



Universidade Federal de Juiz de Fora
Programa de Pós-graduação em Engenharia Elétrica

Renato Ribeiro Aleixo

PROPOSTA E IMPLEMENTAÇÃO DE UMA MICRO-PMU

Dissertação de Mestrado

Juiz de Fora
2018

Renato Ribeiro Aleixo

Proposta e Implementação de uma Micro-PMU

Monografia apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica Universidade Federal de Juiz de Fora, como requisito para a obtenção do Título de Mestre em Engenharia Elétrica.

Orientador: Prof. Leandro Rodrigues Manso Silva, Dr. Eng.
Coorientador: Prof. Carlos Augusto Duque, D.Sc.

Juiz de Fora
2018

Renato Ribeiro Aleixo

Proposta e Implementação de uma Micro-PMU

Monografia apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica Universidade Federal de Juiz de Fora, como requisito para a obtenção do Título de Mestre em Engenharia Elétrica.

Aprovada em 01 de março de 2018.

BANCA EXAMINADORA:

Prof. Leandro Rodrigues Manso Silva, Dr. Eng.
Universidade Federal de Juiz de Fora, UFJF, Orientador

Prof. Carlos Augusto Duque, D.Sc.
Universidade Federal de Juiz de Fora, UFJF, Coorientador

Prof. Mariane Rembold Petraglia, Ph.D.
Universidade Federal do Rio de Janeiro, UFRJ

Prof. José Luiz Rezende Pereira, Ph.D.
Universidade Federal de Juiz de Fora, UFJF

Prof. Luciano Manhães de Andrade Filho, D.Sc.
Universidade Federal de Juiz de Fora, UFJF

*À toda minha família e
aos meus amigos.*

AGRADECIMENTOS

Primeiramente a Deus e em especial a minha família, Aliomar, Terezinha e Tania, pelo apoio e motivação em todos os momentos de minha caminhada.

A minha amada companheira Mariana, pela paciência, compreensão, carinho, amor, dedicação e apoio incondicional.

Aos Professores Leandro Rodrigues Manso Silva, Dr. Eng. e Carlos Augusto Duque, D.Sc. pela orientação, ensinamentos, amizade, atenção e paciência durante todo o desenvolvimento deste trabalho.

Aos amigos do LAPTEL, em especial Henrique Monteiro, Guilherme Gaudereto e Ramon Reis.

Ao CNPq, CAPES, FAPEMIG, à Universidade Federal de Juiz de Fora e à Faculdade de Engenharia pelo suporte financeiro e por prover as ferramentas necessárias para o desenvolvimento deste trabalho.

A satisfação está no esforço e não apenas
na realização final.

Mahatma Gandhi

RESUMO

Este trabalho tem como objetivo a proposta de uma Unidade de Medição Fasorial (do inglês, *Phasor Measurement Unit*)(PMU), de baixo custo, voltada para o monitoramento da distribuição de energia elétrica. O medidor proposto pode ser conectado à rede de baixa tensão, possibilitando assim o monitoramento dos sistemas de distribuição e transmissão de energia. O algoritmo de estimação fasorial que compõe o software embarcado do equipamento faz uso do filtro Savitzky-Golay como aproximação da derivada, necessária no processo de estimação da frequência do componente fundamental do sinal. O hardware utilizado é composto pelo microprocessador ARM TM4C1294NCPDT da Texas Instruments, um módulo GPS NEO-6M da uBlox, um módulo Wi-Fi ESP8266, além de um circuito de condicionamento do sinal analógico. O sincronismo das medições realizadas é garantido graças ao sinal composto por um pulso por segundo fornecido pelo GPS. Para o envio dos dados gerados pelo medidor proposto, o protocolo definido na norma vigente para PMUs foi utilizado. As estimativas podem ser armazenadas e visualizadas em tempo real através de um software monitor de dados de sincrofasores. Os resultados contemplam os testes exigidos pela norma, avaliando-se o erro total da estimação do fasor, o erro de frequência e o erro de taxa de variação da frequência. Por último, a fim de se reafirmar o sincronismo existente entre as medições realizadas por mais de um equipamento, estimou-se os fasores e a frequência em pontos distintos do sistema 4 Barras do IEEE, simulado em tempo real no RTDS, onde pode-se observar a estimação correta da defasagem entre duas barras desse sistema.

Palavras-chave: PMU, Estimação fasorial, sincrofasores, Savitzky-Golay, Microprocessador, Processamento de sinais, GPS, OpenPDC, WAMS, IEEE C37.118.

ABSTRACT

The present work proposes of a low cost Phasor Measurement Unity (PMU), for monitoring the power distribution system. The proposed meter can be connected at the low voltage level, making possible the monitoring of the distribution system and the transmission system. The algorithm used to compute the phasor estimation that composes the embedded software in the equipment uses the Savitzky-Golay filter to approximate the differentiation process, necessary in the frequency estimation of the fundamental component of the signal. The hardware of the equipment is composed by a microprocessor AMR TM4C1294NCPDT of Texas Instruments, a uBlox GPS NEO-6M module, a Wi-Fi ESP8266 module and an analog conditioning circuit. The synchronism of the measurements is guaranteed due to a pulse per second signal from the GPS module. For the transmission of the data generated by the PMU, the protocol suggested by the standard is used. The estimated parameters can be visualized in real time through the Synchrophasor Data Monitor Software. The results contemplate the tests required by the IEEE standard C37.118.1 and the analyses of the total vector error, frequency error and rate of change of frequency error. Finally, to attest the synchronism between different PMUs, a test in a Real Time Digital Simulator (RTDS) was made, where the 4 bus IEEE system was simulated. The difference of the angles estimated for different buses was computed and the obtained values were according to the expected.

Keywords: Phasor Estimation, Synchrophasor, Savitzky-Golay, Microprocessor, Signal Processing, GPS, OpenPDC, WAMs, IEEE C37.118.

LISTA DE ILUSTRAÇÕES

Figura 1	Sistema de medição fasorial.	18
Figura 2	Medição fasorial nas barras de um SEP.	19
Figura 3	Primeira PMU.(PHADKE & THORP, 2008)	22
Figura 4	PQube - Analisador de qualidade de energia e medidor de sicrofasores.	23
Figura 5	Representação fasorial de uma senoide.	24
Figura 6	Diagrama do algoritmo de estimação fasorial AVG-AVG2COMP DFT.	29
Figura 7	Diagrama de blocos do método de estimação.	34
Figura 8	Modelo básico do processamento do fasor em PMUs.	34
Figura 9	Coefficientes do filtro para Classe M ($F_S = 60fps$ e amostragem de 1440 Hz).	37
Figura 10	Representação gráfica do fasor da Eq. (3.5).	38
Figura 11	Magnitude estimada em condição de frequência <i>off-nominal</i>	38
Figura 12	Fase estimada para uma senoide pura de 60 Hz.	39
Figura 13	Fase estimada para uma senoide de 61Hz.	39
Figura 14	Fase estimada para uma senoide de 55 Hz.	40
Figura 15	Resposta em frequência do filtro Savitzky-Golay.	42
Figura 16	cálculo da derivada de um sinal discreto de ângulos de fase	42
Figura 17	Diagrama de blocos da estimação da frequência.	43
Figura 18	Transitórios inseridos nos filtros S-G devido ao comportamento descontínuo da fase.	44
Figura 19	Coefficientes do filtro de <i>anti-aliasing</i>	46
Figura 20	Resposta em frequência do filtro <i>anti-aliasing</i> do tipo <i>equiripple</i> com frequência de parada em 480 Hz.	46
Figura 21	Resposta em frequência do filtro IIR com frequência de corte em 5 Hz e fase não linear.	47
Figura 22	Diagrama de polos e zeros da função transferência do filtro IIR.	48

Figura 23	Processos de filtragem utilizados na estimação da frequência.	49
Figura 24	Condicionamento analógico do sinal de tensão.	51
Figura 25	Placa de condicionamento de sinais analógicos utilizada.	51
Figura 26	Kit de desenvolvimento ARM Cortex-M4 TM4C1294NCPDT.	53
Figura 27	Módulo GPS Ublox 6M.	54
Figura 28	Processo de formação da janela deslizante no tempo para processamento do sinal.	55
Figura 29	Implementação do algoritmo de estimação de fasores e de frequência no processador ARM.	56
Figura 30	Módulo Wi-fi ESP8266.	58
Figura 31	<i>Firmware</i> embarcado no ESP8266.	58
Figura 32	Erro da frequência de amostragem.	60
Figura 33	Ângulos de fase estimados e corrigidos.	61
Figura 34	Interface inicial do OpenPDC Manager.	62
Figura 35	Software de teste da comunicação entre o OpenPDC e PMUs.	63
Figura 36	Software de monitoramento das medições das PMUs desenvolvido. .	64
Figura 37	Sinal de teste composto por uma senoide de 60 Hz com 40 dB de SNR.	68
Figura 38	Sinal de teste composto por uma senoide de 59,95 Hz, harmônicos e 40 dB de SNR.	68
Figura 39	Sinal de tensão para o teste de degrau na amplitude.	70
Figura 40	Sinal de tensão para o teste de degrau na fase.	70
Figura 41	Visão geral dos métodos de estimação AVG-AVG2COMP DFT e Savitzky-Golay IIR.	71
Figura 42	Hardware utilizado na implementação do algoritmo e seu teste inicial.	76
Figura 43	Estimações realizadas para uma senoide com frequência nominal de 55 Hz.	76
Figura 44	Estimações realizadas para uma senoide de 60 com 10% de terceira harmônica.	77
Figura 45	Estimações realizadas para uma senoide de 60 Hz com 40dB de SRN.	78
Figura 46	Estimações realizadas para senoide de 59,95 Hz com harmônicos de	

	segunda a quinquagésima ordem.	78
Figura 47	Estimações realizadas para sinal senoidal com frequência variando linearmente de 55 Hz a 65 Hz.	79
Figura 48	Estimações realizadas para sinal de 60 Hz com 10% de modulação na amplitude.	80
Figura 49	Estimações realizadas para sinal de 60 Hz com de modulação na amplitude.	80
Figura 50	RTDS utilizado para as simulações.	82
Figura 51	RTDS utilizado para as simulações.	82
Figura 52	Diagrama fasorial da medição das três fases.	83
Figura 53	Histograma da diferença entre os ângulos estimados entre fase C e A.	84
Figura 54	Histograma da diferença entre os ângulos estimados entre fase B e A.	84
Figura 55	Histograma das estimações de frequência realizadas pela Micro-PMU na Barra 1 do sistema 4 barras.	85
Figura 56	Tela do software de monitoramento das medições fasoriais durante a aquisição dos dado de duas micro-PMUs.	86
Figura 57	Histograma das estimações de magnitude na barra 1 do sistema 4 barras simulado no RTDS.	87
Figura 58	Histograma das estimações de magnitude na barra 4 do sistema 4 barras simulado no RTDS.	87
Figura 59	Histograma da diferença angular das barras 1 e 4 do sistema 4 barras simulado no RTDS.	88

LISTA DE TABELAS

Tabela 1	Parâmetros do filtro passa-baixas para PMUs de classe M. (IEEE, 2011a)	36
Tabela 2	Requisitos estabelecidos pela C37.118.1-2014	66
Tabela 3	Requisitos para o teste de degrau estabelecidos pela IEEE C37.118.1-2014	67
Tabela 4	Sinais de Teste utilizados	72
Tabela 5	Erros das estimações dos métodos	73
Tabela 6	Evolução dos erros de frequência após cada processo da estimação de frequência	74
Tabela 7	Resultados dos testes de degrau na amplitude e fase - AVG-AVG2COMP DFT	74
Tabela 8	Resultados dos testes de degrau na amplitude e fase - S-G IIR	75
Tabela 9	Resultados das medições da implementação em hardware	81
Tabela 10	Descrição dos campos comuns à todos os <i>frames</i>	96
Tabela 11	Estrutura do <i>frame</i> de dados	99
Tabela 12	Estrutura dos <i>frames</i> de configuração 1 e 2	102

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

- ADC** Conversor analógico-digital (do inglês, *Analogic digital converter*)
- ARM** Máquina RISC Avançada (do inglês, *Advanced RISC Machine*)
- DFT** Transformada Discreta de Fourier (do inglês, *Discrete Fourier Transform*)
- DSP** Processador digital de sinais (do inglês, *digital signal processor*)
- FDRs** Registradores de distúrbios na frequência (do inglês, *frequency disturbance recorders*)
- FE** Erro de frequência (do inglês, *frequency error*)
- FFT** Transformada Rápida de Fourier (do inglês, *Fast Fourier Transform*)
- FIR** resposta ao impulso finita (do inglês, *finite impulse response*)
- FNET/GridEye** Rede de monitoramento de frequência (do inglês, *frequency monitoring network*)
- FPGA** Arranjo de Portas Programáveis em Campo (do inglês, *field-programmable gate array*)
- GPS** Sistema de posicionamento global (do inglês, *global positioning system*)
- HIL** *hardware-in-the-loop*
- IIR** resposta ao impulso infinita (do inglês, *infinite impulse response*)
- IOT** Internet das coisas (do inglês, *internet of things*)
- IpDFT** Transformada Discreta de Fourier Interpolada (do inglês, *Interpolated Discrete Fourier Transform*)
- PDC** Concentrador de dados fasoriais (do inglês, *phasor data concentrator*)
- PMU** Unidade de Medição Fasorial (do inglês, *Phasor Measurement Unit*)
- PPS** pulso por segundo (do inglês, *pulse per second*)

RFE Erro da taxa de variação da frequência (do inglês, *rate of change of frequency error*)

ROCOF Taxa de variação da frequência (do inglês, *rate of change of frequency*)

RTDS Simulador digital em tempo real, do inglês, *Real time digital simulator*

SCADA Supervisório de controle e aquisição de dados (do inglês, *Supervisory Control and Data Acquisition*)

SEP Sistema Elétrico de Potência

S-G Savitzky-Golay

SNR Relação sinal-ruído (do inglês, *Signal-to-Noise Ratio*)

TVE Erro total do vetor (do inglês, *total vector error*)

TFT Transformada de Taylor-Fourier (do inglês, *Taylor-Fourier Transform*)

TWLS Expansão de Taylor ponderada por mínimos quadrados (do inglês, *Taylor Expansion Weighted Least Square*)

UART Recebedor/Transmissor assíncrono universal (do inglês, *Universal asynchronous receiver/transmitter*)

uDMA Micro acesso direto à memória (do inglês, *micro Direct memory access*)

UTC Relógio de tempo universal (do inglês, *Universal time clock*)

WAMS Sistemas de monitoramento de grandes áreas (do inglês, *Wide-area measurement systems*)

SUMÁRIO

1	Introdução	17
1.1	Sistema de Medição Fasorial Sincronizada	18
1.2	Objetivos	20
1.3	Divisão do trabalho	20
2	Revisão Bibliográfica	21
2.1	Evolução histórica da medição fasorial	21
2.2	A representação fasorial e a Transformada Discreta de Fourier	23
2.3	Métodos de Estimação Fasorial baseados na Transformada Discreta de Fourier (do inglês, <i>Discrete Fourier Transform</i>) (DFT)	27
2.4	Normas vigentes	30
2.5	Conclusões do Capítulo	32
3	Método de Estimação Proposto	33
3.1	Estimação do Fazor	34
3.2	Estimação da frequência utilizando o filtro Savitzky-Golay	40
3.2.1	O processo de Decimação	45
3.2.2	Filtro IIR	47
3.3	Conclusões do capítulo	49
4	Implementação em Hardware	50
4.1	Condicionamento do Sinal analógico	50
4.2	Implementação do algoritmo no microprocessador ARM	52
4.3	Correção da fase reportada	59

4.4	Software Monitor	61
4.5	Conclusões do capítulo	64
5	Resultados	65
5.1	Testes propostos pela IEEE C37.118.1-2014	65
5.2	Desempenho do método de estimação proposto	71
5.3	Resultado das Medições da Micro-PMU	75
5.4	Resultado das Medições Realizadas no RTDS	81
5.5	Conclusões do Capítulo	88
6	Conclusões finais	89
6.1	Trabalhos Futuros	90
6.2	Publicações Decorrentes do Trabalho	91
	Referências	92
	Apêndice A – Norma IEEE C37.118.2 2011	95
A.1	Formato das mensagens	95
A.2	Campos comuns à todas as mensagens	96
A.3	<i>Frame de dados</i>	99
A.4	<i>Frame de configuração</i>	101

1 INTRODUÇÃO

Com a constante modernização do sistema elétrico decorrente do aumento da demanda de energia, da crescente implantação de gerações distribuídas e da interligação do Sistema Elétrico de Potência (SEP) estudos para o desenvolvimento de um melhor gerenciamento, controle e monitoramento têm se tornado cada vez mais necessários. Para se atingir uma melhor confiabilidade do sistema é crucial que seu monitoramento seja preciso e o mais próximo do tempo real possível . (PHADKE & THORP, 2008)

O sistema convencional de medições e supervisão do SEP utiliza tecnologias que apresentam um bom desempenho, em se tratando da proteção de equipamentos e do SEP. Entretanto, o sistema elétrico se torna cada vez mais dinâmico, exigindo métodos mais sofisticados de monitoramento e alerta. Sistemas para o monitoramento do sistema elétrico em grandes áreas, também chamados de Sistemas de monitoramento de grandes áreas (do inglês, *Wide-area measurement systems*) (WAMS), podem ser muito mais responsivos com o advento dos sincrofasores, uma vez que se tornam possíveis medições dos ângulos de fase com uma referência comum de tempo em pontos distantes no sistema. As WAMS surgiram no final da década de 60 com o uso de sistemas conhecidos como Supervisório de controle e aquisição de dados (do inglês, *Supervisory Control and Data Acquisition*) (SCADA), com o principal objetivo de estimar o estado do SEP.

Os sistemas convencionais de monitoramento podem reunir informações como as tensões nos barramentos, fluxo de corrente nas linhas, potência entregue pelas gerações, carga das linhas e informações gerais de status das interconexões. Apesar deste sistema de medição funcionar bem, as informações que ele pode fornecer possuem limitações, como uma baixa taxa de envio, normalmente de 2 a 10 segundos. Eventos dinâmicos do SEP podem ser avaliados através de cálculos que usam aproximações das características do sistema. Entretanto, de uma maneira geral tais cálculos são computacionalmente pesados e as aproximações dos modelos nem sempre são confiáveis (BERG; SALEHFAR & NEJADPAK, 2015).

1.1 SISTEMA DE MEDIÇÃO FASORIAL SINCRONIZADA

Um sistema de medição fasorial sincronizada é composto basicamente de três elementos: unidades de medição, uma fonte de sincronismo e o concentrador de dados. As unidades de medição compreendem os equipamentos conhecidos como Unidade de Medição Fasorial (do inglês, *Phasor Measurement Unit*) (PMU), o sincronismo entre os equipamentos é obtido pelo sinal de pulso por segundo (do inglês, *pulse per second*) (PPS) proveniente do Sistema de posicionamento global (do inglês, *global positioning system*) (GPS) e o concentrador de dados pode ser definido como um servidor e banco de dados no qual as medições são armazenadas e processadas. A Figura 1 ilustra um sistema de medição fasorial sincronizado empregado no monitoramento de cinco barramentos de um sistema de potência.

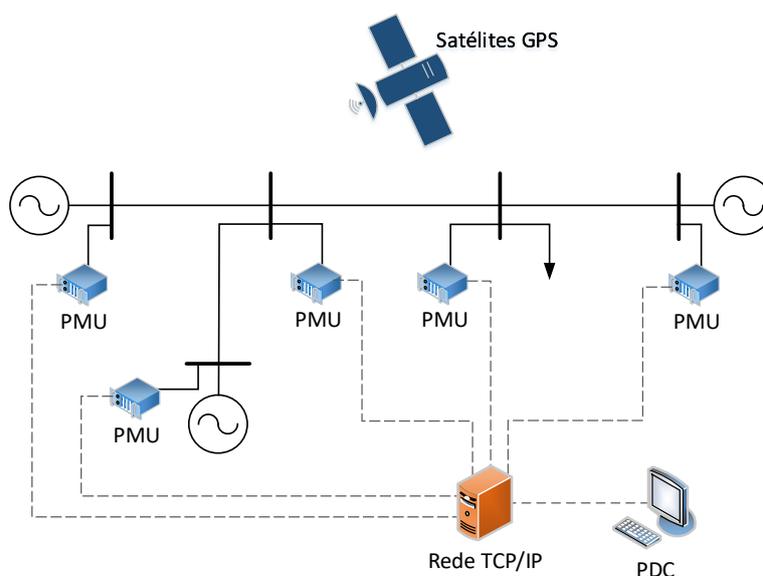


Figura 1: Sistema de medição fasorial.

Pode-se observar na Figura 1 que todas as barras do sistema ilustrado possuem uma PMU conectada, o que caracterizaria um sistema de monitoramento ideal. A comunicação com o Concentrador de dados fasoriais (do inglês, *phasor data concentrator*) (PDC) se dá, normalmente, pela rede ethernet, utilizando protocolos TCP/IP ou UDP (IEEE, 2011b).

Uma das características mais importantes das PMUs é que as medições recebem uma estampa de tempo de alta precisão no momento em que são realizadas, portanto a velocidade e latência da transmissão do dado não invalidam sua posterior utilização pelo

concentrador. Todas as medições das PMUs que possuem a mesma estampa de tempo são utilizadas para inferir o estado do sistema elétrico naquele instante. Evidentemente, é possível que os dados das PMUs cheguem ao concentrador de dados em diferentes momentos a depender dos atrasos da comunicação inerentes ao processo de transmissão a partir de diferentes locais. Dessa forma, as estampas de tempo associadas às medições proporcionam uma maneira de indexação que possibilita a criação de uma fotografia coerente do estado do sistema elétrico.

Com o uso da tecnologia de medição de sincrofasores, pode-se medir a diferença de fase absoluta entre diferentes locais em um SEP e monitorar a dinâmica dos ângulos de fase com uma referência de tempo absoluta, como ilustrado na Figura 2. Além disso, os dados são reportados em uma taxa de até 60 vezes por segundo. Com estas contribuições a estimação de estado tem sua precisão e velocidade de cálculo melhoradas significativamente, uma vez que aproximações antes necessárias, não são mais utilizadas (BERG; SALEHFAR & NEJADPAK, 2015).

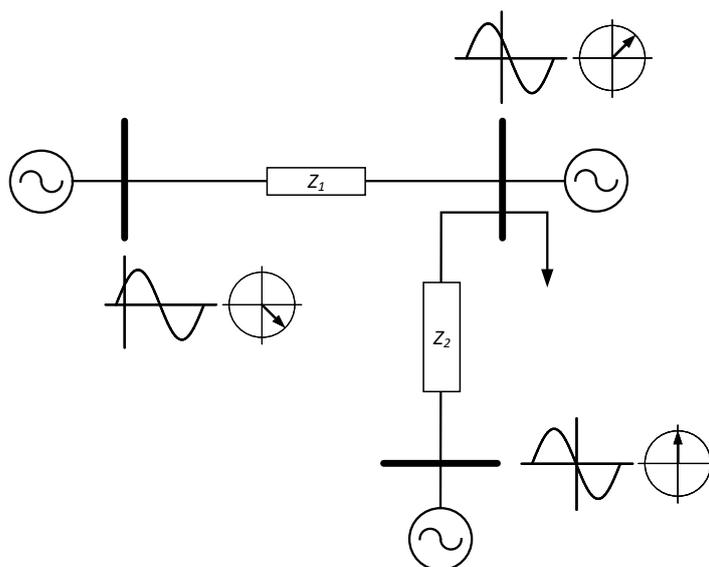


Figura 2: Medição fasorial nas barras de um SEP.

Como observado na Figura 2, com o uso de PMUs, os ângulos de fase das tensões em um SEP são diretamente medidos em relação a uma mesma referência temporal e não mais inferidos, reduzindo assim a carga computacional necessária para a estimação do estado desse sistema.

1.2 OBJETIVOS

O objetivo do trabalho apresentado é o desenvolvimento de uma Micro-PMU que atenda aos requisitos estabelecidos pelas normas C37.118.1a - IEEE Standard for Synchrophasors Measurement for Power Systems (IEEE, 2011a) e C37.118.2b - IEEE Standard for Synchrophasors Data Transfer for Power Systems (IEEE, 2011b), e que possa ser utilizada no nível de distribuição de energia elétrica. Para isso, os conceitos, normas e principais trabalhos já publicados sobre este assunto serão apresentados. Também é proposto um método para estimação fasorial e de frequência, sendo este comparado com outro método encontrado na literatura.

1.3 DIVISÃO DO TRABALHO

Esse trabalho está dividido em cinco capítulos: no Capítulo 2 é feita a revisão bibliográfica apresentando um histórico sobre equipamentos e métodos de estimação fasorial; no Capítulo 3 será abordada a técnica de estimação fasorial e frequência utilizada; o Capítulo 4 descreve a implementação em hardware da técnica proposta; O Capítulo 5 apresenta os resultados obtidos a partir de simulações em tempo real e os testes de conformidade com a norma de PMUs; o Capítulo 6 apresenta a conclusão e os trabalhos futuros e por fim no Apêndice A estão os principais pontos da norma IEEE C37.118.2b que trata dos requisitos para a transmissão das medições.

2 REVISÃO BIBLIOGRÁFICA

Neste capítulo será feita uma revisão a respeito das unidades de medição fasorial, dos conceitos aplicados nas mesmas, dos algoritmos de processamento de sinais utilizados e das normas vigentes.

2.1 EVOLUÇÃO HISTÓRICA DA MEDIÇÃO FASORIAL

Na década de 70 deu-se início as pesquisas de sistemas de relés de proteção baseados em computadores. Em uma das aplicações de proteção de linhas de transmissão, os relés de distância, era necessário que as tensões e correntes fossem adquiridas de forma síncrona, o que não era uma tarefa complicada uma vez que os sinais encontravam-se todos no mesmo barramento. Medições sincronizadas para longas distâncias só se tornaram viáveis a partir da segunda metade da década de 80, quando surgiu o GPS. Com isso nascia através da junção da tecnologia de sincronização fornecida pelo GPS e da técnica de medição de relés de distância o conceito de unidade de medição fasorial e PMU (NUQUI & PHADKE, 2005).

As primeiras medições diretas de ângulos de fase são datadas do início dos anos 80. Os sistemas de sincronismo eram baseados nos sinais dos satélites LORAN-C (satélite destinado a rádio navegação), GOES (Satélite de monitoramento ambiental) e transmissões de rádio HGB (sinal de rádio de baixa frequência, denominada como referência de tempo suíça). Com base em tais sinais eram obtidas as referências para medição fasorial sincronizada em diferentes localizações.

O sistema GPS teve seu funcionamento iniciado após o lançamento de um conjunto de satélites em 1978 pelo departamento de defesa norte americano. Em 1994 havia 24 satélites formando uma rede com seis planos orbitando a uma altitude de 20.000 km. A principal aplicação do sistema é a obtenção das coordenadas de latitude e longitude de um dado receptor. No que se refere à PMU, sua utilidade está no fornecimento de data, hora e do PPS, sendo este último o sinal que possibilita o sincronismo das

medições. (MARTINS et al., 2011)

Com o primeiro protótipo de PMU desenvolvido na Virginia Tech (EUA) no início dos anos 80, a integração de técnicas de sincronismo temporal e de medidas computacionais proporcionava, pela primeira vez, a possibilidade de se medir fasores e suas diferenças angulares no sistema elétrico de potência (CENTENO et al., 1993). A Figura 3 mostra a PMU desenvolvida pela Virginia Tech.

