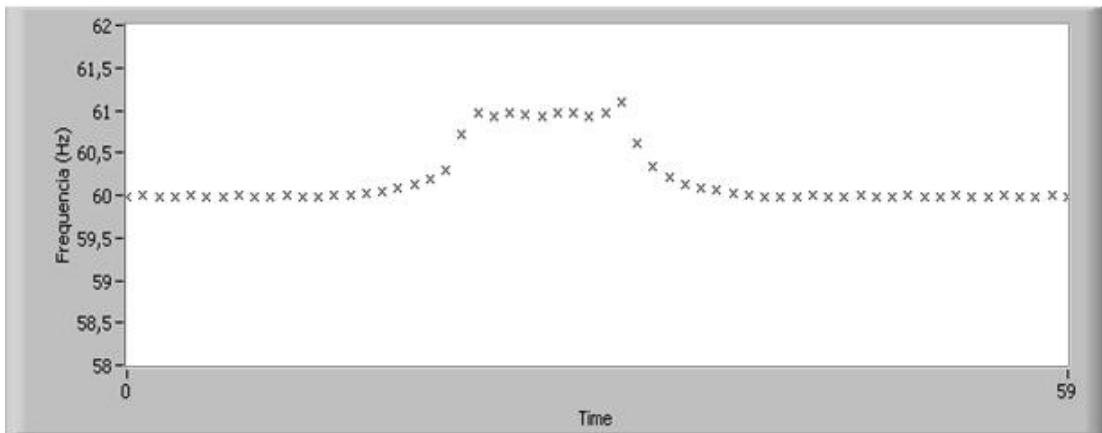


Figura 38 – Variação de frequência durante afundamento de tensão para 10%, com transição de 9 ciclos.

A.3 Modelo Geral

Para a geração dos sinais no calibrador, podemos adotar a forma paramétrica

$$x_g(t) = X_m[1 + h_m m(t, \tau_1, \tau_2)] \cos [(2\pi(f_1 + h_f)m(t, \tau_1, \tau_2))t + \phi_0 + h_a m(t, \tau_1, \tau_2)], \\ (t, \tau_1, \tau_2) \in \mathcal{I}_T \quad (\text{A.5})$$

em que X_m representa a magnitude inicial do sinal, h_m a amplitude relativa do salto de magnitude, f_1 é a frequência inicial, h_f é a altura do salto em frequência, ϕ_0 é a fase inicial, h_a é a amplitude do salto de fase, e $m(\tau_1, \tau_2)$ é uma função de modulação que represente as transições em dois instantes diferentes, $0 < \tau_1 < \tau_2 \leq T$. Se os saltos podem ser representados por degraus unitários $u(t)$, temos

$$m(\tau_1, \tau_2) = u(t - \tau_1) - u(t - \tau_2). \quad (\text{A.6})$$

Para fins de análise, iremos adotar o modelo

$$x(t) = x_g(t) + \eta(t), \quad (\text{A.7})$$

em que $\eta(t)$ representa o ruído presente no sistema.

Os afundamentos de tensão de interesse para este investigação são caracterizados por salto de fase e magnitude combinados ocorrendo no instante τ_1 , com uma duração $\tau_2 - \tau_1$, seguido de outro salto de fase e magnitude combinados ocorrendo no instante τ_2 , de forma a retornar ao estado inicial. Do modelo geral (A.5), basta fazer

$$h_f = 0, \quad (\text{A.8})$$

$$h_m \neq 0, \quad (\text{A.9})$$

$$h_a \neq 0, \quad (\text{A.10})$$

$$m(t, \tau) = u(t - \tau_1) - u(t - \tau_2) \quad (\text{A.11})$$

Para avaliarmos com mais detalhes o caso específico da discriminação de saltos de frequência em relação a afundamentos de tensão, os resultados das simulações foram impressos nos gráficos das figuras 40 a ??, em função da localização do salto. Pode-se perceber que em EF1, EF5 e EF6 (figuras 40, 39 e ??, respectivamente), há uma faixa de valores de τ para os quais a diferenciação é possível: longe das bordas, a partir de $\tau = 0,2T$ até $\tau = 0,6$ (EF1) ou $\tau = 0,7$ (EF5 e EF6). Em EF2 e EF3 (figuras ?? e ??, respectivamente), os erros de estimativa de h_f para o afundamento são muito grandes, impossibilitando qualquer análise. Já em EF4 (figura ??), são os erros de estimativa de h_f para o salto de frequência que impossibilitam a discriminação.

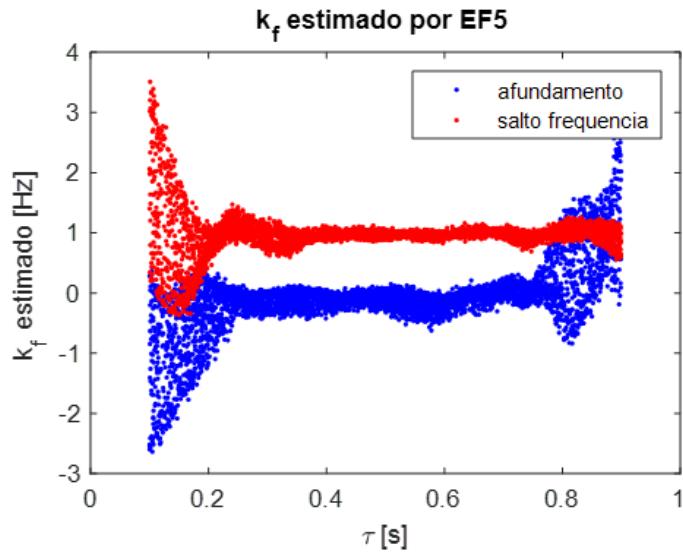


Figura 39 – Estimativas de h_f pelo EF5 para sinal com salto de frequência e sinal com afundamento, em função de τ .

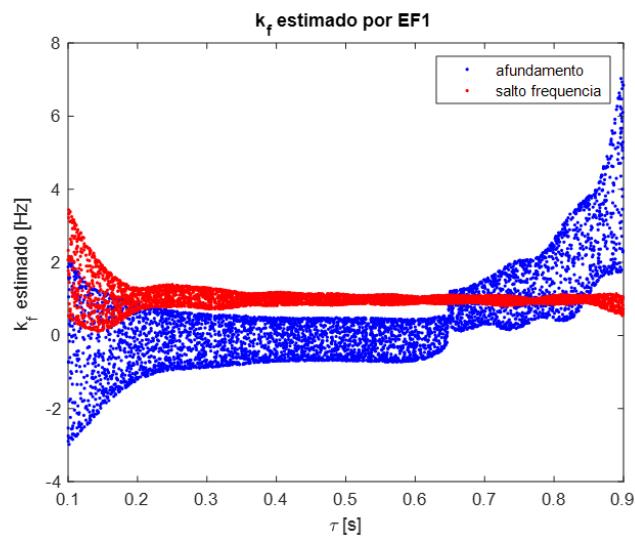


Figura 40 – Estimativas de h_f pelo EF1 para sinal com salto de frequência e sinal com afundamento.