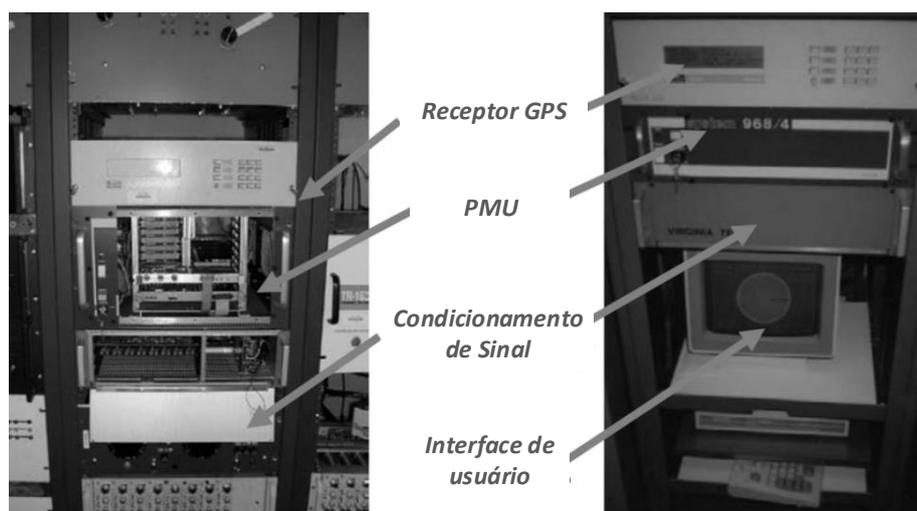


Figura 3: Primeira PMU.(PHADKE & THORP, 2008)

Uma vez que os sistemas convencionais de monitoramento e de estimação do estado do sistema se baseavam em medições das magnitudes das grandezas elétricas e da potência elétrica, surgia a possibilidade de se adicionar aos cálculos o valor de fase dessas grandezas. Graças a isso, um melhor aproveitamento computacional foi possível, elevando as taxas nas quais as estimações eram realizadas (BERG; SALEHFAR & NEJADPAK, 2015). As primeiras normatizações para PMU foram publicadas pelo IEEE em 1991 e as principais referências para estudo e pesquisas relacionadas ao assunto são: (IEEE C37.118-2014; IEEE C37.244-2013; IEEE 1159-2001; IEEE 1344-1995; IEC 61850). Atualmente, as PMUs comerciais estão contidas em equipamentos de maior porte voltados para subestações e com diversas outras funções como proteção, oscilografia, análise de qualidade de energia e armazenamento de sinais, o que aumenta o valor agregado do equipamento. PMUs de tamanho reduzido e voltadas para o monitoramento da rede de distribuição ainda são difíceis de serem encontradas no mercado. O equipamento mais conhecido e avançado até o momento é o PQcube3 (PQUBE3, 2018). A Figura 4 mostra o quão compacto é o PQube 3.



Figura 4: PQube - Analisador de qualidade de energia e medidor de sicrofasores.

O primeiro sistema de monitoramento fasorial de grandes áreas desenvolvido para o nível de distribuição está em operação nos EUA. Denominado Rede de monitoramento de frequência (do inglês, *frequency monitoring network*) (FNET/GridEye) (LIU et al., 2016) o sistema iniciou sua operação em 2003 e faz uso de Registradores de distúrbios na frequência (do inglês, *frequency disturbance recorders*) (FDRs), pertencentes à família das PMUs, para coletar dados do sistema de potência como frequência, magnitude e ângulo de fase das tensões e informações de qualidade de energia (LIU et al., 2016). Com isso, chamou-se a atenção para a necessidade da expansão das WAMS para o nível de distribuição. Como exemplo, (MEIER et al., 2014) define o conceito de Micro-PMU, equipamento voltado para monitoramento do sistema de distribuição de energia elétrica em tempo real, a fim de se obter uma melhor observabilidade e controle.

2.2 A REPRESENTAÇÃO FASORIAL E A TRANSFORMADA DISCRETA DE FOURIER

Os fasores são ferramentas básicas para a análise de circuitos, utilizados para representar ondas senoidais da frequência fundamental de um sistema elétrico em regime permanente. O processo de estimação de uma grandeza fasorial se dá, necessariamente, pela obtenção de sua magnitude, fase e frequência. Contudo, mesmo quando o sistema não está exatamente em estado permanente, os fasores são utilizados para descrever o comportamento do sistema de potência. Por exemplo, quando o sistema está passando por oscilações eletromagnéticas durante alterações de carga as formas de

onda de tensão e corrente não estão em estado permanente, tão pouco a frequência do sistema está em seu valor nominal. Como nestes casos as variações das grandezas elétricas são relativamente lentas, os fasores ainda podem descrever o estado do sistema quando se considera tais situações dinâmicas como sendo uma série de estados permanentes (PHADKE, 1993). A Equação (2.1) define um sinal puramente senoidal.

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

em que, $x(t)$ é o sinal no domínio do tempo, X_m é a amplitude da senoide do componente de frequência angular ω , e ϕ é a defasagem dessa senoide em relação a uma dada referência como ilustrado na Figura 5, em que, X_{rms} é o valor eficaz de $x(t)$.

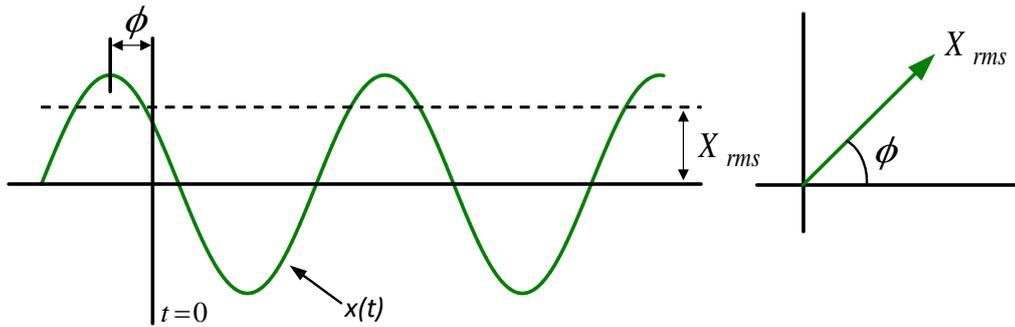


Figura 5: Representação fasorial de uma senoide.

A expressão que representa o fasor do sinal em (2.1) é normalmente feita como em (2.2):

$$\mathbf{X} = \frac{X_m}{\sqrt{2}} e^{j\phi} = \frac{X_m}{\sqrt{2}} (\cos\phi + j\sin\phi) = X_r + jX_i \quad (2.2)$$

em que, X_r e X_i são as partes real e imaginária do fasor (\mathbf{X}), respectivamente. O valor de ϕ irá depender da referência temporal adotada. É importante ressaltar que este fasor representado em (2.2) está definido para uma frequência angular ω , sendo assim operações fasoriais devem ser realizadas apenas com fasores pertencentes à mesma referência temporal e frequência.

Dado que a frequência e magnitude do componente fundamental nos sistemas de

potência não é fixa e oscila ligeiramente durante a operação, uma notação fasorial que contemple esta dependência temporal deve ser utilizada como em (2.3) (IEEE, 2011a).

$$x(t) = X_m(t) \cos\left(2\pi \int f(t)dt + \phi\right) \quad (2.3)$$

A equação (2.3) modela o caso mais geral onde $X_m(t)$ representa a função no tempo da amplitude e $f(t)$ é a frequência instantânea do sinal. Pode-se definir uma função $g(t) = f(t) - f_0$, na qual f_0 é a frequência nominal do sistema de potência e $g(t)$ é a diferença entre as frequências instantânea e nominal. Deve-se notar que $g(t)$ também é uma função do tempo, portanto (2.3) pode ser reescrita como em (2.4):

$$x(t) = X_m(t) \cos\left(2\pi \int (f_0 + g(t))dt + \phi\right) \quad (2.4)$$

e extraindo-se a constante f_0 da integral tem-se:

$$x(t) = X_m(t) \cos\left(2\pi f_0 t + 2\pi \int g(t)dt + \phi\right) \quad (2.5)$$

A representação do sincrofasor relativo ao sinal $x(t)$ descrito em (2.5), segundo (IEEE, 2014), pode ser escrita como:

$$\mathbf{X}(t) = \frac{X_m(t)}{\sqrt{2}} e^{j(2\pi \int g(t)dt + \phi)} \quad (2.6)$$

Esta equação é necessária quando se quer modelar corretamente o sinal de tensão quando a frequência instantânea é diferente da frequência nominal do sistema. Para o caso particular de uma frequência instantânea fixa desviada da nominal e uma amplitude fixa a equação (2.6) pode ser escrita como:

$$\mathbf{X}(t) = \frac{X_m}{\sqrt{2}} e^{j(2\pi \Delta f t + \phi)} \quad (2.7)$$

em que, o desvio entre a frequência instantânea e a frequência nominal é constante e dado por Δf .

Como colocado anteriormente, a representação fasorial é possível apenas para um sinal puramente senoidal. Entretanto, na prática é comum que o sinal esteja corrompido pela presença de componentes de diferentes frequências. Dessa forma se faz necessária a extração do componente do sinal correspondente à frequência fundamental, usualmente 60 Hz ou 50 Hz, para só assim representá-la por um fasor. A extração de um único componente de frequência de um sinal muitas vezes é realizada através do cálculo da Transformada de Fourier. Para o caso de sistemas digitais, nos quais o sinal é amostrado digitalmente, tem-se a DFT ou a Transformada Rápida de Fourier (do inglês, *Fast Fourier Transform*) (FFT) como métodos de estimação dos componentes desejados.

A DFT de um sinal discreto $x[n]$ é definida como:

$$X[k] = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N x[n] e^{-j2nk\pi/N} \quad (2.8)$$

em que, $X[k]$ são os coeficientes da transformada e N é o número de pontos contidos na janela retangular utilizada para o seu calculo.

Através da equação (2.8), o fasor do componente de frequência relativo à frequência fundamental do sinal pode ser obtido como:

$$X_{f1} = \frac{\sqrt{2}}{N} \sum_{n=1}^N x[n] e^{-j2n\pi/N} \quad (2.9)$$

Em casos em que a amostragem é realizada de maneira síncrona, ou seja, a frequência de amostragem é um múltiplo inteiro da frequência do sinal, e N também é um múltiplo inteiro do número de pontos contidos em um ciclo do componente fundamental do sinal, o fasor pode ser estimado corretamente, visto que a frequência do mesmo está na resolução da DFT.

Entretanto, caso o sinal apresente um desvio no valor de sua frequência, um fenômeno denominado espalhamento espectral afeta diretamente essa estimação. Uma maneira de se amenizar o efeito do espalhamento espectral é utilizar uma janela mais adequada. Uma função de janelamento conhecida por minimizar este efeito é a janela de Hamming (PHADKE & THORP, 2008). A expressão para a estimação do fasor utilizando-se uma janela de Hamming é dada pela (2.10).

$$X_{f1} = \frac{\sqrt{2}}{\sum_{n=1}^N W[n]} \times \sum_{n=1}^N x[n]W[n]e^{-j2n\pi/N} \quad (2.10)$$

em que, $W[n]$ representa a janela de Hamming com comprimento N , igual ao da janela de amostragem. A equação (2.11) define uma janela de Hamming.

$$W[n] = 0.54 - 0.46 \cdot \cos(2\pi n/N), \quad n = 0, 1, 2, \dots, N - 1 \quad (2.11)$$

2.3 MÉTODOS DE ESTIMAÇÃO FASORIAL BASEADOS NA DFT

O método de estimação fasorial é o principal processo embarcado em uma PMU. Métodos baseados na DFT são os mais comuns para as estimativas de fasor e frequência. A DFT é conhecida por ter como uma de suas principais vantagens o baixo custo computacional necessário em sua implementação, entretanto como discutido em (PHADKE & KASZTENNY, 2009) e (MACII; PETRI & ZORAT, 2012) sua precisão é afetada em condições dinâmicas do sistema e em situações onde a frequência do componente fundamental está desviada da nominal (*off-nominal*). Com isso, métodos alternativos baseados na DFT foram propostos com o intuito de melhorar a qualidade da estimação em estado permanente e em situações dinâmicas. Como exemplo, em (XIA & LIU, 2010) é feita uma análise dos erros do algoritmo de DFT convencional e propõe-se um algoritmo que inclui um fator de compensação no ângulo de fase, a fim de se aprimorar a precisão da estimação. Em (KAMWA; PRADHAN & JOOS, 2011) um filtro passa-banda complexo adaptativo é utilizado juntamente com a DFT, melhorando o desempenho em situação dinâmica. Em (KAMWA; SAMANTARAY & JOOS, 2014) são discutidos algoritmos que fazem uso de filtros com resposta ao impulso finita (do inglês, *finite impulse response*) (FIR) adaptativos, filtros de Kalman e demodulação da DFT seguida de um filtro FIR para suavização.

Em trabalhos mais atuais, como em (VATS & KAMBOJ, 2016) é feita uma comparação entre métodos de estimação baseados na DFT e na Expansão de Taylor ponderada por mínimos quadrados (do inglês, *Taylor Expansion Weighted Least Square*) (TWLS), ambos modelados no Simulink. Este trabalho sugere que o segundo método seria mais preciso, entretanto não deixa clara a diferença do esforço computacional empregado. Em (RODRIGUES et al., 2016) é utilizado um método de estimação simplificado, em que a frequência é obtida diretamente da diferença dos ângulos estimados pela DFT, o que torna o método muito sensível em relação a Taxa de variação da frequência (do inglês,

rate of change of frequency) (ROCOF). Em (GRANDO et al., 2016) o método utilizado é semelhante ao de (RODRIGUES et al., 2016) e não atende a todos os requisitos da norma, além de não amostrar de forma contínua o sinal, pois necessita de pausas para o processamento do dado. Já em (TOSATO; MACII & BRUNELLI, 2017) um estudo interessante é realizado, propondo um método para a implementação em hardwares de baixo-custo, baseado na Transformada Discreta de Fourier Interpolada (do inglês, *Interpolated Discrete Fourier Transform*) (IpDFT) e na Transformada de Taylor-Fourier (do inglês, *Taylor-Fourier Transform*) (TFT). Contudo, não apresenta bom desempenho em casos de Relação sinal-ruído (do inglês, *Signal-to-Noise Ratio*) (SNR) abaixo de 80 dB, ou seja é sensível a ruídos, e o hardware utiliza Linux, o que traz algumas questões para aplicações em tempo real. Por último, (GALLO et al., 2017) propõe uma plataforma de teste e comparação de algoritmos de estimação fasorial em condições realistas dos sinais de tensão, mas não propõe um novo ou modificado método de estimação.

Há ainda trabalhos que propõem formas alternativas para a tarefa de estimação, não somente em termos de algoritmos, mas também no hardware utilizado, fazendo uso de Arranjo de Portas Programáveis em Campo (do inglês, *field-programmable gate array*) (FPGA) em sua implementação. Em (RAMADHAN; HARIADI & ACHMAD, 2016) é desenvolvida uma PMU em FPGA, entretanto as normas sequer são citadas e os testes realizados são muito superficiais. Em (AKHILA et al., 2017) é feita a implementação da estimação fasorial com o uso da DFT também em FPGA, com a proposta do uso da menor quantidade de lógica possível, contudo a norma é apenas citada e testes por ela propostos não são realizados. Por último, em (ROMANO et al., 2017) utiliza a IpDFT em FPGA, mas destaca apenas o desempenho computacional do protótipo, não deixando clara a qualidade das medições em diferentes cenários.

É importante ressaltar que a maioria dos métodos de estimação e PMUs citados possuem como foco sua aplicação em sistemas de transmissão, no qual o sinal de tensão é bem comportado e menos poluído se comparado a um sinal de tensão da rede de distribuição. Os sinais no nível de distribuição de energia elétrica geralmente são mais corrompidos por ruídos e possuem componentes harmônicos mais significativos, o que dificulta a aplicação da norma IEEE - C37.118.1a (IEEE, 2014) para a estimação dos sincrofasores. A norma não possui requerimentos de precisão das medições para os casos de harmônicos e frequências fora das nominais, simultaneamente, bem como não possui requerimentos para a imunidade das medições ao ruído presente no sinal. Isso traz um desafio para os algoritmos de estimação de sincrofasores, uma vez que ao se aumentar a rejeição de ruído a qualidade da estimação se torna pior em situações dinâmicas.

O método apresentado por (ZHAN et al., 2015), denominado pelos autores como AVG-AVG2COMP DFT, é um dos mais recentes publicados e é empregado na estimação fasorial dos FDRs, utilizados na FNET/GridEye, monitorando sinais da rede de distribuição com desempenho que atente aos requisitos das normas atuais para sincrofasores (LIU et al., 2016). Desta forma, o algoritmo AVG-AVG2COMP DFT se destaca dentre os demais, devido à sua implementação prática e à sua adequação à norma mesmo em uma rede de distribuição de energia. O algoritmo faz uso de uma DFT com janela deslizante na estimação da magnitude e do ângulo de fase, filtros FIR para a eliminação de oscilações causadas por harmônicos pares e ímpares, um fator de correção calculado a partir da estimação de frequência no instante anterior, decimação do ângulo de fase estimado, e por último um polinômio para a estimação da derivada da fase resultando na frequência estimada. A Figura 6 apresenta um diagrama do processo do método de estimação fasorial AVG-AVG2COMP DFT.

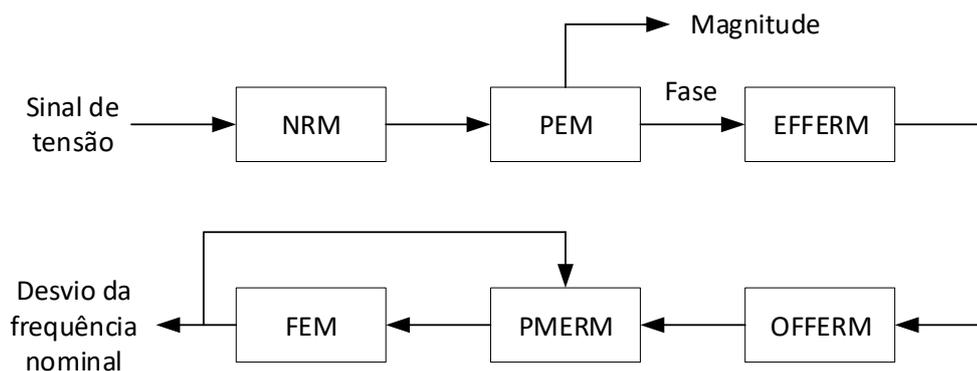


Figura 6: Diagrama do algoritmo de estimação fasorial AVG-AVG2COMP DFT.

Na primeira etapa o NRM - *Noise reduction module* aplica uma média no sinal sobre amostrado (*oversampled*) a fim de se reduzir o ruído; Em PEM - *Phase estimation module* é utilizada a estimação básica sugerida pela norma C37.118.1a, a partir da qual se obtém uma estimação inicial do fasor; nos processos realizados por EFFERM - *Even multiples of fundamental frequency error reduction module* e OFFERM - *Odd multiples of fundamental frequency error reduction module* as oscilações dos componentes harmônicos pares e ímpares, respectivamente, são suprimidas; Já em PMERM - *Phase modulation error reduction module* aplica-se um fator de correção ao valor de fase que é iterativamente estimado; Por fim em FEM - *Frequency estimation module* a frequência nominal real do sinal é estimada através de um polinômio.

Por se tratar de um método de estimação amplamente utilizado na prática, através

do sistema FNET/GridEye, e que respeita a norma vigente de PMUs, o método de estimação AVG-AVG2COMP DFT apresentado por (ZHAN et al., 2015) será utilizado como base para o desenvolvimento do método de estimação utilizado na Micro-PMU desenvolvida.

2.4 NORMAS VIGENTES

Dentre os objetivos de qualquer instrumento conectado à rede elétrica, está o monitoramento dos parâmetros do sistema de potência. Com isso, esta norma descreve e quantifica o desempenho esperado de uma PMU utilizada para monitorar a rede elétrica. As PMUs extraem os parâmetros de magnitude, ângulo de fase, frequência e ROCOF dos sinais amostrados através de seus terminais. Estes sinais podem estar distorcidos por conteúdo harmônico, ruído, mudanças do estado do SEP ou ações de proteção e controle. Como exemplo, têm-se harmônicos introduzidos por cargas não lineares, degraus na fase causados pelo chaveamento de elementos reativos e ruídos randômicos introduzidos por fornos à arco. Todas estas situações dificultam o processo de medição da frequência real do sistema.

A primeira normativa elaborada a respeito de sincrofasores foi a IEEE 1344 (IEEE, 1995), que mais tarde foi substituída pela IEEE C37.118 (IEEE, 2005), na qual eram estabelecidas todas as exigências do processo de medição fasorial e do envio dos dados em tempo real. Em 2011 a norma foi dividida em duas partes: IEEE C37.118.1 (IEEE, 2011a), responsável pelos requisitos de conformidade das medições fasoriais, incluindo testes em condições dinâmicas, e a IEEE C37.118.2-2011 (IEEE, 2011b), que estabelece o formato das mensagens entre PMUs e PDCs. A primeira parte recebeu em 2014 uma emenda (IEEE, 2014) revisando alguns valores máximos de erros permitidos nas medições de sincrofasores.

A norma IEEE C37.118.1 define sincrofasores e sugere testes, métricas e erros máximos para se validar a conformidade da medição fasorial. Em sua revisão de 2014 houve reformulações na definição de sincrofasor, no conceito de Erro total do vetor (do inglês, *total vector error*) (TVE) e nos valores de referência para a verificação da adequação à norma. Também foram adicionados testes de variação de temperatura e de estimações realizadas durante condições dinâmicas do SEP. As principais métricas para a avaliação da qualidade das medições são o TVE, Erro de frequência (do inglês, *frequency error*) (FE) e o Erro da taxa de variação da frequência (do inglês, *rate of change of frequency error*) (RFE), definidos por (2.12), (2.13) e (2.14):

$$TVE = \sqrt{\frac{(\hat{X}_r X_r)^2 + (\hat{X}_i X_i)^2}{X_r^2 + X_i^2}} \quad (2.12)$$

em que, \hat{X}_r e \hat{X}_i são as sequencias de valores reais e imaginários, respectivamente, referentes ao fasor estimado e X_r e X_i são os valores teóricos.

$$FE = f - f_{est} \quad (2.13)$$

$$RFE = |(df/dt) - (df_{est}/dt)| \quad (2.14)$$

em que, f é a frequência real e f_{est} é a frequência estimada.

Os testes e valores limites sugeridos pela IEEE C37.118.2-2011 serão melhores detalhados e discutidos no Capítulo 4, onde serão apresentados os resultados do método proposto por neste trabalho.

Já a segunda parte da norma, IEEE C37.118.2-2011, é responsável por padronizar e facilitar a troca de dados entre dispositivos de medição e armazenamento de medidas fasoriais sincronizadas, provendo um método de fácil acesso à todos os fabricantes de PMU, de forma a difundir e incentivar o uso e pesquisa de sincrofasores. Ou seja, especifica os tipos de mensagens e o formato dos dados em comunicações de tempo real entre PMUs e PDCs. A norma descreve em detalhes, como devem ser estruturados todos os tipos de mensagens enviadas e recebidas por estes elementos do sistema de medição de sincrofasores, explicitando a importância de cada um dos campos contidos em cada um dos frames. Só deve ser aplicada a sistemas de tempo real, ou seja, onde as medições estão sendo feitas em concorrência com o envio. Caso os dados a serem transmitidos estejam previamente armazenados, não se faz necessária a aplicação de nenhuma das diretivas descritas na C37.118.2. Seus pontos mais relevantes bem como a estrutura dos frames utilizados na implementação deste trabalho estão descritos no Apêndice A.

2.5 CONCLUSÕES DO CAPÍTULO

Neste capítulo foram apresentados os principais conceitos e definições referentes a PMUs e sistemas de medição de sincrofasores. A formulação para um sinal arbitrário com variação na frequência da fundamental foi desenvolvida, o método de estimação adotado como referência para o presente trabalho foi abordado e os principais pontos da C37.118.1 foram comentados. Desta forma, o embasamento necessário para o desenvolvimento de um método de estimação de sincrofasores foi apresentado.

3 MÉTODO DE ESTIMAÇÃO PROPOSTO

Neste capítulo será apresentado o método proposto para a estimação da magnitude, fase e frequência da componente fundamental do sinal de tensão de um SEP. O espectro de frequência de um sinal de tensão do sistema de distribuição de energia comumente apresenta uma forte presença de ruído e harmônicos (ZHAN et al., 2015). Estas características tornam a tarefa da estimação fasorial mais desafiadora.

Neste cenário, desenvolver um método de estimação que contemple apenas os testes de desempenho descritos na IEEE 37.118.1 não é o mais indicado. Pois, como apresentado no capítulo anterior a norma não contempla casos de teste no qual haja simultaneamente desvio da frequência nominal, forte presença de harmônicos e ruído. Portanto, o método proposto será submetido não somente aos testes descritos na norma, como também a situações mais complexas.

O método proposto é baseado na transformada discreta de Fourier e para obter a frequência do componente fundamental os ângulos de fase estimados são derivados utilizando-se o filtro Savitzky-Golay (S-G) (SCHAFER, 2011). Em seguida é realizado um processo de decimação e por último um filtro passa-baixas de resposta ao impulso infinita (do inglês, *infinite impulse response*) (IIR) é utilizado, para suavizar o sinal. Ao final deste processo a frequência é obtida. O método de estimação do fasor e da frequência proposto, denominado de S-G-IIR, será descrito ao longo deste capítulo. A Figura 7 ilustra de forma macro o método.

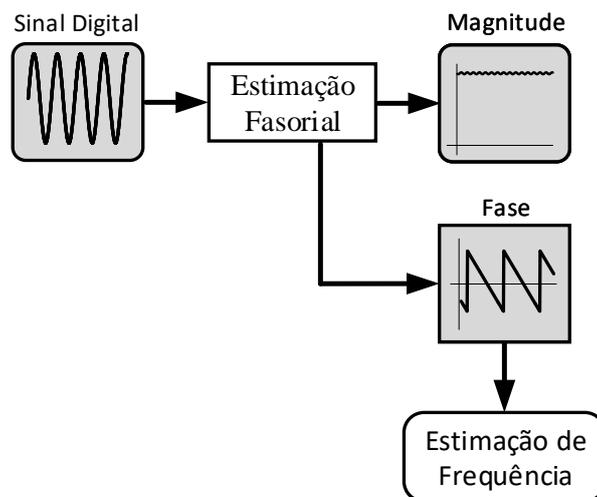


Figura 7: Diagrama de blocos do método de estimação.

3.1 ESTIMAÇÃO DO FASOR

Em seu anexo C a norma IEEE C37.118.1 apresenta o modelo de um sistema de estimação básico, como uma referência. A Figura 8 ilustra o modelo, no qual uma frequência fixa de amostragem sincronizada a uma referência de tempo absoluta é assumida, seguida de uma multiplicação complexa com a frequência nominal como portadora.

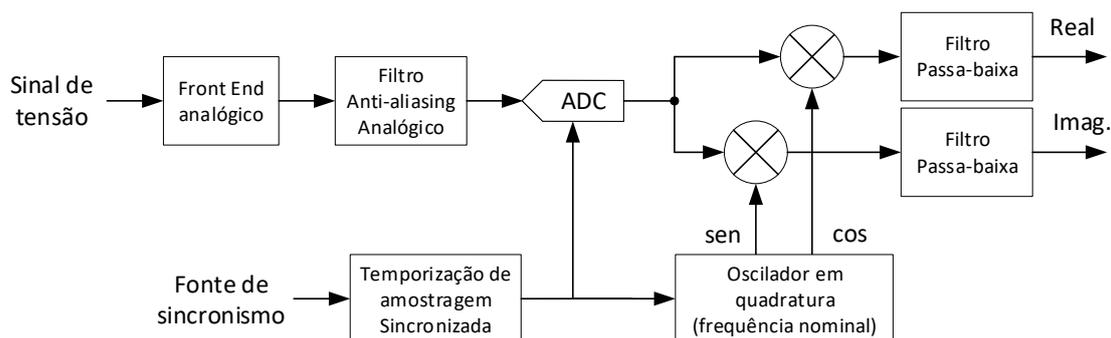


Figura 8: Modelo básico do processamento do fasor em PMUs.

Dado um sinal $x[n]$ correspondente a uma das fases do sistema elétrico, o sincrofasor estimado $X(n)$ na n -ésima amostra de tempo é dado por (3.1):

$$X[n] = \frac{\sqrt{2}}{Ganho} \times \sum_{k=-N/2}^{N/2} x[n+k] \times W[k] \times e^{-j[n+k]\Delta t\omega_0} \quad (3.1)$$

$$Ganho = \sum_{k=-N/2}^{N/2} W[k] \quad (3.2)$$

em que têm-se:

- ω_0 = $2\pi f_0$ onde f_0 é a frequência nominal do sistema de potência (50 Hz ou 60 Hz)
- N = ordem do filtro FIR , de acordo com a Tabela 1
- Δt = 1/frequência de amostragem
- $x[i]$ = amostras da forma de onda no tempo $t = i\Delta t$
- $W[k]$ = coeficientes do filtro passa-baixa

A equação (3.1) representa a demodulação complexa e a filtragem pelo filtro passa-baixas mostrados na Figura 8. Os coeficientes $W[k]$ do filtro passa-baixas são dados pela norma e depende da classe da PMU em questão. O filtro é aplicado nas partes real e imaginária do sinal modulado, e a magnitude e fase do fasor são obtidas a partir do módulo e do arco cuja tangente é igual à razão entre a parte imaginária e a parte real, respectivamente, do número complexo resultante.

A conformidade com os requisitos da norma deve ser avaliada dependendo da classe de desempenho. A norma define duas classes de desempenho: classe P e classe M. A classe P é destinada a aplicações de proteção, que requerem resposta rápida e não exigem nenhuma filtragem explícita. Os coeficientes do filtro para uma PMU de classe P são dados pela equação (3.3).

$$Classe P : W[k] = (1 - \frac{2}{N+2}|k|) \quad (3.3)$$

em que:

- k = $-N/2 : N/2$ (apenas valores inteiros)
- N = ordem do filtro [$N = 2 \times (nppc - 1)$]
- $nppc$ = número de pontos por ciclo.

Já a classe M, que foi a adotada neste trabalho, destina-se a aplicações com sinais que necessitam de um maior processamento e não exigem uma resposta tão rápida. Esta última é voltada para medições analíticas que frequentemente requerem maior precisão, o que traz um maior atraso no reporte das medições. Os coeficientes do filtro para uma PMU de classe M são calculados através da equação (3.4).

$$\text{Classe M : } W[k] = \frac{\sin(2\pi \times \frac{2F_{fr}}{F_{amostragem}} \times k)}{2\pi \times \frac{2F_{fr}}{F_{amostragem}} \times k} \times h[k] \quad (3.4)$$

onde têm-se:

- k = $-N/2 : N/2$
- N = ordem do filtro FIR, de acordo com a Tabela 1
- F_{fr} = frequência de referência do filtro passa-baixas da Tabela 1
- $F_{amostragem}$ = frequência de amostragem
- $h[k]$ = função de hamming
- $W[0]$ = 1 (obs: quando $k = 0$, $W = 0/0$)

As equações (3.3) e (3.4) foram retiradas da (IEEE, 2011a).

Tabela 1: Parâmetros do filtro passa-baixas para PMUs de classe M. (IEEE, 2011a)

	Frequência de reporte $F_S(Hz)$	Frequência de referência do filtro $F_{fr}(Hz)$	Ordem do filtro N
$50Hz$	10	1920	700
	25	4800	280
	50	8850	100
	100	16000	44
$60Hz$	10	1920	794
	12	2304	660
	15	2880	528
	20	3840	396
	30	5616	238
	60	10320	96
	120	18960	40

Na Tabela 1, encontram-se os parâmetros do filtro passa-baixas utilizado na estimação fasorial, a partir da qual se obtêm o valor da frequência de referência do filtro bem como sua ordem necessária para uma frequência de reporte desejada. Deve-se atentar para as taxas de reporte das estimações, as quais o método e o equipamento devem ser capazes de atender.

Para o caso de uma frequência de amostragem de 1440 Hz, frequência nominal de 60 Hz, taxa de reporte de 60 frames por segundo, tem-se um filtro de ordem 96. A Figura 9 mostra os coeficientes $W[k]$ calculados de acordo com (3.4).

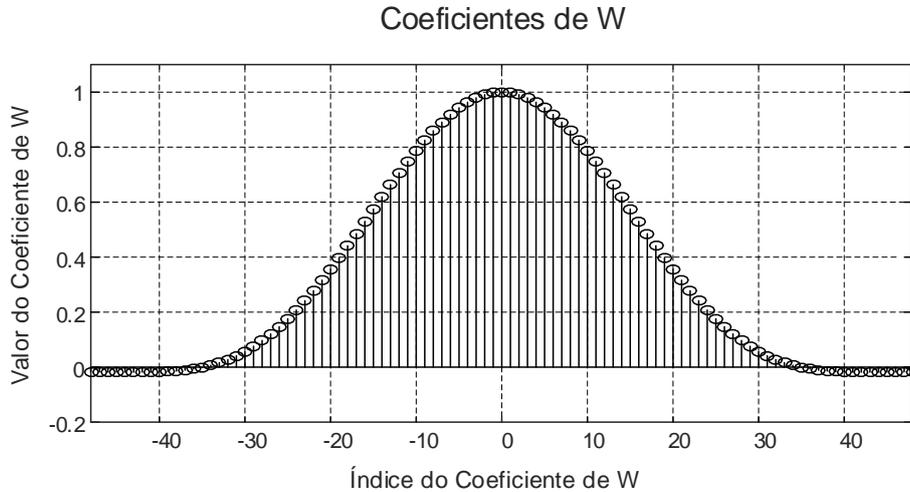


Figura 9: Coeficientes do filtro para Classe M ($F_S = 60 fps$ e amostragem de 1440 Hz).

O filtro passa-baixa em (3.1) melhora a precisão da estimativa do fasor sob uma condição de frequência *off-nominal*, alargando do lóbulo principal da janela da DFT. No entanto, esta melhoria se dá à custa de uma latência maior. O fasor obtido para uma frequência que seja diferente da frequência nominal tem a magnitude proporcional à tensão e um ângulo de fase que gira a uma velocidade angular de $\omega - \omega_0$. A definição matemática de um fasor para frequência *off-nominal* é desenvolvida em (PHADKE & THORP, 2008) e é expressa como em (3.5):

$$X_r' = PXe^{jr(\omega - \omega_0)\Delta t} + QX^*e^{-jr(\omega + \omega_0)\Delta t} \quad (3.5)$$

em que, P e Q são coeficientes e r representa o índice da série de fasores obtidos a partir de um algoritmo recursivo. Para todas as frequências práticas dos sistemas de potência tem-se que $\omega - \omega_0 = \Delta\omega$ é consideravelmente pequeno, e portanto $\omega + \omega_0 = 2\omega_0 + \Delta\omega$ é muito próximo de $2\omega_0$. Na Figura 10 pode-se observar uma análise qualitativa da estimação em condições de frequência *off-nominal*. Os fasores X e X^* são atenuados

pelos ganhos complexos P e Q . O fasor PX gira em sentido anti-horário com uma velocidade angular de $\omega - \omega_0 = \Delta\omega$. O fasor QX^* gira no sentido horário a uma velocidade angular de $\omega + \omega_0$, que é aproximadamente $2\omega_0$.

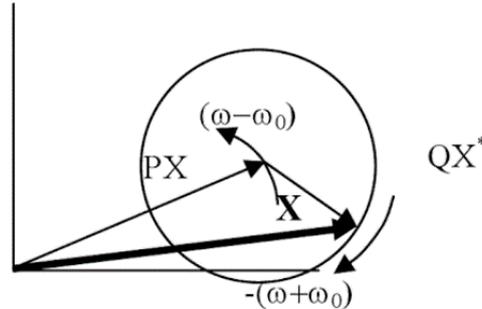


Figura 10: Representação gráfica do fasor da Eq. (3.5).

Portanto, o fasor resultante \mathbf{X} possui uma oscilação de frequência de $2\omega_0$, aproximadamente, na magnitude e no ângulo de fase, superposta a um componente que rotaciona monotonicamente a $\Delta\omega$.

Por exemplo: para um caso de um sinal senoidal com amplitude de 1 V e 60 Hz tem-se uma estimação da magnitude de 0,707 V, seu valor eficaz. Já para o caso de um sinal senoidal com a mesma amplitude de 1 V mas 55 Hz de frequência, a estimação da magnitude passa para um valor médio de 0,689V. Como apontado por (PHADKE & THORP, 2008) em um caso como este, de desvio de 5 Hz da fundamental, a magnitude estimada deve ter uma relação entre a magnitude estimada e a real em torno de 98%. A Figura 11 ilustra as magnitudes para os casos em que a frequência fundamental é igual a 60 Hz e 55 Hz.

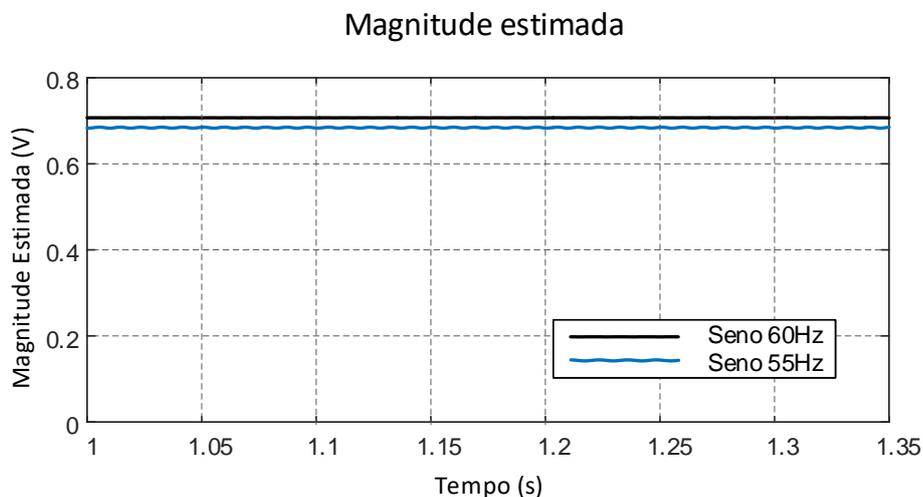


Figura 11: Magnitude estimada em condição de frequência *off-nominal*.

Na Figura 11 pode-se observar a oscilação na frequência do segundo harmônico, comentada anteriormente, em casos extremos de desvio de frequência. Deve-se ressaltar que em um sistema de potência, casos em que a frequência fundamental chegue a valores como 65 Hz e 55 Hz, em regime permanente, são improváveis.

Do ponto de vista da estimação dos ângulos de fase, observa-se uma dependência linear com o desvio de frequência em relação à nominal. Para o caso de um seno de 60 Hz, observa-se que a fase permanece em torno de zero, como observado na Figura 12.

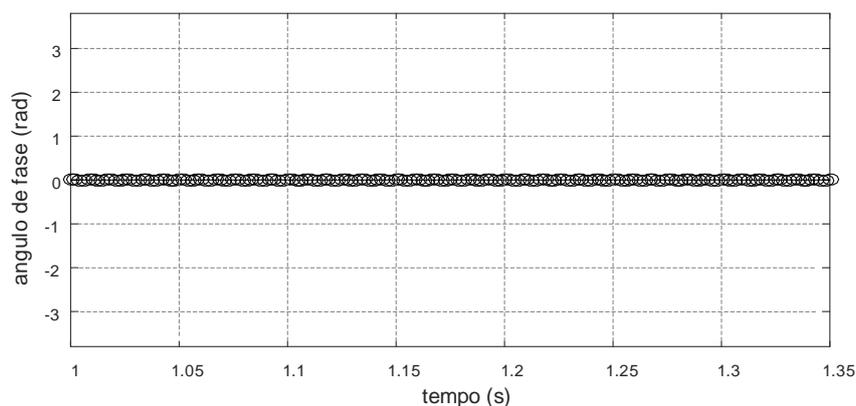


Figura 12: Fase estimada para uma senoide pura de 60 Hz.

Para o caso em que a frequência do componente fundamental possui um desvio de $+1Hz$, observa-se que a sequência de ângulos estimados passa a apresentar uma tendência de incremento, como ilustrado na Figura 13. Caso o fasor estimado para este caso fosse observado graficamente ao longo do tempo, o mesmo iria girar em sentido anti-horário.

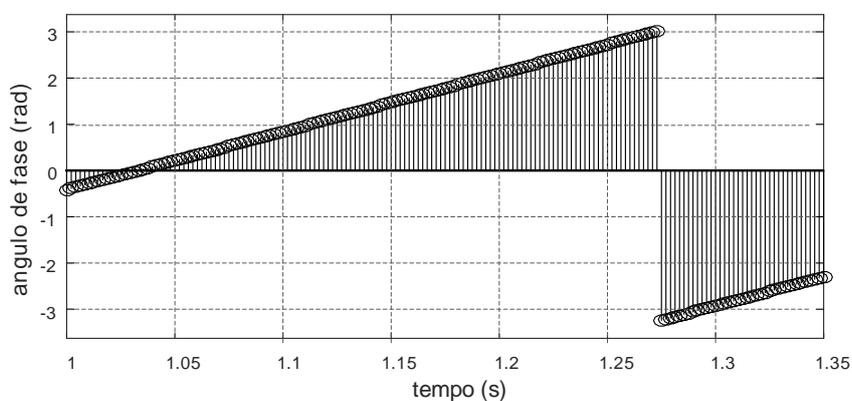


Figura 13: Fase estimada para uma senoide de $61Hz$.

De forma análoga, para o caso de um desvio de frequência negativo, o fasor estimado apresenta um movimento de giro em sentido horário, como pode ser inferido a partir dos valores do ângulo de fase em função do tempo na Figura 14.

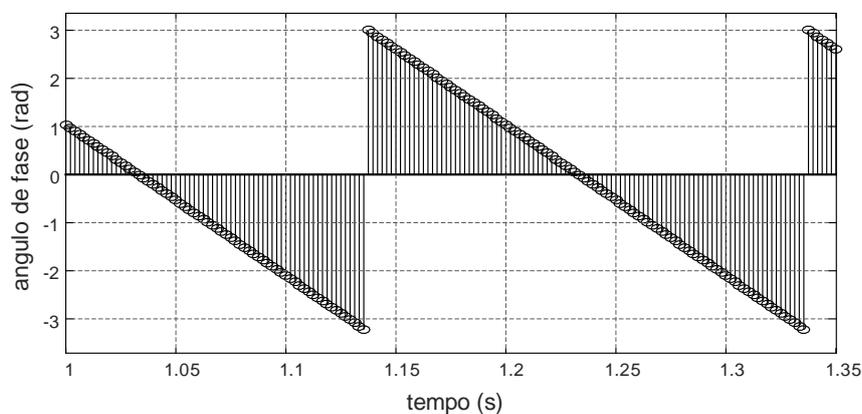


Figura 14: Fase estimada para uma senoide de 55 Hz.

Como pode ser observado, principalmente na Figura 14, quanto maior a diferença entre a frequência real e nominal, mais rapidamente os valores do ângulo de fase irão diminuir ou aumentar. Outra característica é que quando limitados a $+\pi$ ou $-\pi$ serão inseridas descontinuidades no sinal composto pela sequência de ângulos estimados. Esse comportamento impacta diretamente na estimação da frequência do sinal, que é realizada a partir do sinal de fase. Na próxima seção a estimação de frequência será melhor detalhada.

3.2 ESTIMAÇÃO DA FREQUÊNCIA UTILIZANDO O FILTRO SAVITZKY-GOLAY

Uma técnica de suavização e diferenciação de dados obtidos experimentalmente e contaminados por ruído, através de interpolação polinomial, utilizando o conceito de mínimos quadrados (least squares - LS), foi apresentada por Savitzky e Golay (SAVITZKY & GOLAY, 1964). O intuito inicial dos autores foi apresentar uma ferramenta de análise de dados na área da química analítica destinada à implementação nos computadores digitais emergentes naquela época. Embora o trabalho de Savitzky e Golay tenha sido considerado um “divisor de águas” na área de química analítica computacional, sendo eleito pelos editores da revista *Analytical Chemistry*, o quinto mais importante artigo já publicado na revista, sua aplicação em outras áreas de processamento digital de sinais, segundo (SCHAFER, 2011), ainda é surpreendentemente incipiente.

Ainda hoje as aplicações das técnicas de suavização e diferenciação de Savitzky-Golay remetem, via de regra, às áreas de processamento de imagens, biomedicina e química. Praticamente nada ainda foi produzido nas áreas de qualidade de energia, proteção e instrumentação relacionadas a Sistemas Elétricos de Potência. Em (SCHETTINO et al., 2015) o desenvolvimento matemático dos filtros de Savitzky e Golay é detalhado, demonstrando a obtenção de uma família de filtros FIR, dentre os quais o que se aproxima de uma derivada primeira, será utilizado para a estimação de frequência neste trabalho. A frequência de um sinal senoidal pode ser obtida diretamente através da derivada discreta da fase do sinal, como em (3.6).

$$f(t) = \frac{\Delta\phi}{\Delta t} \quad (3.6)$$

em que, $\Delta\phi$ é a diferença entre as duas estimativas do ângulo de fase e Δt é a diferença de tempo entre as estimações.

O cálculo da frequência através de (3.6), apesar de ser computacionalmente interessante, não gera uma estimação com qualidade na presença de ruído, sendo sensível a pequenas oscilações no sinal de fase. Isso é um problema devido aos requisitos de erro de *ROCOF* (RFE) impostos pela norma IEEE 37.118.1, motivando o uso de formas alternativas de estimação da frequência.

Como comentado, os filtros S-G possuem uma maior imunidade ao ruído, que pode ser entendida através da análise de sua resposta em frequência, apresentada na Figura 15, em conjunto com a resposta em frequência da operação da derivada tradicional. Os coeficientes do filtro S-G utilizado são $[22 \ -67 \ -58 \ 0 \ 58 \ 67 \ -22] \times 1/252$ (SCHETTINO et al., 2015).

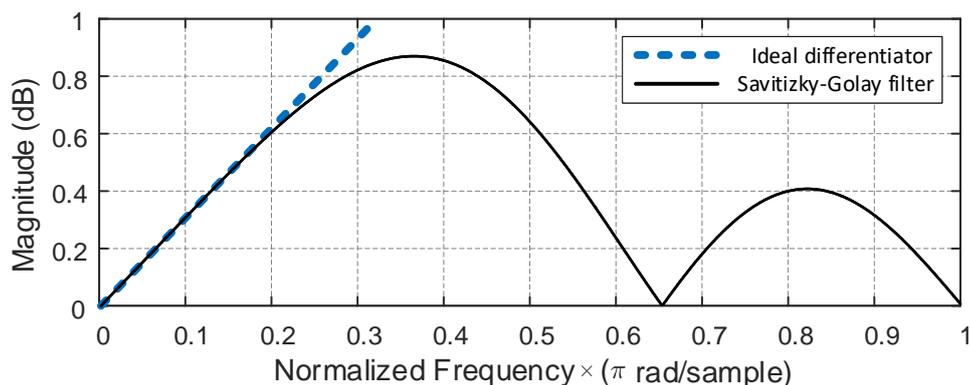


Figura 15: Resposta em frequência do filtro Savitzky-Golay.

Analisando-se a Figura 15, nota-se que em frequências mais baixas o derivador de primeiro grau S-G segue a resposta em frequência de um derivador ideal. Já em frequências mais elevadas, enquanto o derivador ideal amplifica o ruído presente nessas frequências, o filtro S-G as atenua.

Uma comparação da frequência estimada pela derivada discreta, como mostrada em (3.6) e pelo filtro S-G apresentado, para um sinal de tensão com $40dB$ de relação sinal ruído, é mostrada pela Figura 16.

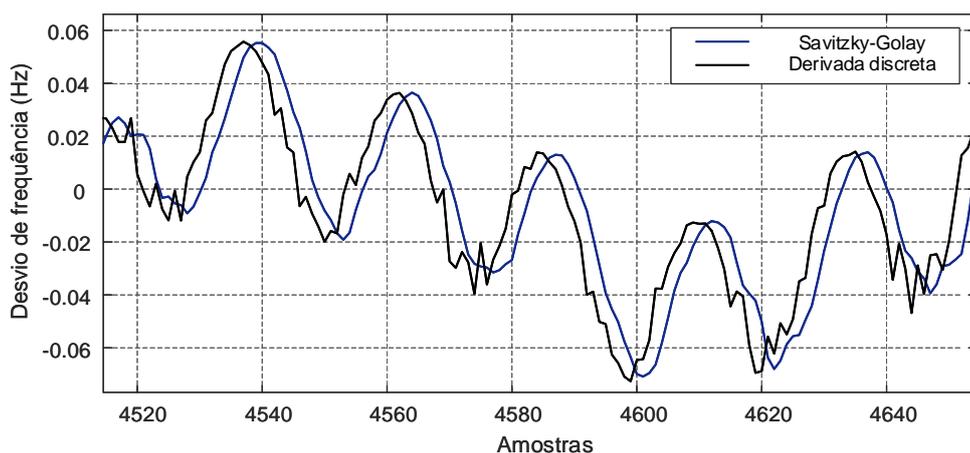


Figura 16: cálculo da derivada de um sinal discreto de ângulos de fase .

Como já mencionado, na Figura 16 nota-se a maior imunidade ao ruído por parte do filtro S-G, a partir do qual obtém-se um sinal suavizado. Portanto, o processo de extração do desvio de frequência com o uso do filtro diferenciador de primeira ordem

de Savitzky e Golay mostra-se superior no que se refere à qualidade da estimação, para a aplicação em questão. Porém, ao partir para uma análise da implementação em tempo real de um algoritmo que faça uso deste filtro, para um sinal que possui descontinuidades, algumas questões devem ser tratadas.

Como demonstrado anteriormente na Seção 3.1 e ilustrado pela Figura 13 e pela Figura 14, as sequências de ângulos de fase estimadas, a partir de um sinal sob condições de frequência *off-nominal*, apresentam descontinuidades quando ultrapassam os valores de π ou $-\pi$. Este comportamento exige um maior cuidado devido ao transitório causado no filtro, uma vez que existem descontinuidades presentes no sinal de entrada.

Para resolver esta questão, dois filtros S-G iguais são empregados em paralelo e suas saídas são multiplexadas, como mostrado na Figura 17. A ideia de utilizar os dois filtros em paralelo é manter uma estimação da frequência suave durante as descontinuidades no sinal de fase.

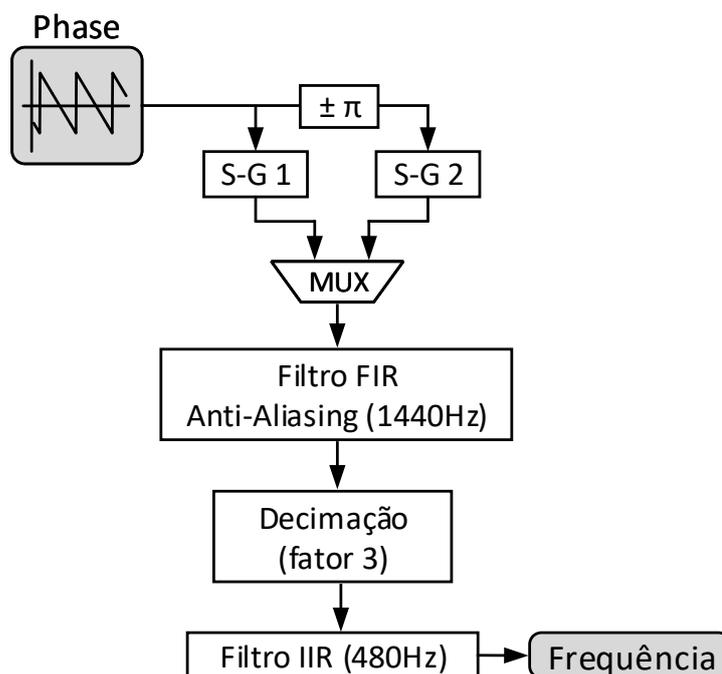


Figura 17: Diagrama de blocos da estimação da frequência.

A Figura 17 representa o processo de estimação da frequência, onde pode-se observar que após os filtros S-G, aplica-se um filtro FIR seguido de um processo de decimação, e em seguida um filtro IIR para uma maior suavização.

Apesar do desempenho superior do filtro S-G em situações de ruído, mais pro-

cessamento do sinal é necessário a fim de se obter uma estimativa de frequência que apresente pouca oscilação. Para isso são usados filtros digitais FIR e IIR. A principal diferença entre eles é quanto ao fluxo de informação na estrutura. Enquanto o filtro FIR possui fluxo direto da entrada para a saída, o filtro IIR possui estruturas recursivas. Ou seja, filtros FIR possuem finitos zeros e pólos na origem do plano-z, enquanto os IIR possuem pólos fora da origem. Uma característica que se observa é que os primeiros são intrinsecamente estáveis, independentemente da escolha dos zeros, enquanto os últimos, para serem considerados estáveis, devem possuir todos os pólos dentro do círculo unitário no plano-z.

No início da operação de estimação da frequência, utiliza-se a saída do filtro S-G1 como estimativa da frequência. Quando uma descontinuidade é detectada no sinal de fase (através da diferença maior que 2π dos dois últimos valores estimados de fase) uma correção de 2π é aplicada no sinal de entrada do filtro S-G2 e a sua saída para a ser utilizada. Nesse instante o filtro S-G1 sofre um transitório causado pela descontinuidade do sinal de fase. Apenas quando o transitório de S-G1 termina, a sua saída volta a ser utilizada como estimativa da frequência. A Figura 18 ilustra esta operação.

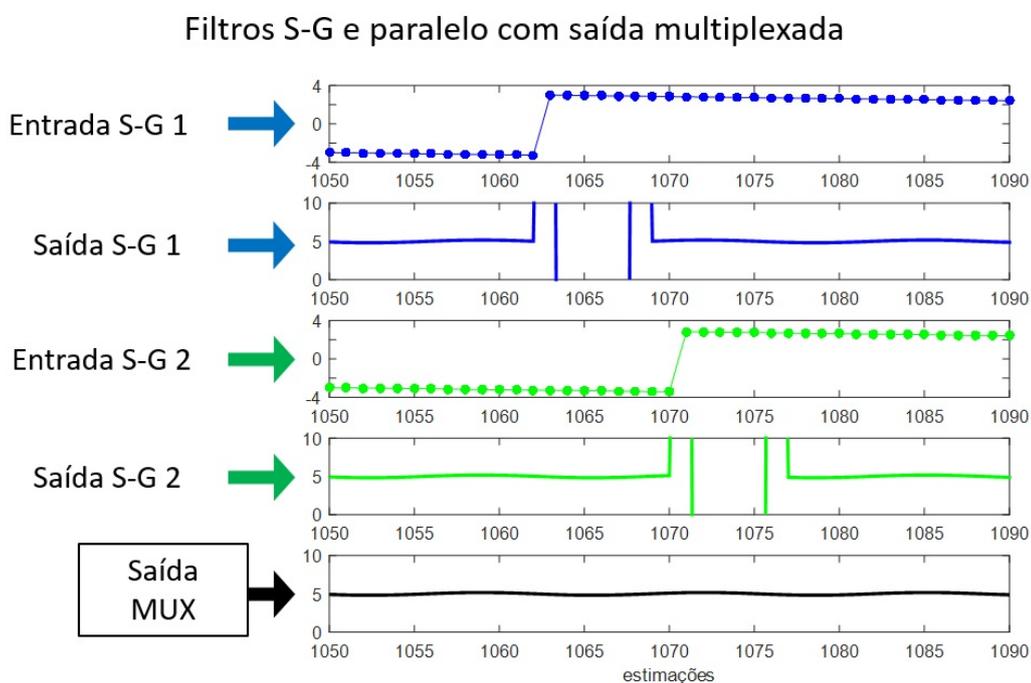


Figura 18: Transitórios inseridos nos filtros S-G devido ao comportamento descontínuo da fase.

Na Figura 18 o primeiro e segundo gráficos representam o sinal de fase aplicado a entrada de S-G 1 e sua saída, respectivamente. O terceiro e quarto gráficos mostram a

entrada e saída do filtro S-G 2, respectivamente. Já a último gráfico mostra a frequência estimada pela multiplexação das saídas dos filtros S-G.

3.2.1 O PROCESSO DE DECIMAÇÃO

A taxa de reporte das medições, como já observado na Seção 3.1, é de 60 *frames* por segundo. Contudo, o processo de estimação do fasor e da frequência do componente fundamental, até este ponto do algoritmo, fornecem uma estimação a cada período de amostragem. Ou seja, para o caso de um período de amostragem no qual se obtêm 24 pontos por ciclo de uma senoide de 60 Hz, estima-se 24 valores para magnitude, fase e frequência, com seus respectivos atrasos e sendo necessário o alinhamento pela estampa de tempo *a posteriori*. Como a taxa de reporte é bastante inferior à frequência de amostragem, e a informação de interesse contida no sinal de frequência está contida nas frequências baixas, em torno da frequência fundamental do sinal, pode-se utilizar um processo de decimação do sinal, a fim de facilitar o projeto e implementação do filtro IIR necessário para a suavização do sinal da frequência estimada, que contribui para melhorar os níveis de ROCOF.

O processo de decimação, conhecido também como *downsampling*, consiste basicamente na reamostragem do sinal e como todo processo de amostragem digital, um filtro *anti-aliasing* é necessário. A decimação aplicada neste trabalho reduz de vinte e quatro valores estimados de frequência para apenas oito valores a cada ciclo, ou seja, a frequência de amostragem será $1/3$ da frequência de amostragem original. Para isso, é necessário um filtro *anti-aliasing* com frequência de corte de 480 Hz. Dessa maneira, um filtro FIR de ordem 10 foi projetado com essa especificação. Os coeficientes do pré-filtro estão representados pela Figura 19 e sua resposta em frequência é mostrada na Figura 20, sendo sua fase linear na banda de passagem.

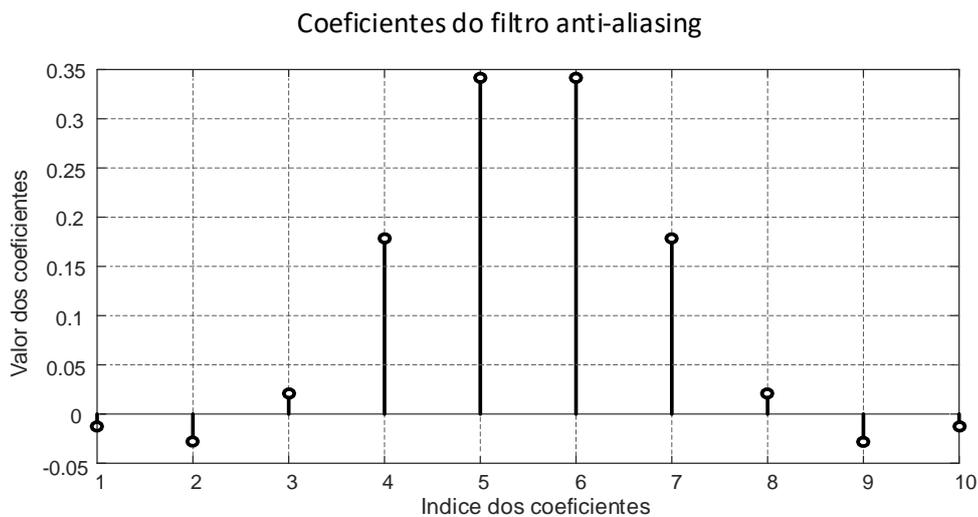


Figura 19: Coeficientes do filtro de *anti-aliasing*.

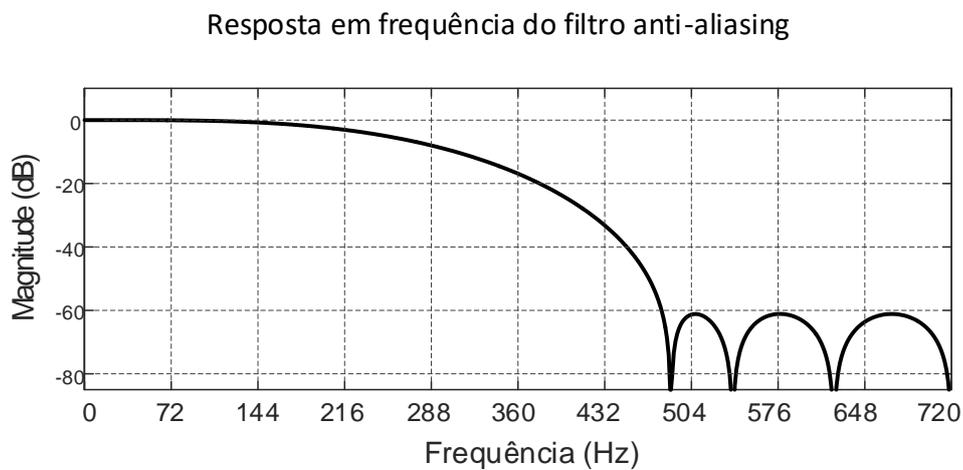


Figura 20: Resposta em frequência do filtro *anti-aliasing* do tipo *equiripple* com frequência de parada em 480 Hz.

Após a filtragem pelo filtro anti-aliasing sobre a sequência formada por estimações do desvio da frequência do sinal amostrado, é então realizada a decimação, preservando-se apenas um valor a cada três estimações.

3.2.2 FILTRO IIR

Devido aos requisitos estabelecidos pela norma IEEE C37.118.1a, a variação da frequência estimada deve respeitar certos patamares. Por exemplo, para um senoide de frequência constante entre 55 Hz e 65 Hz, sem harmônicos ou ruídos, a variação máxima do desvio da frequência real não pode exceder $5mHz$, bem como a taxa de variação da frequência ($ROCOF$) não pode exceder $0.1Hz$. Respeitar estes valores a partir da derivação do sinal de fase não é uma tarefa simples. Estes requisitos, e os demais cenários de teste, serão detalhados no Capítulo 5.

Com a necessidade de se obter uma sequência de valores estimados de frequência, com um comportamento que atenda os requisitos da norma, um filtro que tenha uma mudança abrupta entre a banda de passagem e de corte se faz necessário. Alguns tipos específicos de variações ainda devem ser permitidos, como para um teste de variação em rampa da frequência e de modulação de fase. Para tal, um filtro IIR com frequência de corte de 10 Hz foi projetado e sua resposta em frequência está mostrada na Figura 21.

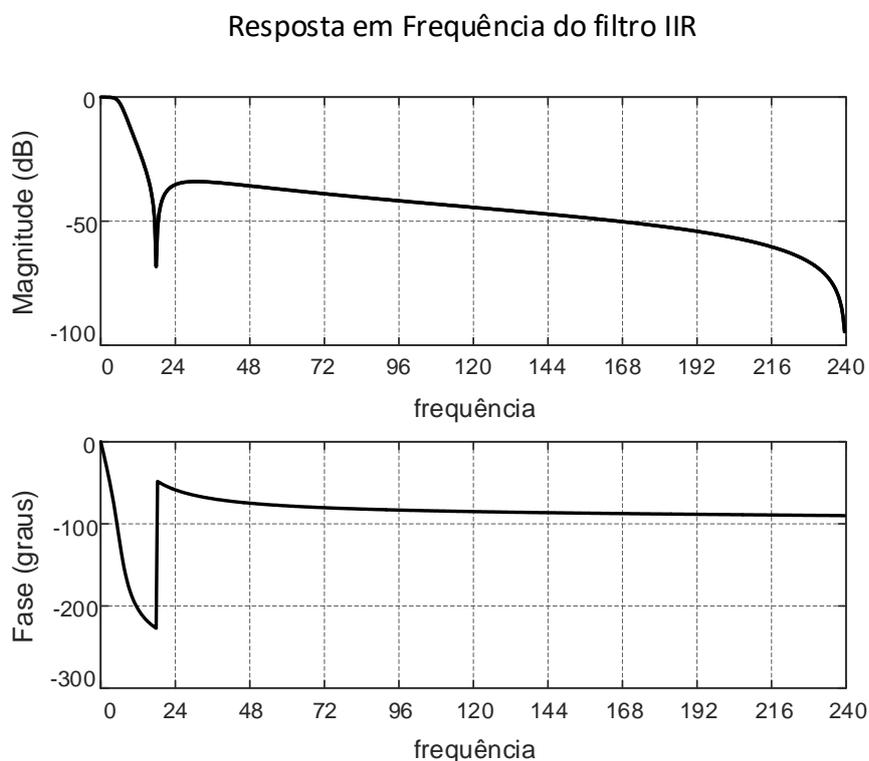


Figura 21: Resposta em frequência do filtro IIR com frequência de corte em 5 Hz e fase não linear.

O filtro é do tipo Chebyshev II (MITRA & KUO, 2006), com frequência de passagem em 3 Hz e frequência de parada em 15,5 Hz. Como pode ser observado na Figura 21, a fase do filtro IIR é não linear, o que neste caso não é um problema visto que a amplitude do sinal é o objeto de interesse e não a fase. O filtro projetado é de ordem 3 e a equação (3.7) apresenta a função transferência no domínio Z do filtro IIR utilizado.

$$H(z) = \frac{-0.005671 + 0.005362z^{-1} + 0.005362z^{-2} - 0.005671z^{-3}}{2.829 - 2.671z^{-1} + 0.8423z^{-2}} \quad (3.7)$$

Como a estabilidade do filtro deve ser analisada, uma vez o mesmo possui um processo com realimentação, o diagrama de pólos e zeros do filtro está representado pela Figura 22.

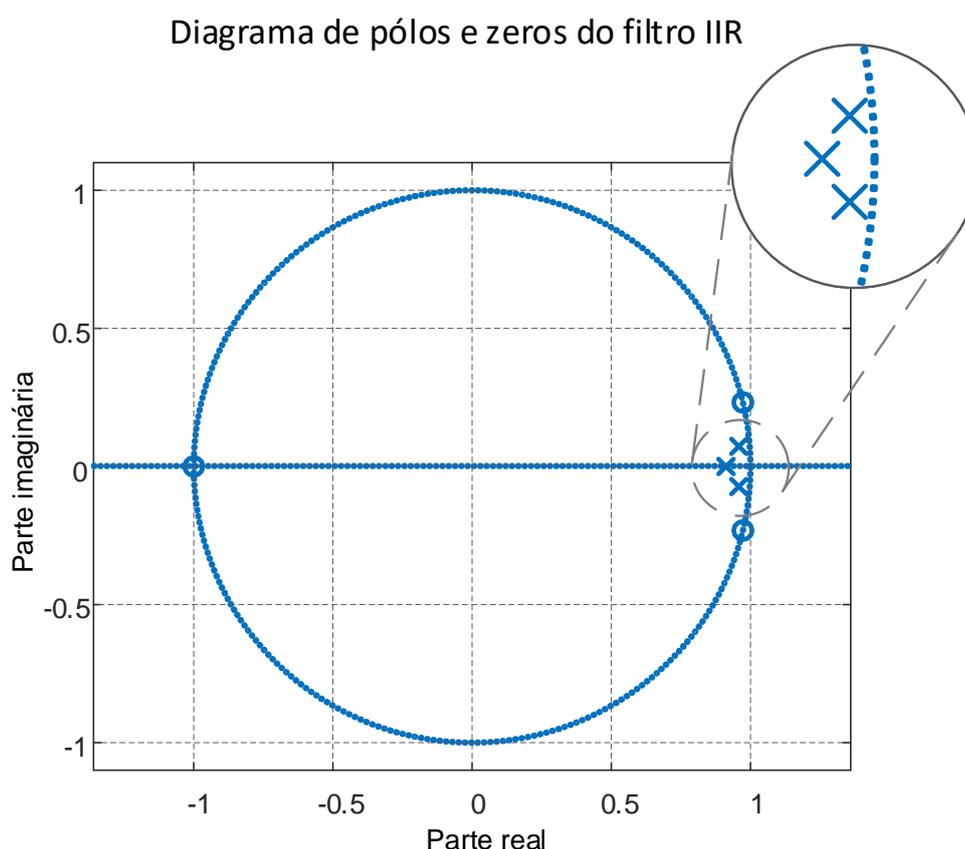


Figura 22: Diagrama de polos e zeros da função transferência do filtro IIR.

Como pode ser notado na Figura 22, os pólos da função transferência que representa o processo de filtragem estão dentro do círculo unitário, atestando a estabilidade do filtro.

Após a decimação, ao aplicar o filtro IIR proposto, são obtidos valores de estimação da frequência com uma taxa de variação mais lenta, como almejado. A Figura 23 mostra a evolução dos valores estimados de frequência através dos processos empregados no algoritmo. O sinal de entrada utilizado para este caso exemplo foi uma senoide de 60 Hz com uma relação sinal ruído de $40dB$.

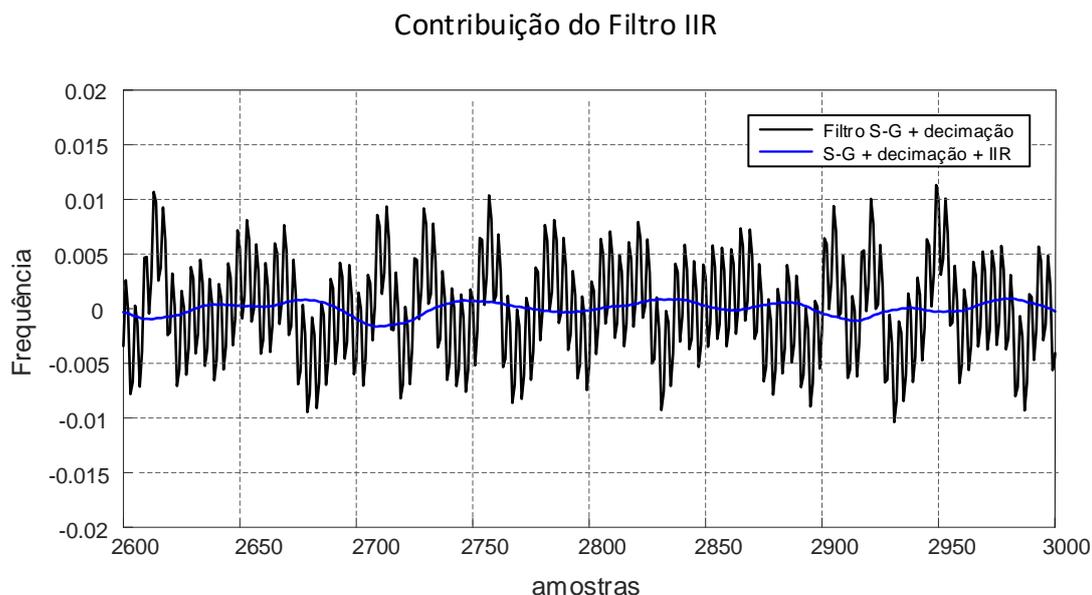


Figura 23: Processos de filtragem utilizados na estimação da frequência.

3.3 CONCLUSÕES DO CAPÍTULO

Neste capítulo foi apresentada de forma detalhada a técnica utilizada para estimação do fasor e frequência de um sinal de tensão de um sistema elétrico de potência. O comportamento da estimação fasorial em situações de frequência *off-nominal* foi mostrado, afetando a magnitude estimada e inserindo uma variação na fase. Como destaque deste capítulo está a utilização de um filtro Savitzky-Golay para a estimação da frequência, resultando em uma estimação de frequência com maior imunidade ao ruído do sinal de entrada.

4 IMPLEMENTAÇÃO EM HARDWARE

O presente capítulo tem por objetivo apresentar a eletrônica utilizada para a implementação do método de estimação de sincrofasores. Para isso são necessárias algumas etapas, sendo elas: condicionamento do sinal analógico, conversão analógico-digital, obtenção do sincronismo, processamento do sinal, formatação dos *frames* de dados a serem enviados e por fim o envio das medições. Ao longo deste capítulo, a forma como cada uma dessas etapas foi realizada será discutida.

Este capítulo abordará outra questão importante: a correção da fase estimada devido a imprecisão da temporização proporcionada pelos temporizadores presentes nos microprocessadores. Além disso, serão abordadas um pouco das características do concentrador de dados utilizado.

4.1 CONDICIONAMENTO DO SINAL ANALÓGICO

Antes de se processar o sinal de tensão através de um hardware digital, necessariamente deve haver um hardware de *front-end*, com o objetivo de condicionar o sinal para um conversor analógico digital. Valores de pico e de *off-set* devem ser ajustados a depender do Conversor analógico-digital (do inglês, *Analogic digital converter*) (ADC) a ser utilizado. Para estas tarefas, neste trabalho, foi utilizada uma placa de condicionamento desenvolvida no Laboratório de Processamento de Sinais e de Telecomunicações (LAPTEL) da UFJF. A placa conta com quatro canais de aquisição de tensão e quatro de corrente, totalmente independentes, com transformadores, filtros *anti-aliasing*, amplificadores e circuitos somadores para acrescentar *off-set* aos sinais caso seja necessário. A Figura 24 mostra um diagrama com as etapas de condicionamento realizadas antes da aquisição do sinal pelo ADC, já a Figura 25 é uma foto da placa de condicionamento do sinal analógico.

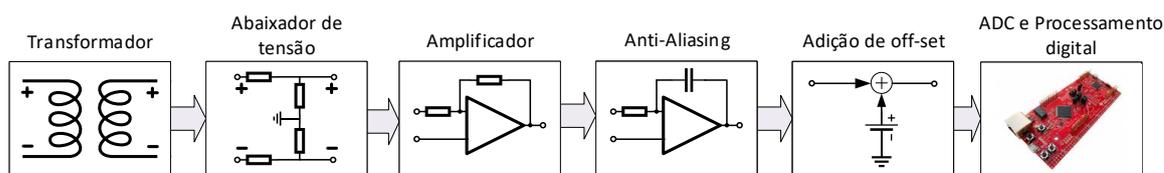


Figura 24: Condicionamento analógico do sinal de tensão.

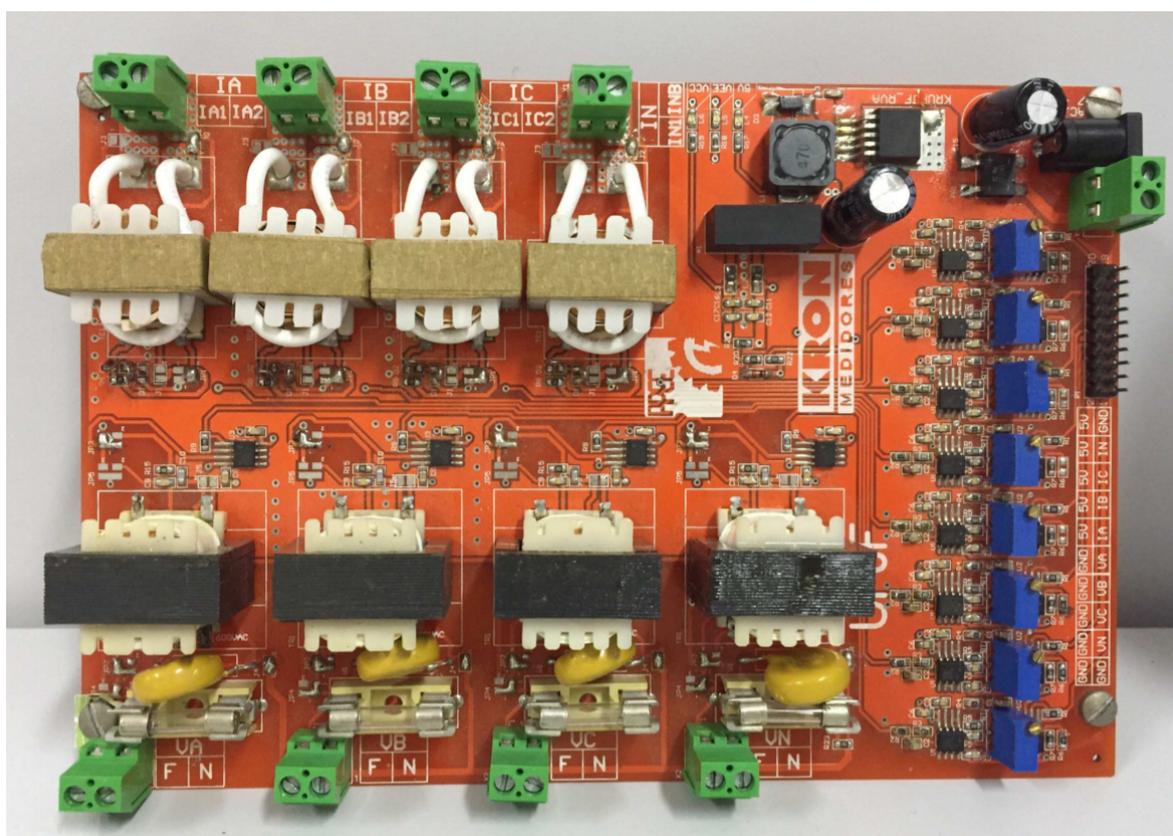


Figura 25: Placa de condicionamento de sinais analógicos utilizada.

Esta eletrônica foi projetada com o objetivo de condicionar sinais de tensão e corrente para uma etapa de conversão analógica para digital. É possível adquirir sinais elétricos com até 600V de pico e frequência de até 3 KHz. Por se tratar de uma eletrônica focada para experimentos, em sua concepção foram previstas possíveis configurações da mesma, como alteração da relação de transformação dos transformadores, ganho dos amplificadores e do *off-set*. O processo de aquisição do sinal é realizado pelo ADC interno do microcontrolador, que trabalha com tensões na faixa de 0V até 3,3V. Dessa maneira, um sinal de tensão de 180V de pico (adotado como valor nominal) conectado aos terminais da placa, deve produzir um sinal tensão de amplitude de 1V

e valor médio de 1,65V, evitando-se assim uma tensão negativa sobre o ADC. Estes valores foram escolhidos de forma a evitar os extremos da resolução do ADC e também para possibilitar a aquisição do sinal de tensão mesmo em situações de sobre tensão.

4.2 IMPLEMENTAÇÃO DO ALGORÍTIMO NO MICROPROCESSADOR ARM

O microprocessador utilizado possui arquitetura Máquina RISC Avançada (do inglês, *Advanced RISC Machine*) (ARM) e pertence à família TM4C1294 da fabricante de semicondutores *Texas Instruments*, que disponibiliza uma placa de desenvolvimento, ilustrada na Figura 26. Este microprocessador pode trabalhar a uma frequência de até 120 MHz, possui ADCs de 12 bits, controlador de Ethernet, hardware de ponto flutuante e algumas funções simples de Processador digital de sinais (do inglês, *digital signal processor*) (DSP), como oversampling e média por hardware de medições do ADC. Seu poder computacional é claramente inferior se comparado a outros processadores utilizados para tarefas semelhantes na literatura, como uma Raspberry Pi 3 em (ALI et al., 2017), FPGAs em (ROMANO et al., 2017) e (AKHILA et al., 2017), e um DSP em (LIU et al., 2016), onde este último possui ADC de 16 bits embarcados. Mas em contrapartida o custo do microprocessador ARM é consideravelmente inferior, o que motivou a utilização do mesmo buscando sempre a otimização de seus recursos. Atualmente, uma unidade da placa de desenvolvimento para o microcontrolador TM4C1294NCPDT, custa em torno de 20 dólares diretamente com a fabricante. Os custos de uma Raspberry, de um kit simples de desenvolvimento em FPGA ou um DSP são em torno de 50 dólares e 40 dólares, respectivamente.

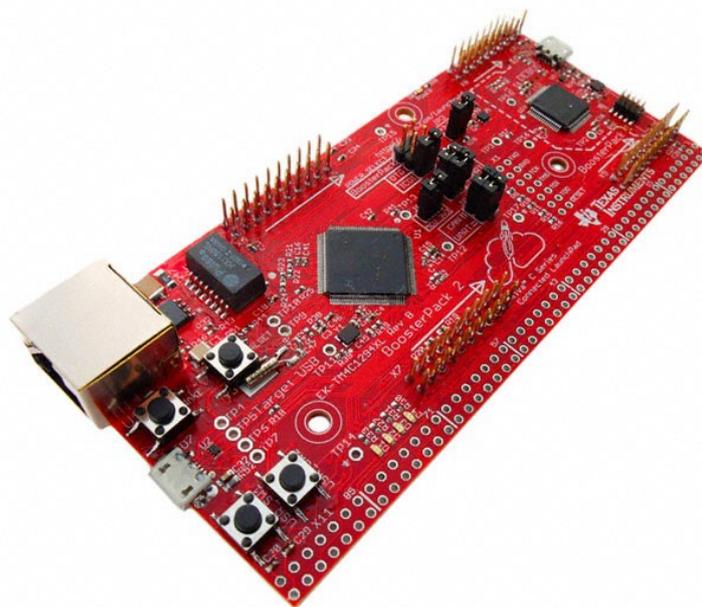


Figura 26: Kit de desenvolvimento ARM Cortex-M4 TM4C1294NCPDT.

O algoritmo de estimação, o gerenciamento da comunicação com o PDC e a comunicação com o módulo GPS foram realizados pelo mesmo processador. Outro ponto a se destacar, uma vez que os hardwares descritos nos trabalhos encontrados na literatura que não faziam uso de Linux ou FPGA utilizavam sempre mais de um microprocessador, sendo um voltado para as funções de DSP e outro para o gerenciamento dos dados.

Um dos pontos cruciais para o funcionamento correto de uma PMU é o sincronismo nas medições realizadas por equipamentos em diferentes localidades, com uma base de tempo comum. O GPS é a fonte de sincronismo mais comum para sistemas de medição fasorial. Dessa forma, o protótipo utiliza um módulo GPS Neo 6M da Ublox (UBLOX, 2018), responsável por fornecer um sinal de PPS (pulso por segundo) e informações do UTC (*universal time clock*) via serial. O uso de módulos GPS vem sendo altamente difundido, com a crescente busca por aplicações de Internet das coisas (do inglês, *internet of things*) (IOT). O módulo Ublox foi escolhido devido a sua praticidade para integração, tamanho reduzido, e pelo seu baixo custo, atualmente em torno de 8 dólares a unidade. A Figura 27 ilustra o módulo utilizado.



Figura 27: Módulo GPS Ublox 6M.

Para a PMU desenvolvida o módulo GPS irá fornecer o sinal de PPS através um pino de I/O, que atuará como fonte de sincronismo entre as PMUs, e via serial outras informações como longitude, latitude, data e hora. O protocolo utilizado para na comunicação serial é o NMEA 0183 (ASSOCIATION et al., 2002). Seguindo este protocolo o módulo GPS envia diversas mensagens constantemente, cada uma com um cabeçalho específico para indicar quais informações estão presentes no pacote que está sendo enviado. Para as necessidades de uma PMU, o pacote de dados de identificação GPRMC foi utilizado, pois fornece data e hora já no formato Unix. O horário Unix, definido como o número de segundos passados desde 1 de janeiro de 1970 às 00:00:00, não considerando segundos bissextos, é largamente utilizado em sistemas operacionais do tipo Unix bem como em outros sistemas (UNIX, 2018). Como exemplo, para às 12:34 do dia 24 de janeiro de 2018 referente ao Relógio de tempo universal (do inglês, *Universal time clock*) (UTC), o a estampa de tempo UNIX é igual a 1516797252.

O método de estimação descrito no Capítulo 3 trabalha sobre uma janela adquirida do sinal de tensão da rede na qual o equipamento está conectado. Para o caso de uma frequência de amostragem igual a 1440Hz foram utilizados 4 ciclos do componente fundamental, totalizando 96 amostras na janela deslizante de processamento. Ou seja, para uma nova amostra obtida convertida pelo ADC, descarta-se a mais antiga dentre as 96 amostras da janela, recurso muito utilizado em processamento de um sinal amostra a amostra. A Figura 28 ilustra este processo.

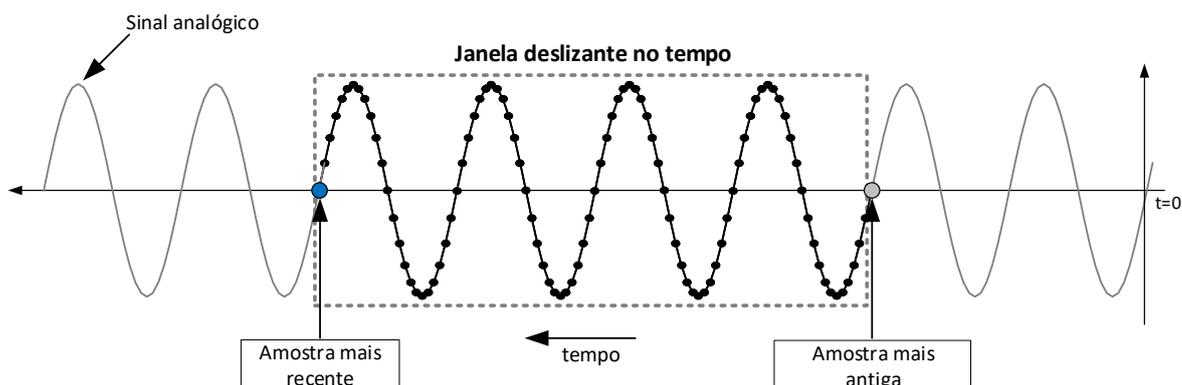


Figura 28: Processo de formação da janela deslizante no tempo para processamento do sinal.

Deve-se observar que à medida em que se obtêm uma nova amostra e se descarta a mais antiga, os cálculos necessários para as estimações devem ocorrer em um espaço de tempo inferior ao período de amostragem. No caso de uma frequência de amostragem de 1440 Hz, o microcontrolador deve realizar as estimações em menos de $694,444 \mu s$. Dessa forma pode-se garantir estimativas em tempo real.

O disparo da conversão realizada pelo ADC é feita inicialmente pelo sinal de PPS, fornecido pelo módulo GPS. Juntamente com este *trigger* para a aquisição da primeira amostra, um dos *timers* internos do microprocessador Tiva também é disparado. Este *timer* é dedicado à temporização relativa ao período de amostragem, sendo configurado para gerar uma interrupção sempre que uma nova amostra deva ser adquirida. Obviamente esta temporização não é perfeita, havendo uma diferença entre o *timer* e a referência de tempo fornecida pelo PPS do GPS. Esta característica será melhor discutida na sessão seguinte.

Com o sinal de tensão sendo amostrado os cálculos da estimação de magnitude, fase e frequência são realizados. Contudo, há alguns outros processos necessários para a geração das medições antes do seu envio para um sistema concentrador de dados. A Figura 29 mostra de forma simplificada os processos que ocorrem no software embarcado no microprocessador.

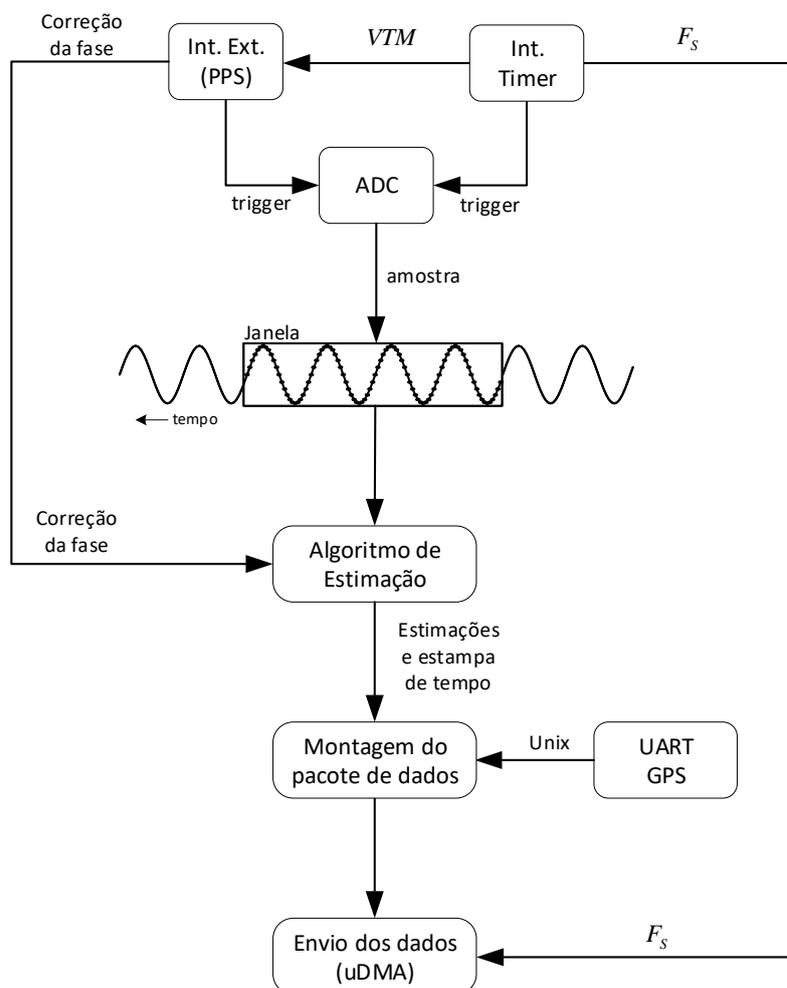


Figura 29: Implementação do algoritmo de estimação de fasores e de frequência no processador ARM.

No momento em que inicia-se o processamento de uma janela do sinal, a estampa de tempo referente a aquela estimação é registrada. Após o termino da estimação da fase do sinal uma correção é aplicada na fase estimada, para compensar a diferença entre a frequência de amostragem real e a ideal. Essa correção se dá a partir da leitura do valor do timer, que aqui será denominado VTM . O mesmo timer que gera a frequência de amostragem é utilizado para gerar a frequência de reporte (F_s) do *frame* de dados, como ilustrado de forma simplificada na Figura 29. Após a estimação da magnitude, fase corrigida e frequência do sinal, o *frame* de dados a ser enviado para um PDC no formato exigido pela norma IEEE C37.118.2, detalhada no Apêndice 1, é montado. Este *frame* de dados possui 52 bytes e é repassado via Recebedor/Transmissor assíncrono universal (do inglês, *Universal asynchronous receiver/transmitter*) (UART)

a uma taxa de 115200 bits por segundo, o que leva cerca de 3,611 ms. Durante este período o microprocessador deve realizar diversas outras tarefas como a amostragem e o processamento do sinal, inviabilizando a manipulação direta da comunicação via UART. Para solucionar esta questão um recurso interessante presente neste microprocessador foi utilizado, chamado de Micro acesso direto à memória (do inglês, *micro Direct memory access*) (uDMA). Este recurso permite que certos periféricos de hardware acessem a memória para leitura e escrita independentemente da CPU, economizando assim tempo de processamento. No caso da PMU apresentada neste trabalho, o periférico de comunicação serial lê diretamente da memória o *frame* de dados a ser enviado, otimizando os recursos de hardware disponíveis.

Para o envio dos dados pela rede ethernet, via protocolo TCP/IP, foi utilizado um módulo WI-FI ESP8266. Seu *firmware* original faz com que seu funcionamento seja através de comandos Hayes, também conhecido como comandos AT (de atenção). Este protocolo de comando foi desenvolvido em 1981 por Dennis Hayes para estabelecer comunicação em modems. O conjunto de comandos consiste em uma série de cadeias curtas de texto que podem ser combinadas para produzir comandos para operações tais como ligar, desligar ou mudar os parâmetros da conexão. A grande maioria dos modems dial-up usavam estes comandos com inúmeras variações. Embora o envio dos pacotes de dado através dos comandos AT funcionassem, foi observada uma limitação para taxas de reporte das medições acima de 30 *frames* por segundo, o que inviabilizaria utilizar a taxa desejada de 60 *frames* por segundo. Assim, foi desenvolvido e gravado um novo firmware para os módulos ESP8266, com o objetivo de otimizar o processo de recebimento da informação via serial e envia-la a um servidor pela rede ethernet. Os comandos AT deixaram de ser utilizados e um protocolo simples para o sincronismo entre o microprocessador ARM e o ESP8266 foi criado. Com isso, a taxa de 60 Hz de reporte do *frame* de dados foi atingida. Um módulo wi-fi como o usado possui custo extremamente reduzido, girando em torno de 2 dólares, a Figura 30 ilustra um ESP8266.



Figura 30: Módulo Wi-fi ESP8266.

Assim como o GPS ublox NEO-6M, o ESP8266 é largamente empregado em aplicações IoT. Sua versatilidade vai muito além da abordada neste trabalho, possuindo entradas digitais e analógicas, 96 KBytes de memória RAM, 64 KBytes de memória ROM e clock de até 160 Mhz. A programação do ESP8266 é de simples desenvolvimento, sendo necessário apenas um conhecimento básico de redes e protocolo TCP/IP. A Figura 31 mostra um diagrama do software embarcado no módulo Wi-Fi.

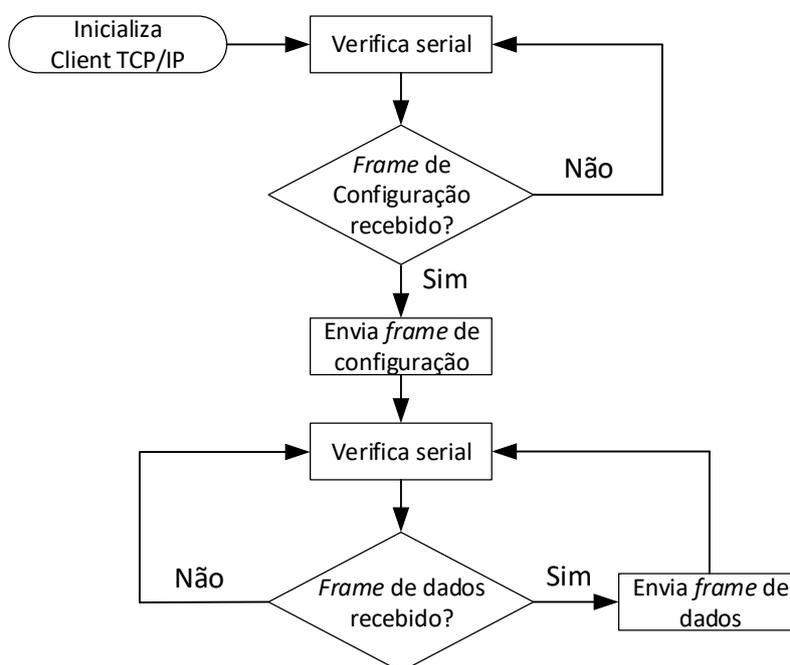


Figura 31: *Firmware* embarcado no ESP8266.

O *firmware* (software embarcado) é simples e trabalha da seguinte forma: após a inicialização com sucesso do cliente TCP/IP, o módulo aguarda através da serial o recebimento do *frame* de configuração. Uma vez recebido este *frame*, o módulo

irá entrar em um *loop*, aguardando, verificando e enviando os *frames* de dados que chegarem via serial. É importante ressaltar que os pinos de *reset* do módulo ESP8266 e do microprocessador TIVA operam diretamente conectados um ao outro. Dessa forma o sincronismo de ambos *firmwares* é garantido em caso da reinicialização de um deles.

4.3 CORREÇÃO DA FASE REPORTADA

Como ressaltado na sessão anterior na Figura 29, uma correção é aplicada à fase estimada do sinal. Isso é necessário para a garantia do sincronismo dos fasores estimados por mais de uma PMU. A correção aplicada é calculada a cada incremento de segundo sinalizado pelo PPS e seu objetivo é fazer com que todas as PMUs, com suas respectivas taxas de amostragem, estimem a fase em relação à mesma referência de tempo que é o PPS. Idealmente, a frequência de amostragem serviria como um temporizador para o disparo do ADC gerando um determinado número de amostras por segundo. Nesse caso, se são aquiritadas 1440 amostras por segundo, a amostra de número 1441 seria localizada no tempo exatamente sobre a borda de transição do PPS. Entretanto, a temporização interna do microprocessador, como um circuito real, possui um desvio do ideal, devido às imperfeições inerentes dos componentes, variações de temperatura, etc. Para o sistema de amostragem real, iniciando-se a amostragem em um primeiro pulso de PPS e desconsiderando-se o tempo necessário de conversão do ADC, a amostra de número 1441 não estará localizada, no tempo, sobre um segundo PPS. Esta amostra poderá estar "adiantada" ou "atrasada" devido à propagação do erro da frequência de amostragem real. A Figura 32 mostra um caso real no qual a primeira amostra do próximo segundo está adiantada, ou seja a frequência de amostragem está ligeiramente superior à esperada.

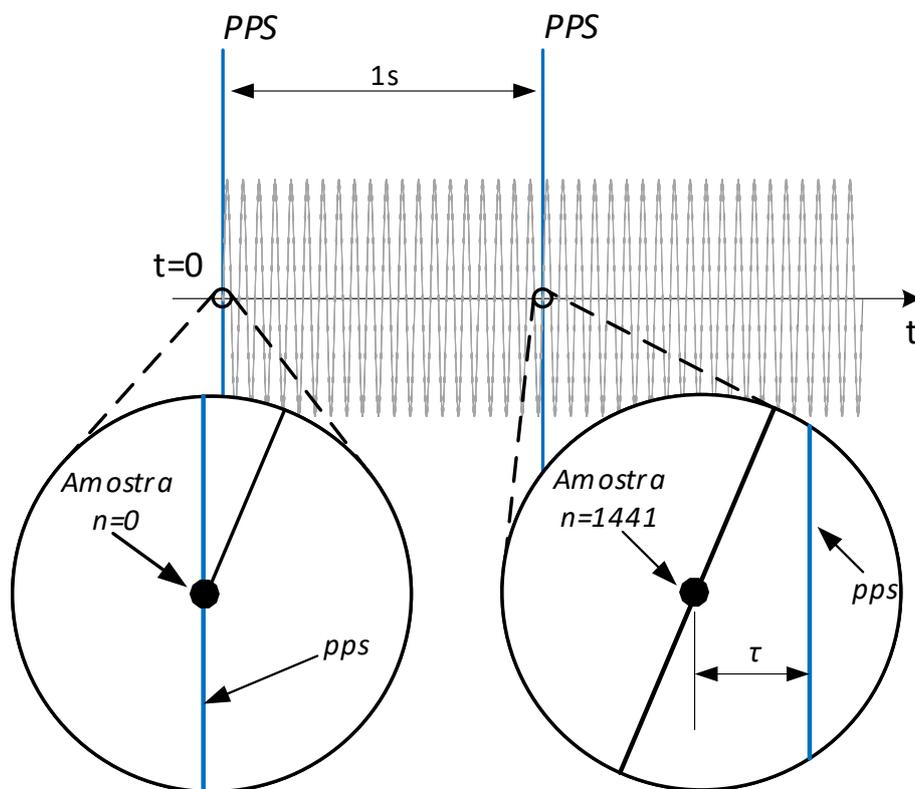


Figura 32: Erro da frequência de amostragem.

O efeito deste desvio da amostragem sobre estimação do fasor, faz com que o fasor estimado gire no tempo mesmo para uma tensão de entrada com frequência fixa de exatamente 60 Hz. Deve-se ressaltar que este desvio da temporização será diferente em cada microprocessador. Ou seja, o erro existente em uma PMU A é diferente de uma PMU B. Há ainda possíveis efeitos da temperatura sobre os osciladores, em que cada PMU pode se comportar de forma diferente. Dessa forma, uma estimativa do erro a cada ciclo do PPS, representada na Figura 32 por τ , se faz necessária.

O tempo τ é estimado após a leitura do valor (V_{TM}) do timer utilizado para disparar o ADC no momento em que o sinal de PPS é recebido. A correção em radianos é calculada de acordo com (4.1), onde a mesma é aplicada à fase estimada. Assim, mesmo que o fasor tenha uma tendência de girar dentro do intervalo de um segundo, após o próximo sinal de PPS aplica-se a correção, retornando o fasor para sua posição de sincronismo.

$$\phi_c = \tau \times 2\pi f_0 = \frac{VTM}{clock} \times 2\pi f_0 = \frac{VTM \times 2\pi 60}{120 \times 10^6} = VTM \times \pi \times 10^{-6} \text{ rad} \quad (4.1)$$

Uma sequência de ângulos de fase estimados no tempo para um sinal senoidal de 60 Hz com fase igual a 94,3 graus é mostrada na Figura 33. A frequência de reporte adotada foi de 60 medições por segundo.

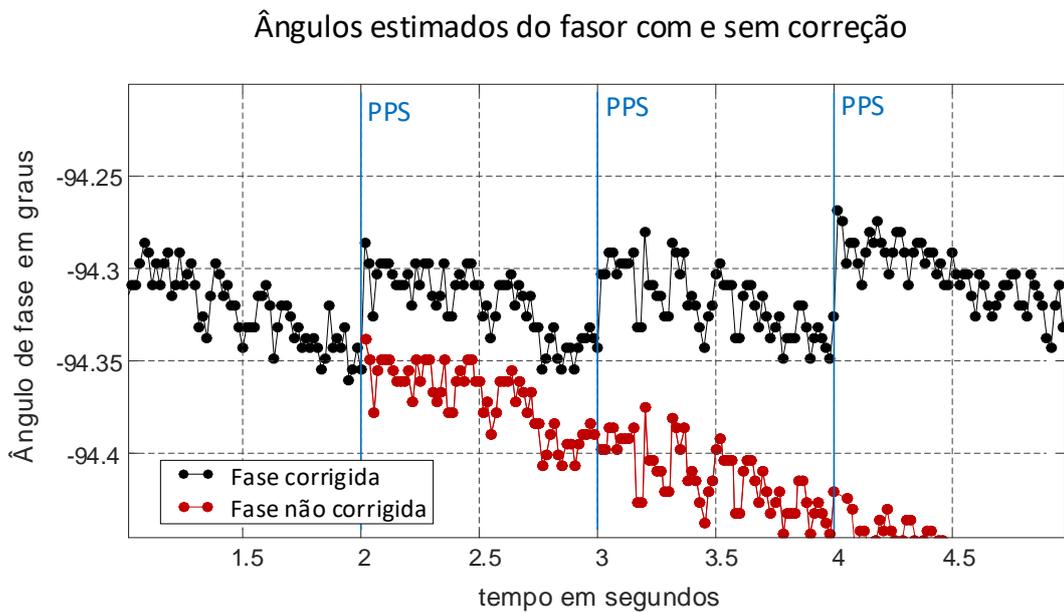


Figura 33: Ângulos de fase estimados e corrigidos.

O desvio de ângulo observado do fasor durante o período entre as bordas de subida do sinal de PPS, se manteve na faixa do 0.06 graus. Esta variação no ângulo do fasor insere um erro no TVE de aproximadamente 0,1047%, onde o TVE máximo permitido pela norma para um sinal estacionário de 60Hz é de 1%.

4.4 SOFTWARE MONITOR

Para recebimento, armazenamento e visualização em tempo real dos dados enviados pelas PMUs, pode-se utilizar o software OpenPDC (OPENPDC, 2018), uma plataforma concentradora de dados fasoriais de alto desempenho, capaz de gerenciar dados de sincrofasores em tempo real. Em desenvolvimento desde 2004, pertence a Grid Protection

Alliance, empresa responsável por prover softwares *open source* e serviços para melhoria de sistemas elétricos. O software passou a ser open source a partir de 2009, e por essa razão não existem custos associados a licenciamento, de forma que possa ser facilmente testado e melhorado, por pesquisadores de todo o mundo. A Figura 34 mostra a interface inicial do OpenPDC.

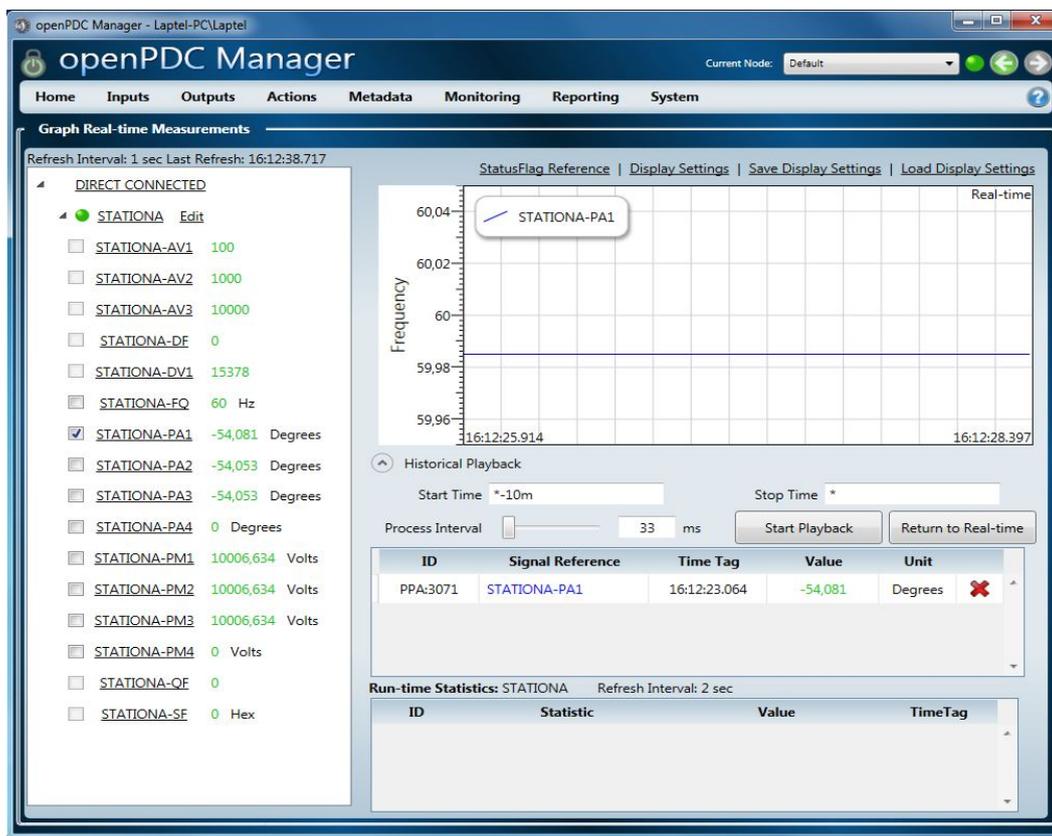


Figura 34: Interface inicial do OpenPDC Manager.

Na Figura 34 é possível ver, na parte superior, os diversos menus que podem ser acessados pelo usuário, de forma a gerenciar todas as entradas e saídas de dados. No lado esquerdo da tela, é possível ter acesso a informações de forma rápida, como gráficos, estatísticas da conexão, entre outros. Por fim, esta mesma tela propicia ainda a visualização dos dados de forma gráfica. Para isso, basta que o usuário selecione qual a PMU e qual o fasor desejado, pertencente a PMU escolhida. A Figura 35 mostra a interface para teste da conexão das PMUs.

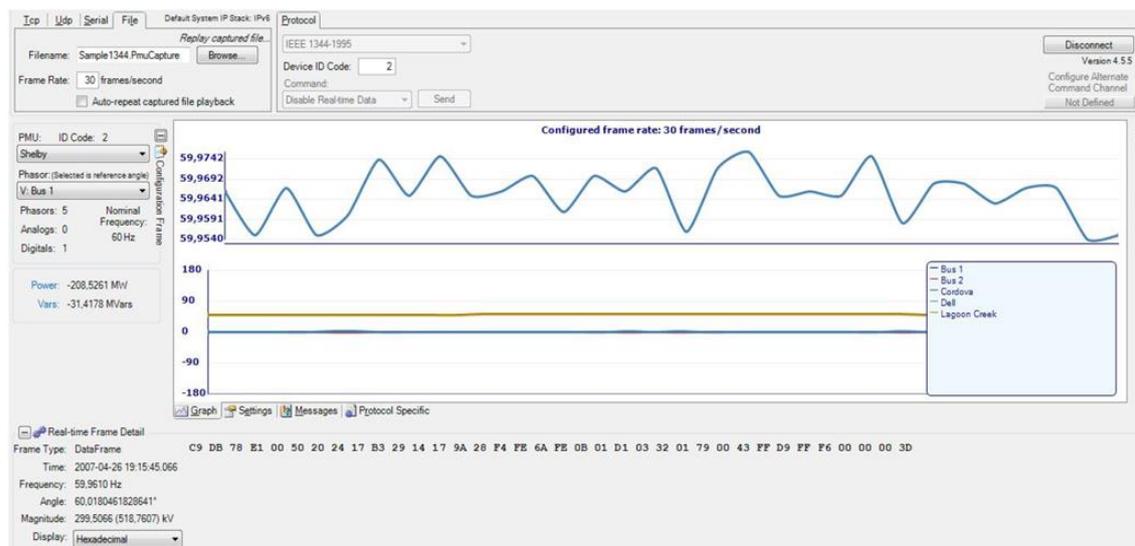


Figura 35: Software de teste da comunicação entre o OpenPDC e PMUs.

A parte central da Figura 35, é composta por um gráfico atualizado em tempo real, responsável por exibir os fasores recebidos em cada frame de dados. No lado esquerdo da tela, é possível conferir detalhes do frame que está sendo recebido naquele instante, além de informações sobre o número de fasores presentes no frame em questão. Na parte inferior, o usuário pode conferir os dados que estão sendo recebidos, no formato hexadecimal.

Apesar de OpenPDC ser uma ferramenta já difundida, para se facilitar o desenvolvimento da PMU proposta neste trabalho, um software para a visualização dos dados enviados foi desenvolvido. A norma IEEE C37.118.2 foi seguida, portanto pode-se considerar este software como o componente fundamental para um PDC simplificado. O Software recebe simultaneamente dados de medições de até duas PMUs. A Figura 36 mostra a interface do monitor de dados fasoriais e frequência.

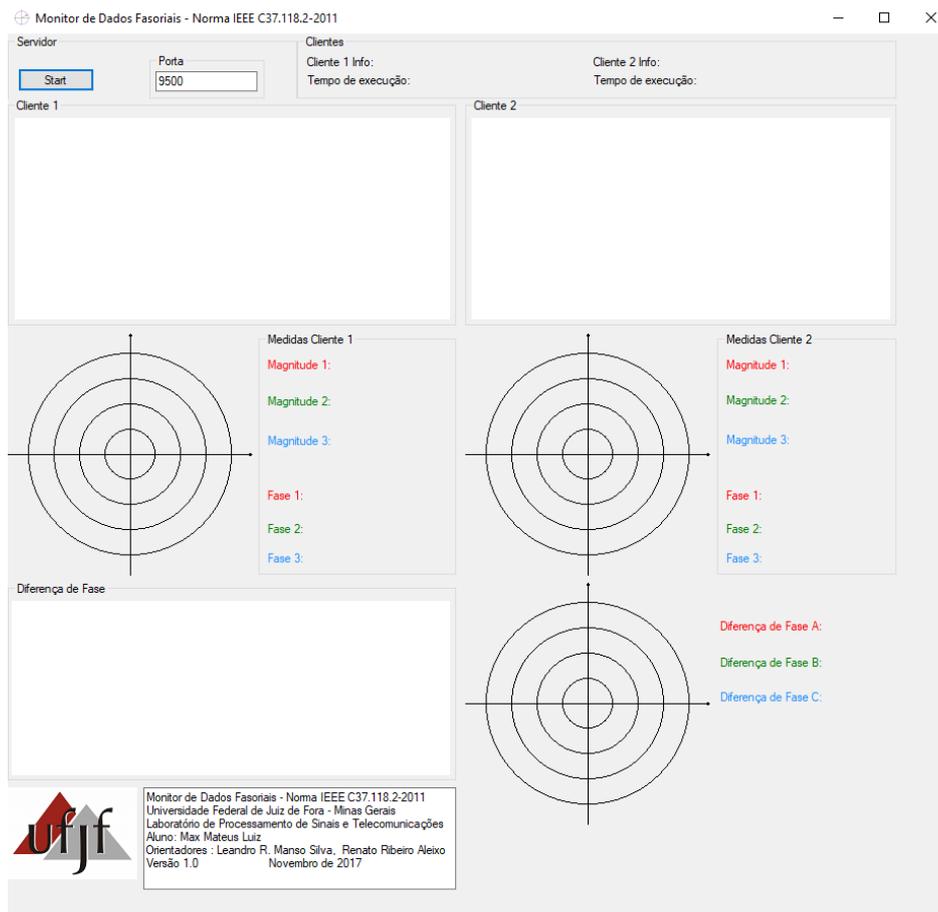


Figura 36: Software de monitoramento das medições das PMUs desenvolvido.

Como diferencial, além dos valores de magnitude e fase, diagramas fasoriais e gráficos de frequência, o software também traça o gráfico da diferença de fase entre os fasores estimados por cada uma das PMUs, localizado na parte inferior da Figura 36.

4.5 CONCLUSÕES DO CAPÍTULO

Neste capítulo foi apresentado o hardware utilizado na implementação de uma Micro-PMU com o algoritmo de estimação proposto no Capítulo 3 embarcado em seu microprocessador. O erro inserido na estimação do ângulo de fase e sua correção, necessária para a obtenção do sincronismo dos sinais, foram discutidos. Por fim o sistema utilizado para a visualização, armazenamento dos dados e validação do protocolo de comunicação estabelecido pela norma, foi apresentado.

5 RESULTADOS

Este capítulo apresenta os requisitos da norma e os resultados dos testes do algoritmo de estimação proposto e de sua implementação em hardware. Primeiramente os requisitos das medições estabelecidos pela IEEE C37.118.1 serão discutidos e resumidos em uma tabela. Em um segundo momento o algoritmo de estimação proposto terá seu desempenho verificado com ajuda do Matlab. Por último, com a ajuda de um software de monitoramento das medições das PMUs, serão apresentadas e discutidas medições realizadas por duas PMUs conectadas a um sistema de potência simulado no Simulador digital em tempo real, do inglês, *Real time digital simulator* (RTDS), validando assim as medições sincronizadas entre os dois equipamentos.

5.1 TESTES PROPOSTOS PELA IEEE C37.118.1-2014

A norma IEEE C37.118.1 estabelece uma série de testes, aos quais o algoritmo e o equipamento de medição fasorial sincronizada deve ser submetido, com o intuito de validação dos mesmos. Os testes consistem em colocar sinais pré-definidos nos terminais de medição de tensão da PMU em teste, com o objetivo de avaliar o método de estimação fasorial e assim validar seu desempenho perante os valores máximos de erro permitidos. Os sinais utilizados nos testes devem ter como características: desvio de frequência (frequência *off-nominal*); presença de componentes harmônicos; variação de frequência em rampa; e por fim, modulação de amplitude e modulação de fase. Como já apresentado no Capítulo 2, as métricas e erro utilizadas nos testes são o TVE (erro total do vetor), FE (erro de frequência) e RFE (erro da taxa de variação da frequência) dados pelas equações (5.1), (5.2) e (5.3).

$$TVE = \sqrt{\frac{(\hat{X}_r X_r)^2 + (\hat{X}_i X_i)^2}{X_r^2 + X_i^2}} \quad (5.1)$$

em que \hat{X}_r e \hat{X}_i são as sequencias de valores reais e imaginários, respectivamente, referentes ao fasor estimado e X_r e X_i são os valores teóricos.

$$FE = f - f_{est} \quad (5.2)$$

$$RFE = |(df/dt) - (df/dt)_{est}| \quad (5.3)$$

em que, f é a frequência real, f_{est} é a frequência estimada, df/dt é o ROCOF real e df_{est}/dt é o ROCOF estimado.

A Tabela 2 apresenta a modelagem matemática de cada um dos sinais que devem ser utilizados como sinais de teste, bem como os valores máximos de erros permitidos para cada sinal em particular.

Tabela 2: Requisitos estabelecidos pela C37.118.1-2014

Teste		C37.118.1		
Sinal de tensão		TVE(%)	FE(mHz)	RFE(Hz/s)
Frequência off-nominal	$\cos(2\pi ft)$ $55 \leq f \leq 65$	1	5	0.1
Harmônicos	$\cos(2\pi f_o t) + 0.1\cos(2\pi i f_o t)$ $2 \leq i \leq 50$	1	25	-
Rampa de frequência	$\cos(2\pi(55 + 1t)t)$ $0 \leq t \leq 10$	1	10	0.2
Modulação de amplitude	$(1 + 0.1\cos(2\pi f_m t)) \times \cos(2\pi f_o t)$ $f_m = 1,2,3,4,5$	3	300	14
Modulação de fase	$\cos(2\pi f_o t + 0.1\cos(2\pi f_a t - \pi))$ $f_a = 1,2,3,4,5$	3	300	14

Já na Tabela 3 estão presentes os limites para o tempo de resposta, tempo de atraso e *overshoot*, dos testes de degrau na fase e amplitude. Mais adiante, esses testes serão descritos com mais detalhes.

Tabela 3: Requisitos para o teste de degrau estabelecidos pela IEEE C37.118.1-2014

Teste de Degrau		C37.118.1				
		Tempo de Resposta (s)			Tempo de atraso (s)	Overshoot máximo (%)
		TVE	FE	RFE		
Amplitude	$K_x = 0,1$ $K_a = 0$	0,1167	0,2333	0,2333	0,004167	10
Fase	$K_x = 0$ $K_a = \pi/18$					

Em busca de uma melhor compreensão dos sinais de teste, seus detalhes serão melhor expostos a seguir:

1. Sinais em estado permanente

A conformidade de estado permanente deve ser confirmada comparando-se os valores estimados do fasor, da frequência e da taxa de variação da frequência (ROCOF) aos valores teóricos. Condição de estado permanente é quando a magnitude, frequência e fase do sinal de teste permanecem constantes durante o período de avaliação. Deve ser notado que o valor de fase do fasor estimado não permanecerá constante quando a frequência for *off-nominal*. Para uma excursão de até ± 5 Hz o TVE não pode ser superior a 1%, bem como para o caso em que há um componente harmônico com amplitude de 10% em relação ao componente fundamental. O erro de frequência deve ser no máximo de 5 mHz e o RFE de 0,1 Hz/s. Adicionalmente aos testes propostos pela norma, sinais de teste com um conteúdo harmônico e ruído elevados também foram sintetizados e aplicados aos terminais da micro-PMU. O objetivo é estressar o método de estimação além do que os testes propostos pela norma o fazem. Como já discutido, a norma não foi estabelecida para medições de sinais no nível de distribuição da energia elétrica, onde o sinal de tensão normalmente é mais poluído. Dessa forma serão propostos mais dois sinais de teste para o método de estimação de sincrofasores e frequência. As equações (5.4) e (5.5) modelam tais sinais.

$$x(t) = \cos(2\pi 60t) + 40 \text{ dB (SNR)} \quad (5.4)$$

$$x(t) = \cos(2\pi 59.95t) + \sum_{i=2}^{50} \frac{1}{i} \cos(2\pi i 59.95) + 40 \text{ dB (SNR)} \quad (5.5)$$

em que, SNR é a relação sinal ruído. Como pode ser observado em (5.5), o conteúdo harmônico do sinal vai muito além do que é encontrado em uma rede de distribuição e a frequência está levemente desviada da nominal, sendo um caso interessante para a observação do comportamento do algoritmo proposto. A Figura 37 e a Figura 38 ilustram as formas de onda dos sinais descritos em (5.4) e (5.5), respectivamente.

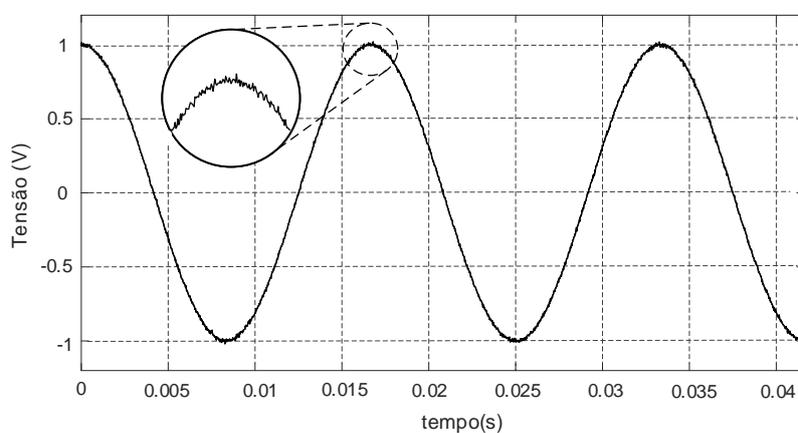


Figura 37: Sinal de teste composto por uma senoide de 60 Hz com 40 dB de SNR.

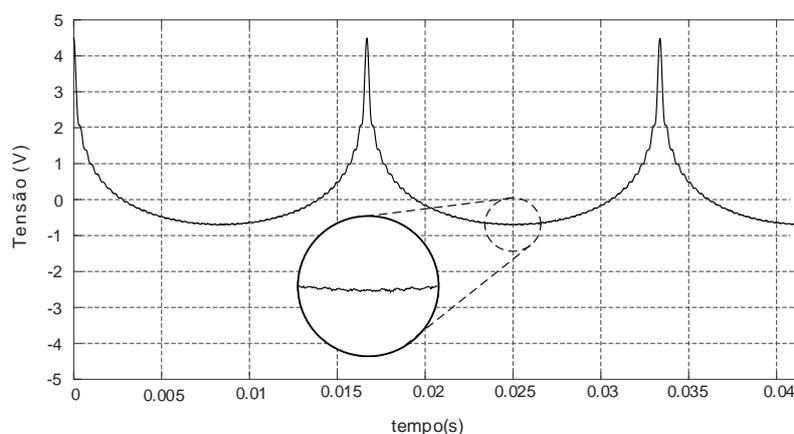


Figura 38: Sinal de teste composto por uma senoide de 59,95 Hz, harmônicos e 40 dB de SNR.

2. Rampa de frequência

Neste teste, a frequência do sinal deve variar linearmente de 55 Hz a 65 Hz em um intervalo de tempo de dez segundos, ou seja, a frequência deve variar a uma taxa de 1 Hz/s. Neste teste o TVE deve ser no máximo 1%, o erro de frequência 10 mHz e RFE 0,2 Hz/s.

3. Modulação de amplitude e fase

O teste de conformidade para modulação é realizado modulando-se a amplitude ou a fase através de uma modulação senoidal. Genericamente, (5.6) modela um sinal com tais variações.

$$x(t) = X_m(1 + k_x \cos(2\pi f_m t)) \times \cos(2\pi f_0 t + k_a \cos(2\pi f_m t - \pi)) \quad (5.6)$$

em que, X_m é a amplitude do sinal, k_x é o fator de modulação da amplitude, k_a é o fator de modulação da fase e f_m é a frequência de modulação. A retificação da norma (IEEE, 2014) coloca que os testes de modulação devem ser realizados de forma independente, não havendo modulação de amplitude e fase simultaneamente. Neste caso a norma permite um TVE máximo de 3%, erro de frequência de no máximo 300 mHz e RFE máximo de 14 Hz/s.

4. Degrau na fase e amplitude

Para se avaliar o tempo de resposta, tempo de atraso e *overshoot* do algoritmo de estimação aplica-se um de grau na fase ou na amplitude do sinal, e como no caso do teste de modulação, não devem ser aplicados simultaneamente. O tempo de atraso é o período entre a aplicação do de grau na amplitude ou fase, e o momento no qual a estimação assume um valor referente à metade da transição para o valor final do de grau aplicado. Já o *overshoot* é obtido a partir do pico presente no transitório gerado pelo de grau. O sinal de entrada pode ser modelado como em (5.7).

$$x(t) = X_m(1 + k_x u(t)) \times \cos(2\pi f_0 t + k_a u(t)) \quad (5.7)$$

em que, X_m é a amplitude do sinal, k_x é o tamanho do de grau na amplitude, k_a é o tamanho do de grau na fase e $u(t)$ é a função de grau unitário. Os tempos de resposta são o período no qual os parâmetros de TVE, FE e RFE permanecem acima de seus limites para a condição de estado permanente que são de 1%, 0,005 Hz e 0,1Hz/s, respectivamente.

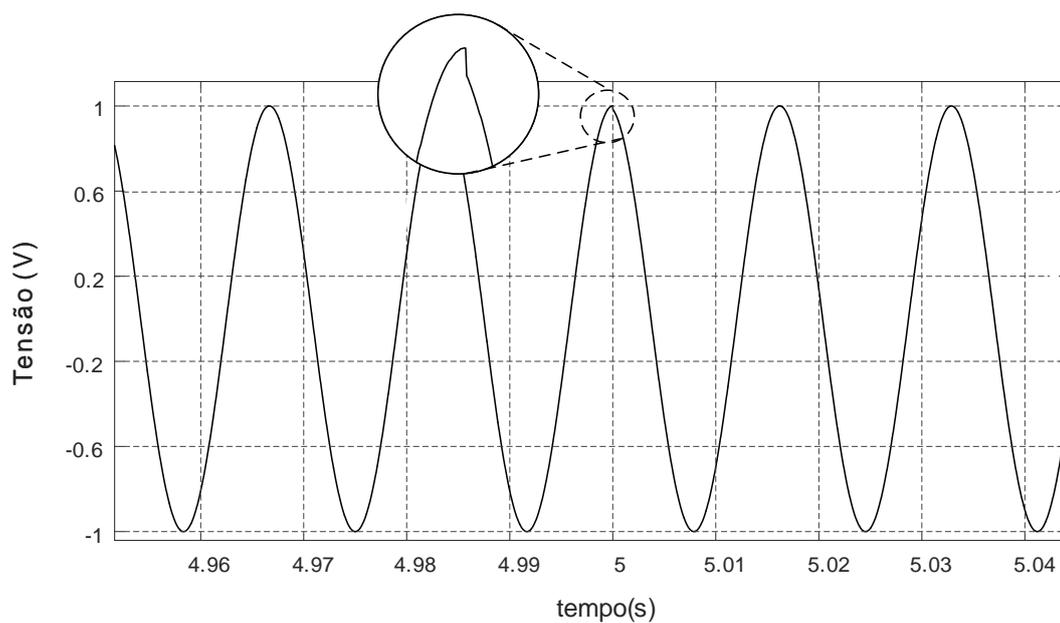


Figura 39: Sinal de tensão para o teste de degrau na amplitude.

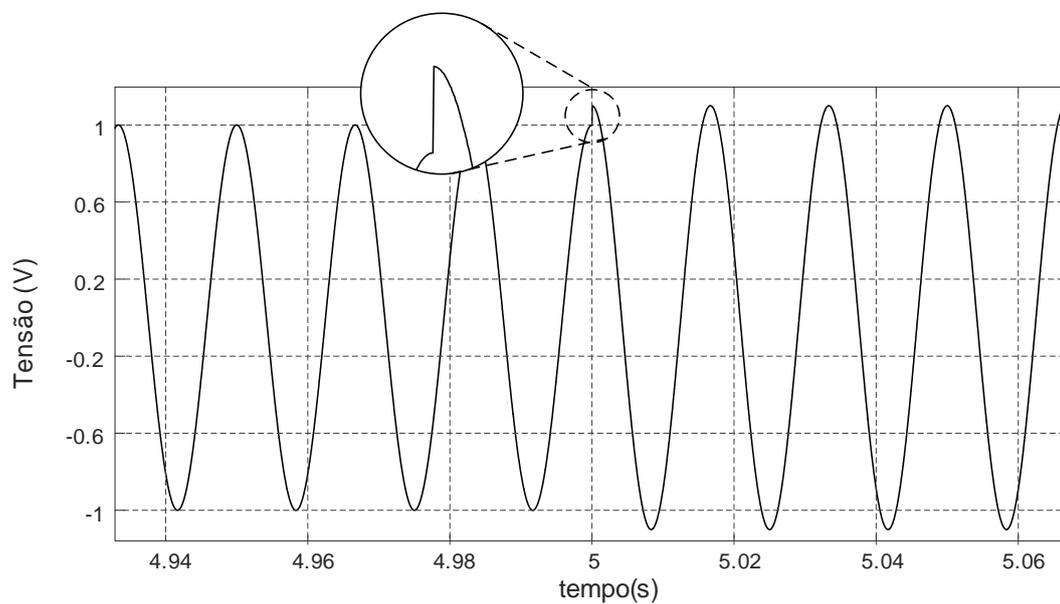


Figura 40: Sinal de tensão para o teste de degrau na fase.

Com os tipos de sinais de tensão utilizados para os testes devidamente detalhados, na próxima seção serão apresentados os resultados das estimações do método proposto.

5.2 DESEMPENHO DO MÉTODO DE ESTIMAÇÃO PROPOSTO

Para uma avaliação preliminar do desempenho do método de estimação proposto, antes de sua implementação em hardware, é interessante confrontar seus erros de estimação com os erros de algum outro método da literatura. No Capítulo 2 foi apresentado o método AVG-AVG2COMP-DFT, utilizado como referência no desenvolvimento do método S-G IIR proposto. A Figura 41 apresenta uma visão geral de ambos os métodos.

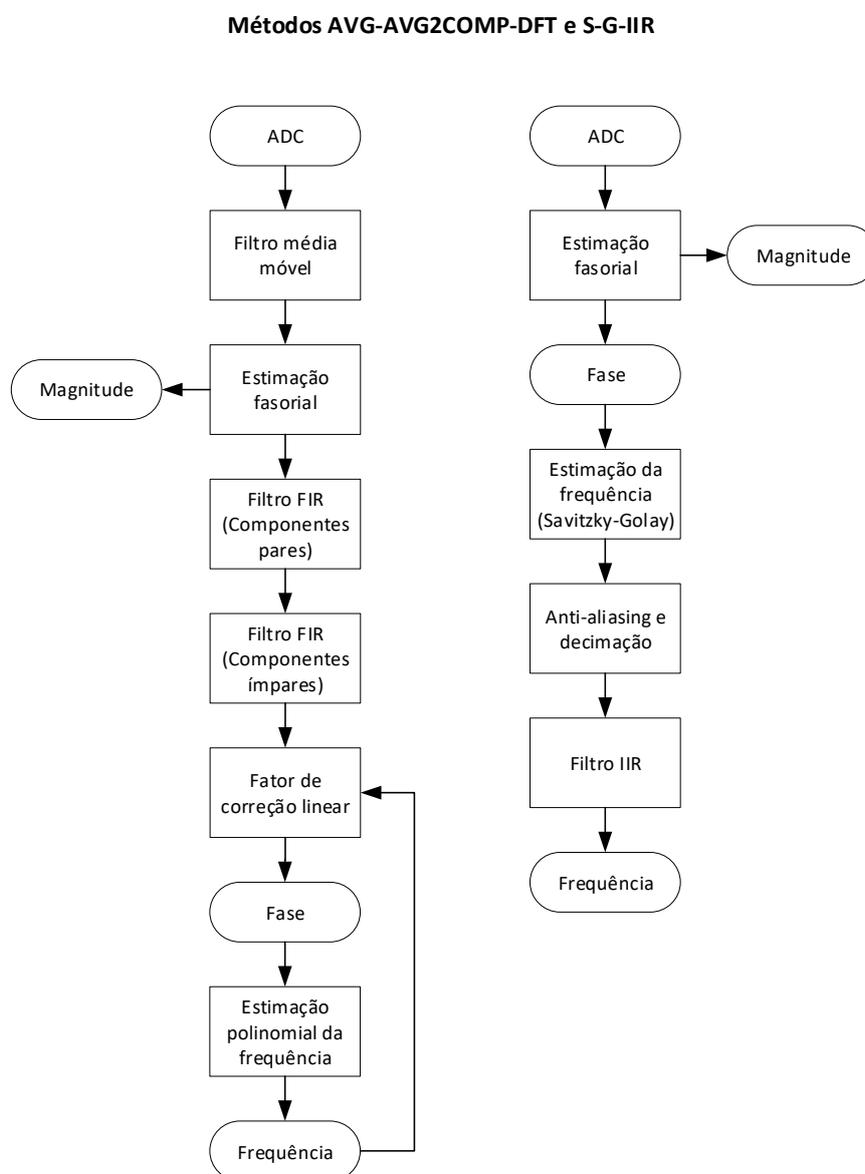


Figura 41: Visão geral dos métodos de estimação AVG-AVG2COMP DFT e Savitzky-Golay IIR.

A principal diferença que pode ser observada através da Figura 41 é o não tratamento dos ângulos de fase estimados pelo S-G-IIR, enquanto o AVG-AVG2COMP DFT utiliza dois filtros e uma compensação. Os filtros aplicados pelo método de referência sobre as sequências de ângulos de fase estimados atenuam oscilações referentes a componentes harmônicas possivelmente presentes no sinal de tensão amostrado. Entretanto, o método proposto não realiza nenhum processamento sobre o valor dos ângulos e ainda assim possui um TVE dentro dos limites impostos pela norma. Deve-se lembrar que a correção aplicada à fase descrita no Capítulo 3 é realizada apenas na implementação em hardware, que terá seus resultados comentados na próxima seção.

Submetendo ambos algoritmos aos testes detalhados na sessão Seção 5.1, é possível compará-los quantitativamente. Os testes propostos pela norma e os testes com ruído sugeridos estão sumarizados na Tabela 4.

Tabela 4: Sinais de Teste utilizados

Teste	Sinal	Índice
Frequência Off-nominal	$\cos(2\pi ft)$ $55 \leq f \leq 65$	1
10% de Harmônico	$\cos(2\pi f_o t) + (0,1)\cos(2\pi i f_o t)$ $2 \leq i \leq 50$	2
40dB de ruído	$\cos(2\pi f_o t) + 40 \text{ dB noise}$	3
Sinal Artificial	$\cos(2\pi 59,95t) + \sum_{i=2}^{50} \frac{1}{i} \cos(2\pi i 59,95)$ $+40 \text{ dB noise}$	4
Rampa de frequência	$\cos(2\pi(55 + 1t)t)$ $0 \leq t \leq 10$	5
Modulação na amplitude	$(1 + (0,1)\cos(2\pi f_m t)) \times \cos(2\pi f_o t)$ $f_m = 1,2,3,4,5$	6
Modulação na fase	$\cos(2\pi f_o t + (0,1)\cos(2\pi f_a t - \pi))$ $f_a = 1,2,3,4,5$	7

Os índices presentes na terceira coluna da Tabela 4 serão adotados como referência para cada um dos testes, como forma de tornar as tabelas de resultados mais compactas. A Tabela 5 apresenta os resultados em Matlab das métricas de erro para os métodos Med2Comp DFT e S-G-IIR.

Tabela 5: Erros das estimações dos métodos

Teste	Med2Comp DFT			S-G-IIR			Valores máximos C37.118.1		
	TVE (%)	Erro de Frequência (mHz)	RFE (Hz/s)	TVE (%)	Erro de Frequência (mHz)	RFE (Hz/s)	TVE (%)	Erro de Frequência (mHz)	RFE (Hz/s)
1	0,018	0,29	0,2	0,199	1,24	0,07	1	5	0,1
2	0,010	10^{-9}	10^{-10}	0,003	0,05	10^{-3}	1	25	-
3	0,077	5,74	0,42	0,079	1,46	0,07	-	-	-
4	0,443	9,67	0,53	0,456	7,58	0,11	-	-	-
5	0,067	1,9	0,17	0,211	2,65	0,05	1	10	0,2
6	0,009	0,25	0,01	0,007	0,24	0,01	3	300	14
7	0,079	48,7	1,53	0,333	146,83	4,77	3	300	14

Analisando-se a Tabela 5 nota-se primeiramente que para todos os testes o algoritmo S-G-IIR possui valores de erros abaixo dos limites máximos permitidos pela norma. Comparando-se com o método Med2Comp DFT, são observados valores mais elevados de TVE, como esperado já que os valores da fase reportados não passam por diversos estágios de filtragem como no método de referência.

Quanto aos valores de FE, há uma maior discrepância apenas para o teste 3, em que o sinal apresenta componentes harmônicos, e o teste 7 onde o método S-G-IIR é menos preciso. Para o caso de harmônicos, essa diferença é causada pelos filtros utilizados no método AVG-AVG2COM DFT, projetados para eliminar quase que totalmente qualquer componente harmônico, ponto forte deste método. Já para o caso da modulação de fase, a diferença observada é causada pela fase não linear do filtro IIR utilizado no método proposto. Quando alinhadas as estampas de tempo das medições, para o caso de uma modulação na fase um atraso maior é inserido, o que aumenta o erro. Por último, para o RFE, os valores são equiparáveis, com exceção para o teste 1, no qual o AVG-AVG2COMP DFT não obteve um RFE abaixo do limite máximo permitido.

O método S-G-IIR proposto neste trabalho se mostra melhor para casos em que o sinal de tensão possui ruído. Como discutido no Capítulo 3, a principal característica do filtro Savitzky-Golay está na atenuação de altas frequências, o que pode ser notado nas estimações da frequência nominal para os casos de teste em presença de ruído. Para o caso de teste 3 colocado na Tabela 4 por exemplo, na presença de 40 dB de SNR o FE e o RFE do método S-G-IIR foram de 1,46 mHz e 0,07 Hz/s, respectivamente, enquanto o método de referência obteve FE de 5,74 mHz e RFE de 0,42 Hz/s. De forma semelhante, para o teste 4 que também possui ruído o método S-G-IIR obteve um FE de 7,58 mHz e RFE de 0,11 Hz/s, enquanto o método da literatura obteve um FE de

9,67 mHz e RFE de 0,53 Hz/s, mostrando a superioridade do algoritmo proposto em condições de ruído. A fim de uma melhor observabilidade do processo de estimações de frequência, a evolução dos erros do método em cada uma das etapas envolvidas estão sumarizados na Tabela 6.

Tabela 6: Evolução dos erros de frequência após cada processo da estimação de frequência

Teste	Filtro S-G		Filtro S-G +Decimação		Filtro S-G +Decimação +IIR	
	FE	RFE	FE	RFE	FE	RFE
1	179,51	10,76	171,47	10,29	1,24	0,07
2	1,46	10-12	4,02	10-12	0,05	10-3
3	11,05	0,99	11,89	0,92	1,46	0,07
4	17,41	1,21	17,81	0,94	7,58	0,11
5	186,92	9,44	170,49	8,88	2,65	0,05
6	17,45	0,54	8,74	0,15	0,24	0,01
7	57,22	1,72	5,48	0,04	146,83	4,77

Observando-se a Tabela 6 nota-se claramente a redução dos erros das estimações, com exceção apenas para o teste 7, de modulação de fase. Isso se dá devido à resposta em frequência com fase não linear do filtro IIR, inserindo um atraso maior na estimação de frequência. Quando alinhadas as estampas de tempo, devido ao atraso, os valores de FE e RFE se tornam mais elevados. Contudo, ainda permanecem dentro dos limites da IEEE C37.118.1.

Os testes de degrau na amplitude e na fase, abordados anteriormente também foram realizados comparando-se os dois métodos. As Tabela 7 e Tabela 8 colocam os resultados obtidos para os testes de degrau.

Tabela 7: Resultados dos testes de degrau na amplitude e fase - AVG-AVG2COMP DFT

Teste de degrau		AVG-AVG2COM DFT					C37.118.1				
		Tempo de resposta(s)			Tempo de atraso(us)	Overshoot máximo	Tempo de resposta(s)			Tempo de atraso(us)	Overshoot máximo
		TVE	FE	RFE			TVE	FE	RFE		
Amplit.	$k_x = 0,1$ $k_a = 0$	0	0,071	0,081	2,08	0,0129%	0,116	0,233	0,233	4,167	10%
Fase	$k_x = 0$ $k_a = \pi/8$	0,042	0,098	0,121	2,08	0,2864%					

Tabela 8: Resultados dos testes de degrau na amplitude e fase - S-G IIR

Teste de degrau		SG-IIR					C37.118.1				
		Tempo de resposta(s)			Tempo de atraso(us)	Overshoot máximo	Tempo de resposta(s)			Tempo de atraso(us)	Overshoot máximo
		TVE	FE	RFE			TVE	FE	RFE		
Amplit.	$k_x = 0,1$ $k_a = 0$	0	0,115	0,083	2,08	0,0454%	0,116	0,233	0,233	4,167	10%
Fase	$k_x = 0$ $k_a = \pi/8$	0,029	0,069	0,104	2,08	0,6360%					

Analisando-se a Tabela 7 e a Tabela 8 é possível observar que ambos os métodos atendem aos requisitos da norma para os testes em degrau de fase e degrau de amplitude.

Quanto ao esforço computacional, o método AVG-AVG2COMP DFT necessita de 125 operações de multiplicação e 168 operações de soma para cada nova amostra adquirida pelo sistema de hardware. Já o método S-G-IIR, utiliza 121 operações de multiplicação e 115 operações de soma para cada nova amostra, mostrando uma leve vantagem em relação ao método da literatura.

5.3 RESULTADO DAS MEDIÇÕES DA MICRO-PMU

Para os testes iniciais da Micro-PMU proposta, foi utilizada uma fonte trifásica OMICRON CMC 256, homologada para testes de equipamentos de medição de qualidade de energia. Esta fonte possui 4 saídas de tensão de até 300V com um erro de amplitude inferior à 0,015% e reproduz sinais arbitrários de até 3 kHz, necessários para os testes da Micro-PMU. Na Figura 42 pode-se observar o hardware utilizado interligado à fonte geradora de sinais trifásicos OMICRON.

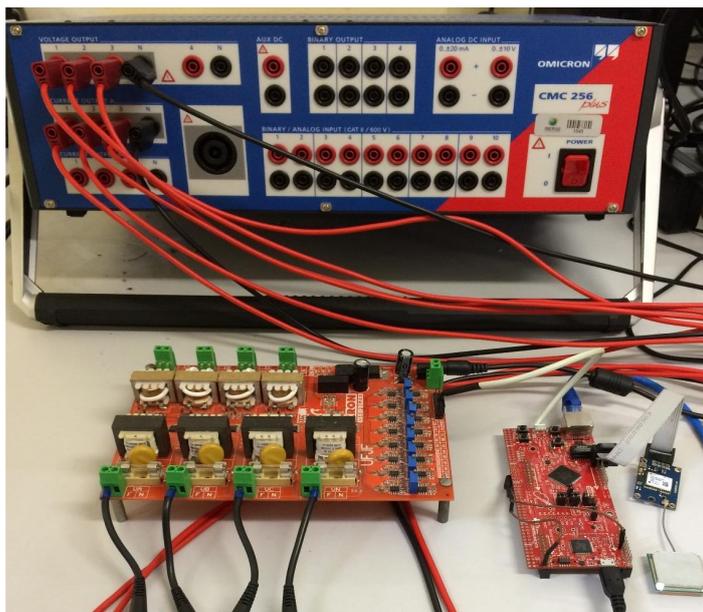


Figura 42: Hardware utilizado na implementação do algoritmo e seu teste inicial.

Os sinais de testes foram sintetizados pela fonte e então a Micro-PMU realizou suas estimações. A seguir serão ilustradas as estimações de magnitude, fase e frequência realizadas pela Micro-PMU proposta neste trabalho a partir dos sinais sintetizados pela fonte OMICRON.

A Figura 43 apresenta os resultados para o teste de frequência *off-nominal*.

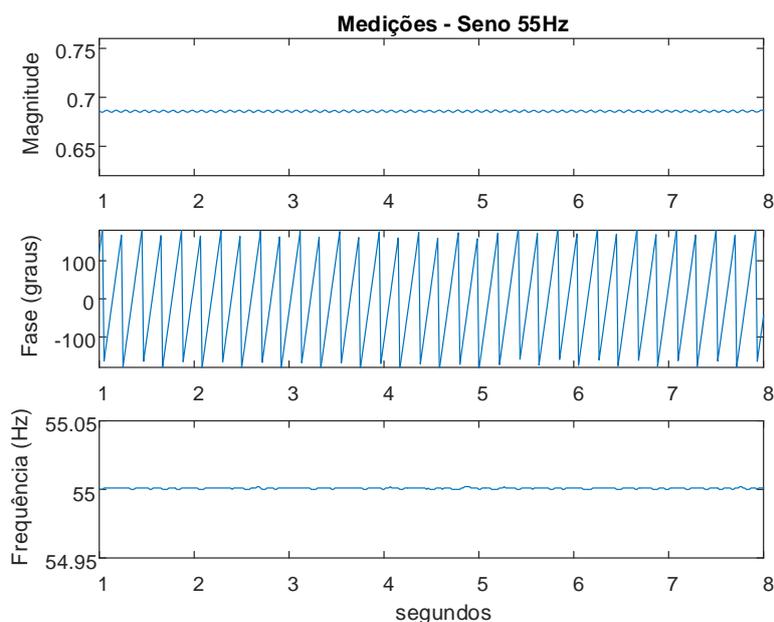


Figura 43: Estimações realizadas para uma senoide com frequência nominal de 55 Hz.

Pode ser observado na Figura 43 o bom comportamento dos valores estimados ao longo do tempo para uma frequência fundamental do sistema *off-nominal* de 55 Hz, os valores de magnitude apresentam um oscilação e um valor médio abaixo de 0,707 V, como esperado e já discutido.

A Figura 44 apresenta as estimações de magnitude, fase e frequência para um sinal com 10% de terceira harmônica ao longo do tempo. Como pode ser observado, as estimações também são satisfatórias para esse caso.

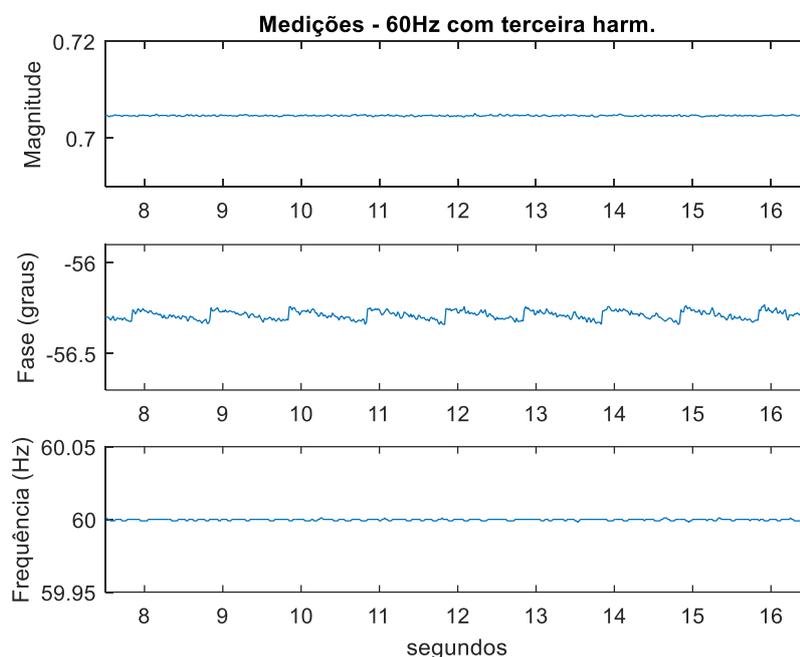


Figura 44: Estimções realizadas para uma senoide de 60 com 10% de terceira harmônica.

A Figura 45 apresenta as estimções de magnitude, fase e frequência para um sinal com 40dB de SNR. Nessa figura pode-se notar que o ruído presente no sinal causa algumas oscilações nas estimativa. Porém ambas continuam com uma precisão muito boa e dentro da margem de erro esperadas.

A Figura 46 apresenta as estimções de magnitude, fase e frequência para um sinal arbitrário com desvio de 50 mHz na frequência fundamental e alta carga harmônica. Neste caso, pode-se perceber a amplitude e a frequência oscilando em torno do valor correto e a fase variando linearmente.

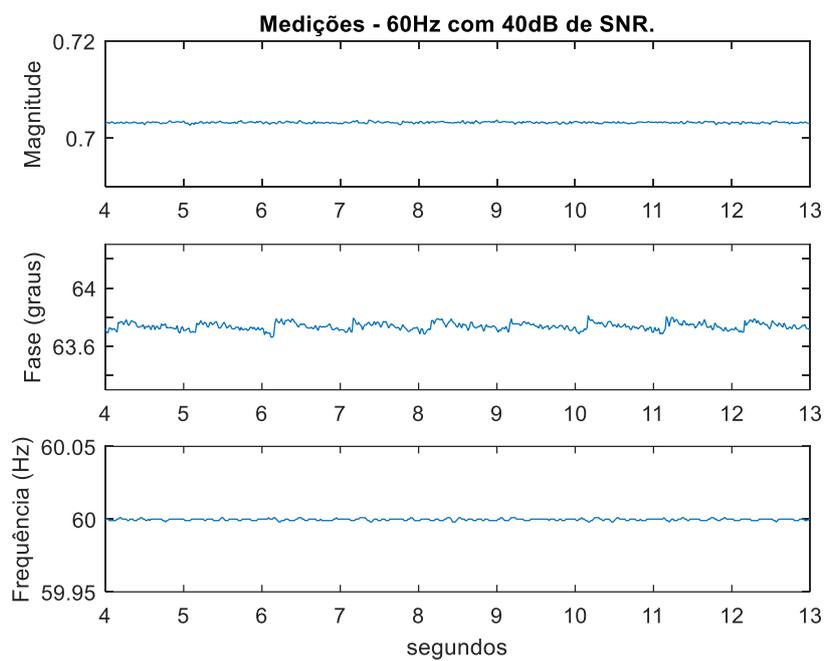


Figura 45: Estimações realizadas para uma senoide de 60 Hz com 40dB de SRN.

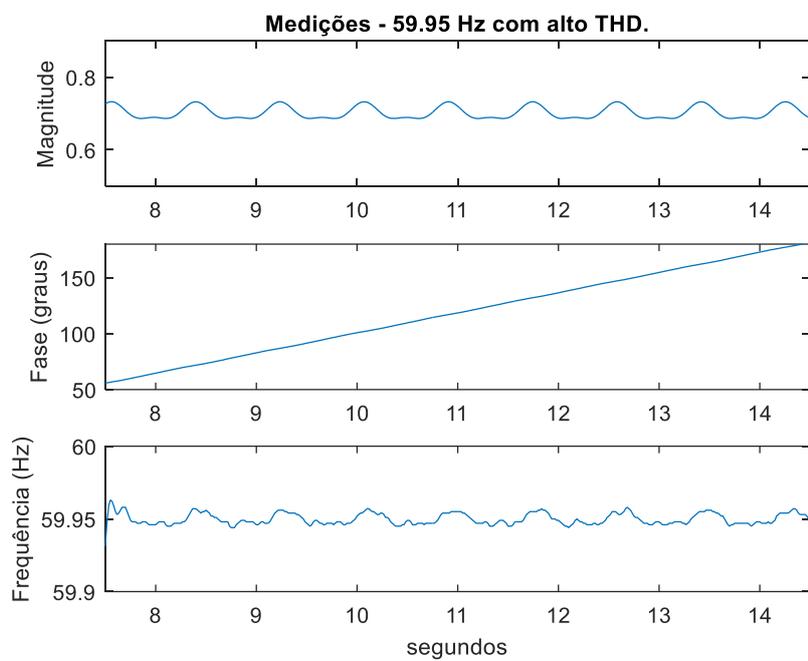


Figura 46: Estimações realizadas para senoide de 59,95 Hz com harmônicos de segunda a quinquagésima ordem.

A Figura 47 apresenta as estimações de magnitude, fase e frequência para um sinal com frequência variando linearmente de 55 Hz a 65 Hz. Um desvio no valor da amplitude do sinal é percebido de maneira mais significativa quanto mais a frequência se afasta de seu valor nominal. Variações mais rápidas também são percebidas na fase do sinal nesta mesma situação.

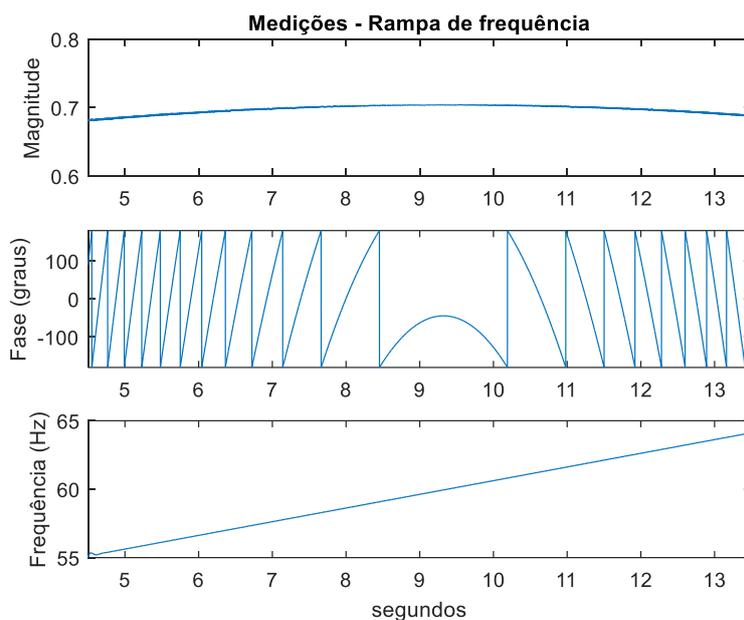


Figura 47: Estimações realizadas para sinal senoidal com frequência variando linearmente de 55 Hz a 65 Hz.

A Figura 48 apresenta as estimações de magnitude, fase e frequência para um sinal com modulação de 10% da amplitude. como esperado, a amplitude estimada oscila de acordo com a frequência de modulação e a fase e a frequência estimadas se mantêm com um bom comportamento.

A Figura 49 apresenta as estimações de magnitude, fase e frequência para um sinal com modulação na fase. Neste caso a amplitude estimada mantém-se praticamente constante enquanto que a fase e a frequência estimadas oscilam devido à modulação de fase presente no sinal.

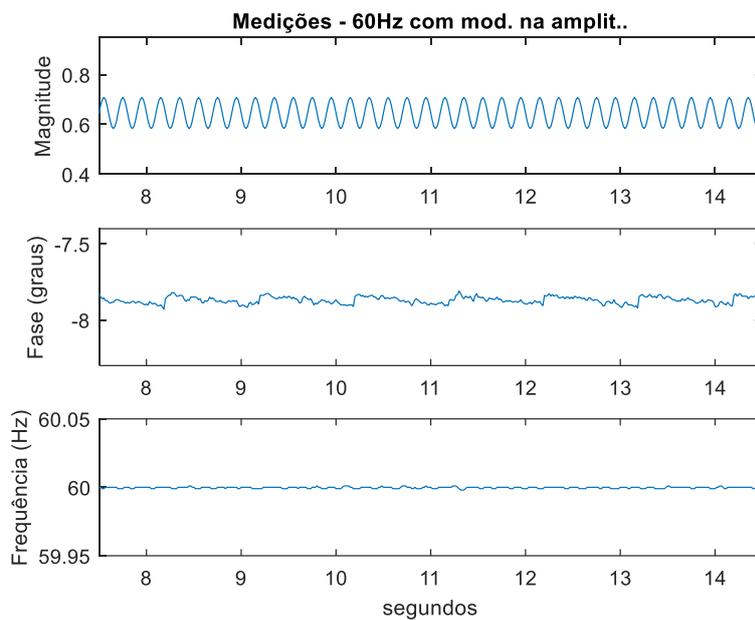


Figura 48: Estimações realizadas para sinal de 60 Hz com 10% de modulação na amplitude.

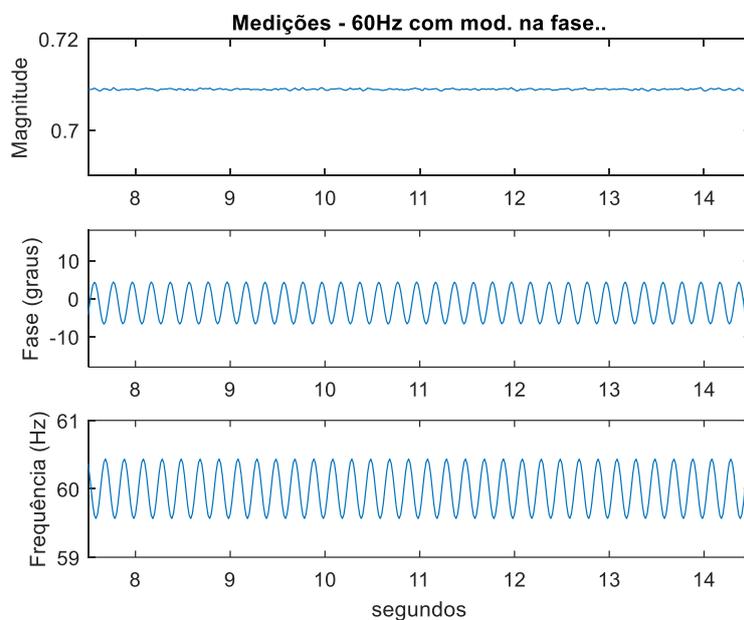


Figura 49: Estimações realizadas para sinal de 60 Hz com de modulação na amplitude.

Para uma melhor análise dos resultados práticos das medições realizadas pela

Micro-PMU, a Tabela 9 apresenta os resultados das métricas de erro para as estimativas realizadas pela Micro-PMU. Os valores máximos permitidos pela norma também estão na tabela. Deve ser destacado que os valores de erro utilizados são os valores máximos observados durante o intervalo de testes.

Tabela 9: Resultados das medições da implementação em hardware

Teste		S-G IIR			C37.118.1		
		TVE	FE	RFE	TVE	FE	RFE
1	Frequência off-nominal	0,2417	1,8246	0,0961	1	5	0,1
2	10% de harmônico	0,0978	0,8796	0,0457	1	25	-
3	40dB de ruído	0,1542	1,3360	0,0483	-	-	-
4	Sinal artificial	0,6067	9,0747	0,1778	-	-	-
5	Rampa de frequência	0,3618	5,5432	0,0631	1	10	0,2
6	Modulação na amplitude	0,0763	1,0874	0,0431	3	300	14
7	Modulação na fase	0,7262	160,6029	4,9234	3	300	14

Analisando a Tabela 9 é possível perceber que os valores de erro das estimativas da Micro-PMU estão dentro dos limites estabelecidos pela norma IEEE C37.118.1. O que valida a utilidade do método e do hardware proposto para a estimação de fasores e frequência. Contudo, os testes descritos acima foram realizados com somente uma Micro-PMU, e validam apenas a qualidade das estimações do fasor e da frequência. Para validar a operação das Micro-PMUs, é necessário realizar testes envolvendo mais de uma Micro-PMU conectadas a um sistema elétrico para assim, validar sua medição sincronizada. A próxima seção descreverá um teste desse tipo.

5.4 RESULTADO DAS MEDIÇÕES REALIZADAS NO RTDS

Com o objetivo de validar as medições da Micro-PMU em um cenário mais próximo do real, o sistema quatro barras do IEEE foi simulado em um RTDS (RTDS, 2018). Este equipamento foi desenvolvido para realizar simulações de transitórios eletromagnéticos em sistemas elétricos de potência, em tempo real. Essa característica faz do RTDS uma ferramenta poderosa, possibilitando testes em *hardware-in-the-loop* (HIL) a fim de se validar equipamentos de proteção e controle, além de simular a dinâmica do sistema de potência em tempo real. A Figura 50 mostra o RTDS utilizado no trabalho.



Figura 50: RTDS utilizado para as simulações.

Para ilustrar o uso da Micro-PMU desenvolvida, o sistema 4 barras do IEEE foi simulado (IEEE..., 2018). Uma representação do sistema é mostrado na Figura 51. A barra 1 de geração do sistema, cuja tensão nominal é 12,47 kV, representa subestação do mesmo.

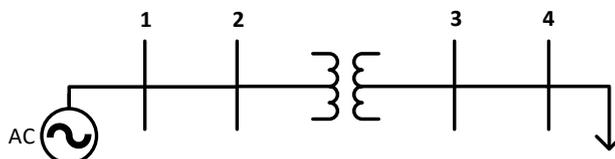


Figura 51: RTDS utilizado para as simulações.

As linhas de distribuição são consideradas sem desequilíbrio, sendo a resistividade e reatância de sequência positiva iguais a $0,3061 \Omega$ e $0,627 \Omega$, respectivamente. Já os valores de resistência e reatância de sequência zero são $0,7735 \Omega$ e $1,9373 \Omega$, respectivamente. Há um transformador trifásico conectado em Y aterrado e delta cujos

parâmetros de sequência positiva são $0,306 \Omega$ e $0,6272 \Omega$ (resistência e reatância, respectivamente) e os de sequência zero são $0,5919 \Omega$ e $2,9855 \Omega$ (resistência e reatância, respectivamente). A carga está conectada à barra de número 4, sendo os valores de potência ativa e reativa iguais a $1,8 \text{ MW}$ e $0,87 \text{ MVar}$.

Inicialmente foi realizada a medição trifásica na barra 1 do sistema. O resultado da estimação fasorial está representado pelo diagrama da Figura 52 e os histogramas das diferenças entre as fases na Figura 53 e na Figura 54.

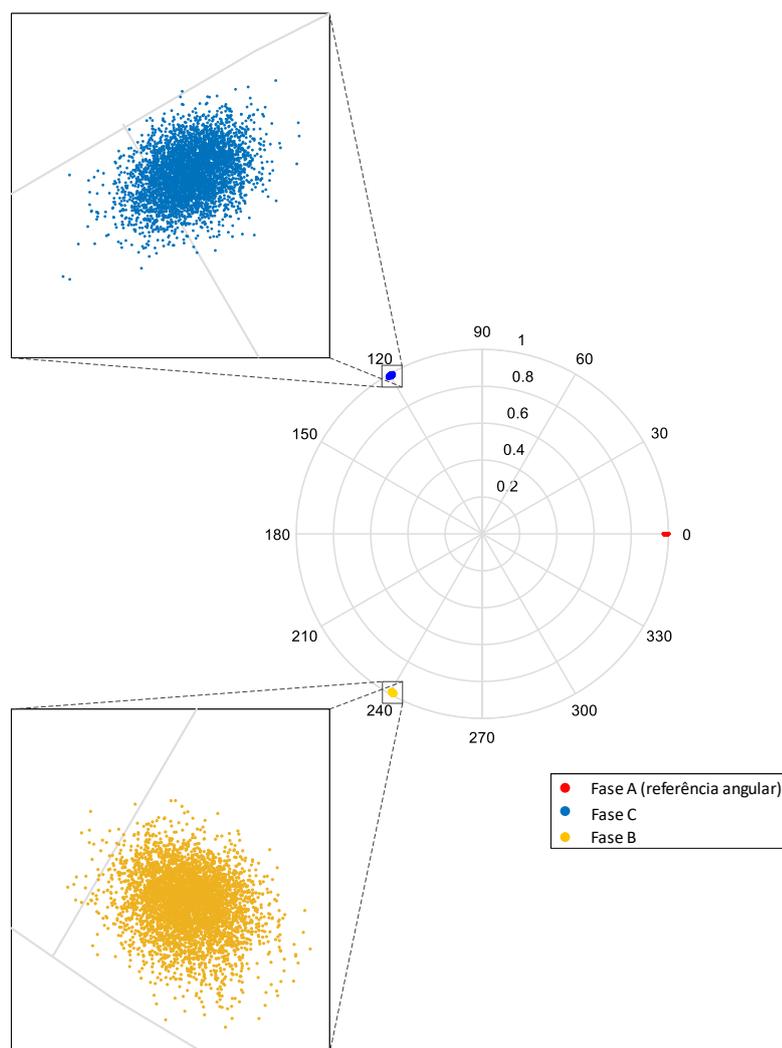


Figura 52: Diagrama fasorial da medição das três fases.

Na Figura 52 estão presentes seis mil estimativas fasoriais trifásicas. Os detalhes mostram a dispersão das medições em torno de um valor médio para as fases B e C, adotando-se a fase A como referência. A frequência de reporte das medições foi de 60

frames por segundo.

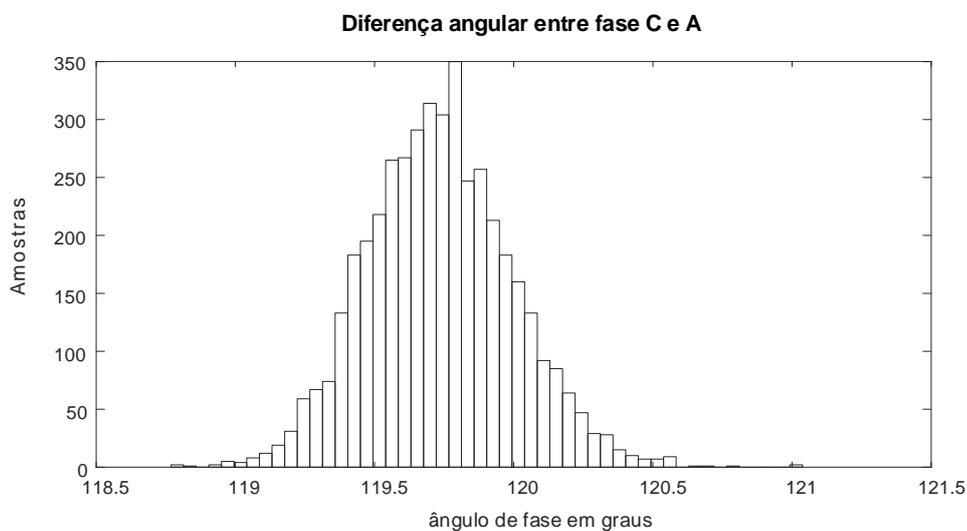


Figura 53: Histograma da diferença entre os ângulos estimados entre fase C e A.

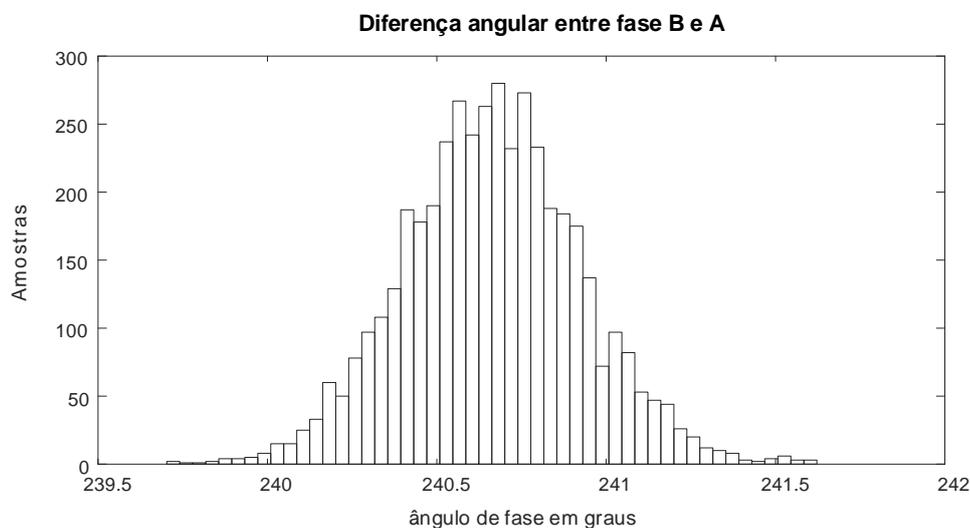


Figura 54: Histograma da diferença entre os ângulos estimados entre fase B e A.

A distribuição mostrada na Figura 53 possui desvio padrão de 0,2616 graus e valor médio de 119,7336 graus, e a distribuição mostrada na Figura 54 possui desvio padrão de 0,2617 graus e valor médio de 240,6625 graus. Esses valores validam a medição de fase com boa precisão pela Micro-PMU em teste.

A estimação da frequência está representada pelo seu histograma na Figura 55. Os

valores de média e desvio padrão para o conjunto de frequências estimadas obtidas são 60,00007 Hz e 0,000204 Hz, respectivamente. Esse resultado atesta a precisão da Micro-PMU proposta também para a estimação da frequência do componente fundamental do sinal.

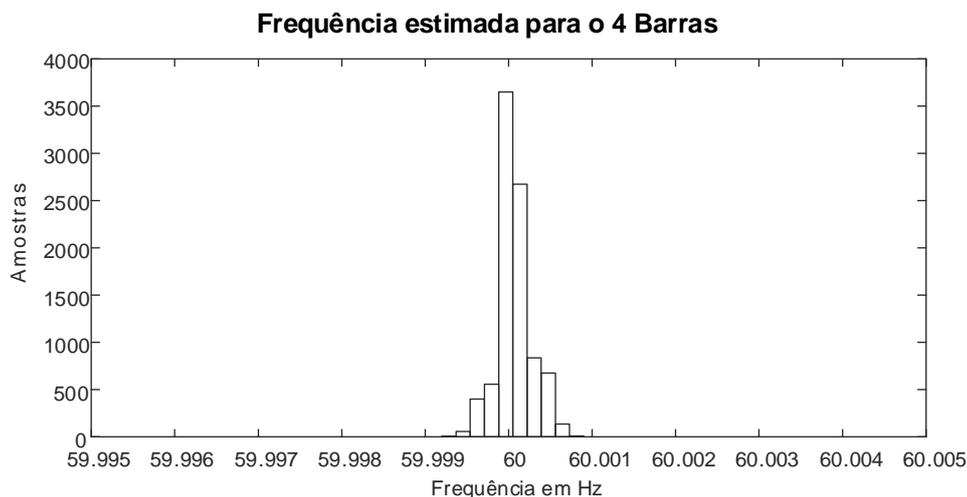


Figura 55: Histograma das estimações de frequência realizadas pela Micro-PMU na Barra 1 do sistema 4 barras.

Para atestar o sincronismo entre as Micro-PMUs, realizou-se a medição da defasagem entre as barras 1 e 4 do sistema mostrado na Figura 51. Como há um transformador com relação Y para delta e há ainda as impedâncias intrínsecas do sistema de potência simulado, a diferença angular teórica entre essas barras é de 30,11 graus. A Figura 56 mostra a tela do software monitor durante as medições em tempo real do sistema através de duas Micro-PMUs.

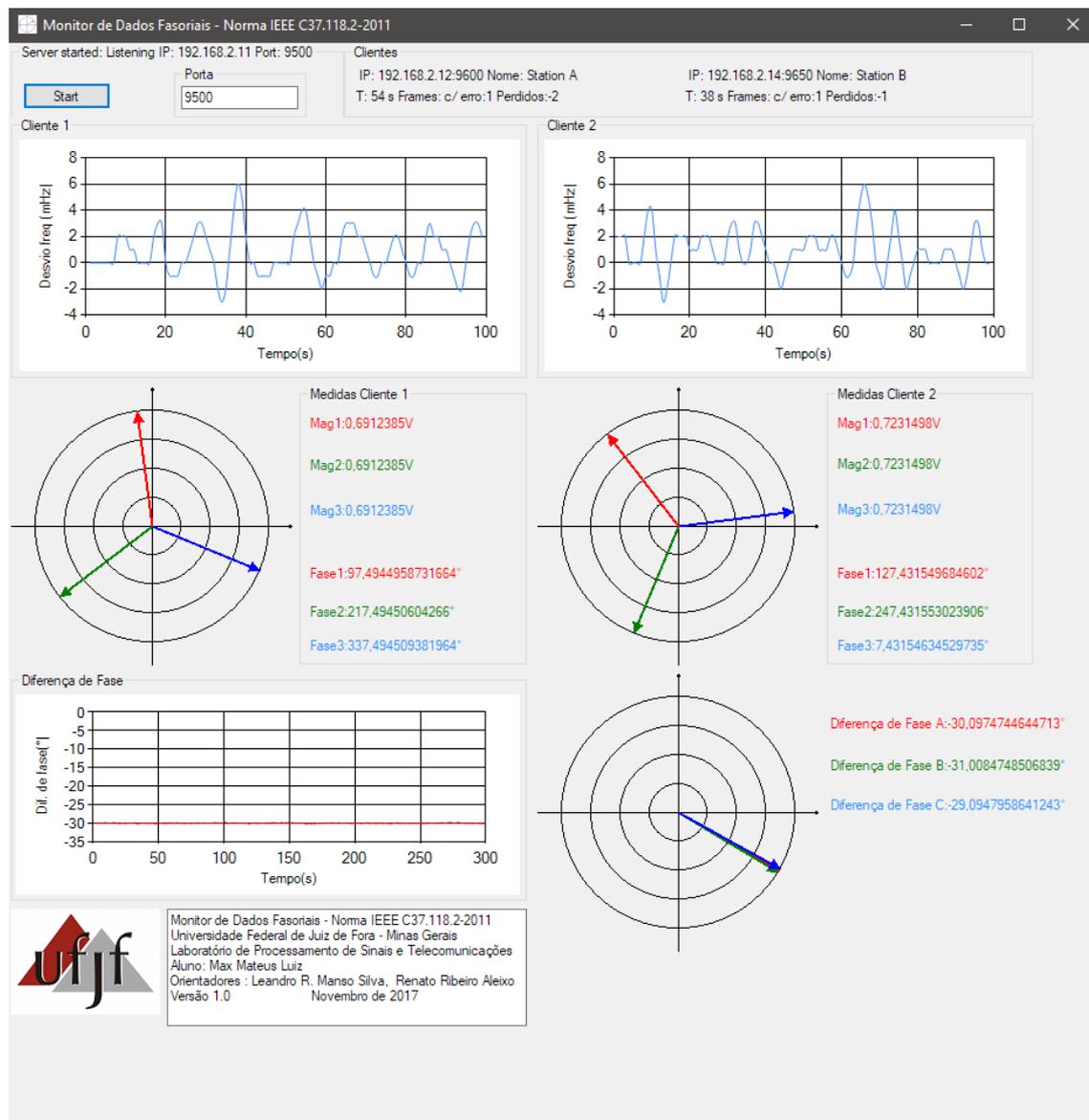


Figura 56: Tela do software de monitoramento das medições fasoriais durante a aquisição dos dados de duas micro-PMUs.

Na parte superior da Figura 56 se encontram os gráficos de desvio da frequência estimada por cada uma das Micro-PMUs no tempo. Abaixo desses gráficos estão os diagramas fasoriais relativos à última medição reportada por cada equipamento. Já na parte inferior e à esquerda, acima das informações do software, está um gráfico da diferença entre os ângulos de fase reportados por cada Micro-PMU. À direita deste gráfico da diferença, está o diagrama fasorial da diferença angular para cada fase.

A seguir a Figura 57 e a Figura 58 mostram os histogramas das magnitudes estimadas para as barras 1 e 4 do sistema IEEE 4 barras.

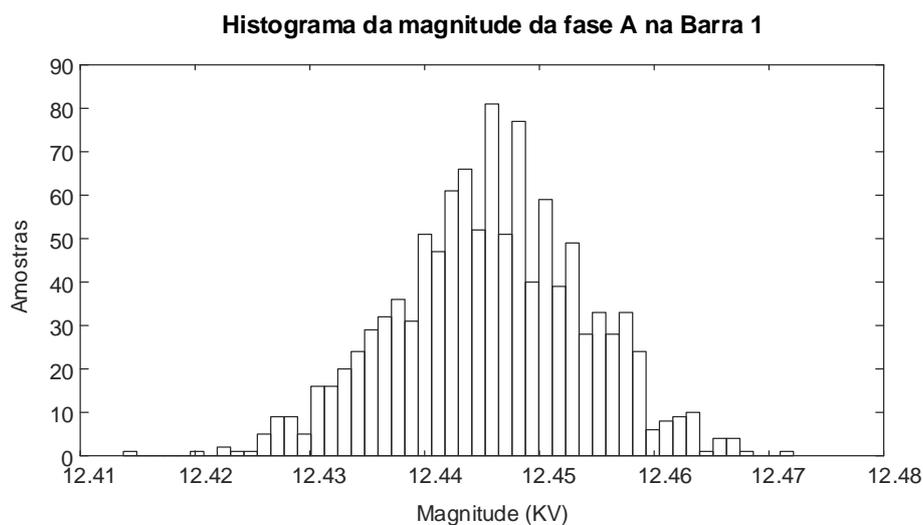


Figura 57: Histograma das estimações de magnitude na barra 1 do sistema 4 barras simulado no RTDS.

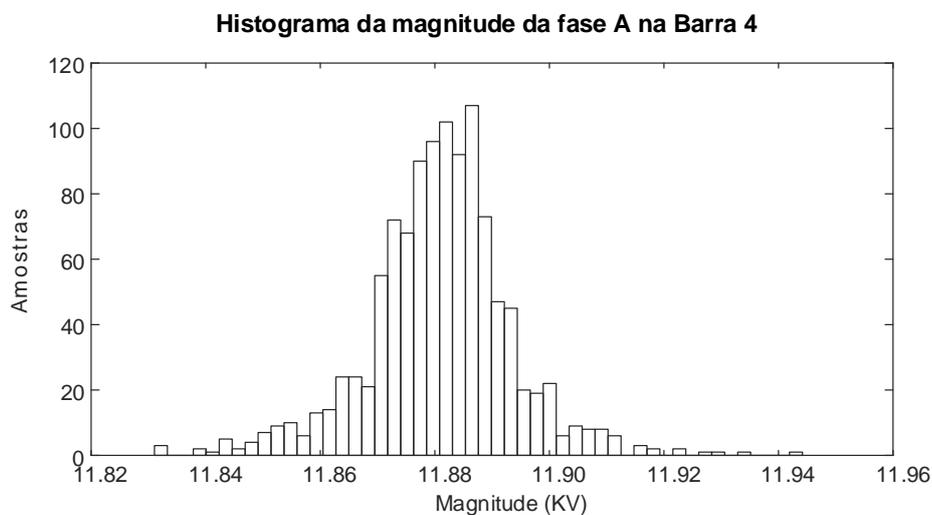


Figura 58: Histograma das estimações de magnitude na barra 4 do sistema 4 barras simulado no RTDS.

A magnitude esperada na barra 1 é de 12,47 kV. O valor médio das estimações foi de 12,4466 kV com um desvio padrão de 7,3088 kV. Já para a barra 4, o valor teórico é de 11,92 kV, onde valor médio das estimações foi de 11,8869 kV com um desvio padrão igual a 11,1100 kV.

A diferença angular dos fasores da fase A das barras 1 e 4 apresentou valor médio

de $-30,0673$ graus e o desvio padrão foi de $0,0759$ graus. Para esse caso, o valor teórico é igual a $-30,11$ graus. Dessa forma, pode-se validar o sincronismo entre as Mirco-PMUs. A Figura 59 mostra o histograma da diferença de fase.

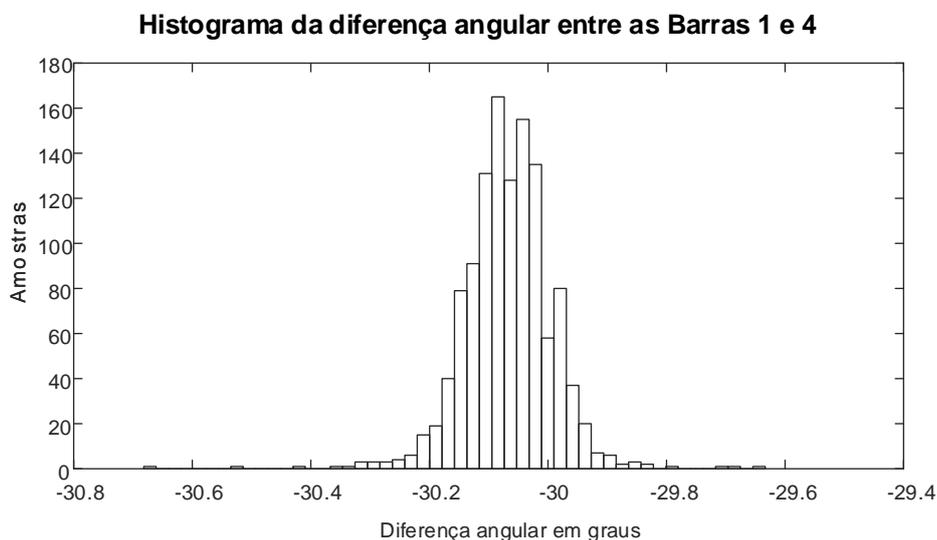


Figura 59: Histograma da diferença angular das barras 1 e 4 do sistema 4 barras simulado no RTDS.

5.5 CONCLUSÕES DO CAPÍTULO

Inicialmente, neste capítulo foi abordado em maiores detalhes a norma para PMUs em vigor, destacando os sinais de teste que devem ser utilizados e seus respectivos valores máximos de erro permitidos. Após isso uma comparação entre o método de estimação AVG-AVG2COMP DFT foi discutida. Os resultados das medições realizadas pela Micro-PMU foram mostrados, para os casos de teste da norma e para medições em um sistema de potência simulado no RTDS. Como a estimação se dá através de diversas etapas, como no condicionamento analógico e da digitalização, existem inúmeras fontes possíveis de erro que possam contribuir para os desvios da estimação em relação ao esperado. Durante os testes, foi notado que o cabeamento utilizado entre o RTDS e a Micro-PMU, por si só, já era uma fonte considerável de ruídos. O algoritmo proposto neste trabalho se mostrou, de maneira geral, com desempenho equiparável ao método AVG-AVG2COM DFT, utilizado como referência. Como vantagem método S-G-IIR se mostra ligeiramente melhor na estimação de frequência de sinais contaminados por ruído, graças ao filtro Savitzky-Golay utilizado.

6 CONCLUSÕES FINAIS

Este trabalho apresentou um método de estimação fasorial e sua implementação em hardware, concebendo assim um protótipo de Micro-PMU de baixo custo aplicável em sistemas de distribuição de energia elétrica. Como os requisitos do desenvolvimento de PMUs para aplicações no nível de distribuição são mais desafiadores se comparados ao nível de transmissão, nada impede que a arquitetura proposta evolua como uma alternativa às PMUs convencionais. Além disso, uma vez que o dispositivo é instalado na baixa tensão do sistema elétrico de potência, é possível o monitoramento de eventos locais e também com origem na transmissão, contribuindo assim para futuras WAMS.

Como motivos que impedem a disseminação de um sistema de monitoramento de fasores síncronos a nível de distribuição, pode-se citar os elevados índices de ruído e distorção harmônicos da baixa tensão, que prejudicam a precisão e exatidão das medidas. Nesse contexto, há o agravante do maior nível de precisão necessário em aplicações no nível de distribuição se comparado ao nível de transmissão. Além disso, é exigido um número elevado de PMUs para prover o monitoramento de uma rede ramificada, característica de sistemas de distribuição, esbarrando no elevado custo de uma PMU convencional.

O método de estimação proposto é baseado no filtro Savitzky-Golay como técnica de derivação, que tem como principal característica uma menor sensibilidade ao ruído, tornando-o interessante em situações como a estimação de frequência em sistemas de distribuição. O hardware utilizado para a implementação do método de estimação foi apresentado e seu custo reduzido foi comentado. Para o envio dos dados de medição foi utilizado um módulo Wi-fi, sendo que o protocolo estabelecido pela norma IEEE C37.118.2 foi implementado para a comunicação. Fato que torna a Micro-PMU proposta integrável a sistemas de monitoramento já existentes, como o OpenPDC. Para uma melhor avaliação e manipulação dos dados um software de monitoramento em tempo real dos dados reportados foi desenvolvido. Os dados armazenados pelo software monitor em um segundo momento foram alinhados através de suas estam-

pas de tempo com seus valores esperados, o que possibilitou o cálculo das métricas de erro TVE, FE e RFE. Para todos os testes propostos pela norma as estimações da Micro-PMU proposta permaneceram dentro dos limites permitidos.

Utilizando-se como referências a norma IEEE C37.118.1 e um método de estimação descrito em (ZHAN et al., 2015) o método S-G-IIR proposto se mostrou aplicável para estimações dos valores de magnitude, fase e frequência. Mais processamento poderia ser realizado a fim de se obter estimações ainda melhores, entretanto os resultados obtidos de TVE se mostraram satisfatórios, o que não traz a necessidade de tal melhoria em um primeiro momento. Um estudo das fontes de erro se mostra necessário, a fim de se encontrar formas de mitigar algumas influências indesejadas observadas nas medições, como o desvio na magnitude e nos ângulos entre as fases em um mesmo ponto de medição.

Ao simular o sistema 4 barras do IEEE no RTDS e realizar as medições em dois pontos distintos do sistema, uma diferença angular entre os pontos medidos de aproximadamente 30,06 graus foi obtida, onde o esperado seria 30,11 graus. O PQube3 é o único equipamento com função de PMU até o momento desenvolvido e comercializado para aplicações na distribuição, e segundo seu fabricante possui erros nas medições de ângulos por volta de 0,01 graus a um custo de aproximadamente 15 mil dólares. Já a arquitetura proposta neste trabalho apresentou erros de até 0,06 graus, se mostrando semelhante e também com baixo custo.

Dessa forma, conclui-se que a Micro-PMU proposta se mostra com grande potencial de aplicação para monitoramento de sistemas de distribuição em tempo real, visto o bom desempenho apresentado nos testes realizados.

6.1 TRABALHOS FUTUROS

Como propostas de trabalhos futuros têm-se:

- Reavaliação do método proposto, a fim de se melhorar a precisão das estimações.
- Estudo das fontes de erros e suas propagações no sistema de medição.
- Desenvolvimento de metodologia de estimação de sincrofasores harmônicos de tensão e corrente.
- Avaliação de hardware mais adequado para aplicação em tempo real dos algoritmos desenvolvidos.

- Desenvolvimento de um monitor dos dados das componentes harmônicas em tempo real
- Validação do protótipo com simulações hardware-in-the-loop e em campo. Comparação com medições de PMUs comerciais.
- Estudo de detecção de eventos de qualidade de energia a partir das medições das Mirco-PMUs.
- Estudo e teste de possíveis aplicações para as medições e o volume de dados gerados, se necessário com metodologias de big-data.

6.2 PUBLICAÇÕES DECORRENTES DO TRABALHO

RENATO R. ALEIXO; LEANDRO R. M. SILVA; CARLOS A. DUQUE; RAMON R; S. DE OLIVEIRA; GUILHERME F.SENA; PAULO F. RIBEIRO. Implementação e Testes de um Método de Estimação Fasorial para Aplicação em PMU. Em: **Congresso Brasileiro de Qualidade de Energia Elétrica (CBQEE), 2017**

REFERÊNCIAS

- AKHILA, A. et al. Implementation of an algorithm for phasor estimation and system parameters for an fpga based pmu. In: IEEE. *Signal Processing, Informatics, Communication and Energy Systems (SPICES), 2017 IEEE International Conference on*. 2017. p. 1–6.
- ALI, S. A. et al. Real time implementation of non-dft based three phase phasor measurement unit as per ieee standard c37. 118.1. In: IEEE. *Environment and Electrical Engineering and 2017 IEEE Industrial and Commercial Power Systems Europe (EEEIC/I&CPS Europe), 2017 IEEE International Conference on*. 2017. p. 1–6.
- ASSOCIATION, N. M. E. et al. *NMEA 0183-Standard for interfacing marine electronic devices*. : NMEA, 2002.
- BERG, A. M.; SALEHFAR, H.; NEJADPAK, A. Synchrophasor technology: Applications and benefits over conventional measurement. In: IEEE. *Electro/Information Technology (EIT), 2015 IEEE International Conference on*. 2015. p. 158–164.
- CENTENO, V. et al. Adaptive out-of-step relaying using phasor measurement techniques. *IEEE Computer Applications in Power*, IEEE, v. 6, n. 4, p. 12–17, 1993.
- GALLO, D. et al. A testbed for the experimental characterization of estimation algorithms for phasor measurement units. In: IEEE. *Applied Measurements for Power Systems (AMPS), 2017 IEEE International Workshop on*. 2017. p. 1–6.
- GRANDO, F. L. et al. *Arquitetura para o desenvolvimento de unidades de medição fasorial sincronizada no monitoramento a nível de distribuição*. Dissertação (Mestrado) — Universidade Tecnológica Federal do Paraná, 2016.
- IEEE. *IEEE 1344-1995 - IEEE Standard for Synchrophasors for Power Systems*. 1995.
- IEEE. *IEEE C37.118-2005 - IEEE Standard for Synchrophasors for Power Systems*. 2005.
- IEEE. *C37.118.1a - IEEE Standard for Synchrophasors Measurement for Power Systems*. 2011.
- IEEE. *C37.118.2b - IEEE Standard for Synchrophasors Data Transfer for Power Systems*. 2011.
- IEEE. *37.118.1a - IEEE Standard for Synchrophasor Measurements for Power Systems - Amendment 1: Modification of Selected Performance Requirements*. 2014.
- IEEE 4BUS. 2018. Disponível em:
<<https://ewh.ieee.org/soc/pes/dsacom/testfeeders/index.html>>.

- KAMWA, I.; PRADHAN, A. K.; JOOS, G. Adaptive phasor and frequency-tracking schemes for wide-area protection and control. *IEEE Transactions on Power Delivery*, IEEE, v. 26, n. 2, p. 744–753, 2011.
- KAMWA, I.; SAMANTARAY, S.; JOOS, G. Wide frequency range adaptive phasor and frequency pmu algorithms. *IEEE Transactions on smart grid*, IEEE, v. 5, n. 2, p. 569–579, 2014.
- LIU, Y. et al. Wide-area-measurement system development at the distribution level: an fnet/grideye example. *IEEE Transactions on Power Delivery*, IEEE, v. 31, n. 2, p. 721–731, 2016.
- MACII, D.; PETRI, D.; ZORAT, A. Accuracy analysis and enhancement of dft-based synchrophasor estimators in off-nominal conditions. *IEEE transactions on Instrumentation and Measurement*, IEEE, v. 61, n. 10, p. 2653–2664, 2012.
- MARTINS, C. H. N. et al. Plataforma de processamento de sinais para aplicações em sistemas de potência. Universidade Federal de Juiz de Fora (UFJF), 2011.
- MEIER, A. V. et al. Micro-synchrophasors for distribution systems. In: IEEE. *Innovative Smart Grid Technologies Conference (ISGT), 2014 IEEE PES*. 2014. p. 1–5.
- MITRA, S. K.; KUO, Y. *Digital signal processing: a computer-based approach*. : McGraw-Hill Higher Education New York, 2006.
- NUQUI, R. F.; PHADKE, A. G. Phasor measurement unit placement techniques for complete and incomplete observability. *IEEE Transactions on Power Delivery*, IEEE, v. 20, n. 4, p. 2381–2388, 2005.
- OPENPDC. 2018. Disponível em: <<http://openpdc.codeplex.com/>>.
- PHADKE, A. G. Synchronized phasor measurements in power systems. *IEEE Computer Applications in power*, IEEE, v. 6, n. 2, p. 10–15, 1993.
- PHADKE, A. G.; KASZTENNY, B. Synchronized phasor and frequency measurement under transient conditions. *IEEE Transactions on Power Delivery*, IEEE, v. 24, n. 1, p. 89–95, 2009.
- PHADKE, A. G.; THORP, J. S. *Synchronized phasor measurements and their applications*. : Springer, 2008.
- PQUBE3. 2018. Disponível em: <<https://www.powerstandards.com/product/pqube-3/highlights>>.
- RAMADHAN, S.; HARIADI, F. I.; ACHMAD, A. S. Development fpga-based phasor measurement unit (pmu) for smartgrid applications. In: IEEE. *Electronics and Smart Devices (ISESD), International Symposium on*. 2016. p. 21–25.
- RODRIGUES, R. N. et al. A phasor measurement unit based on discrete fourier transform using digital signal processor. In: IEEE. *Industry Applications (INDUSCON), 2016 12th IEEE International Conference on*. 2016. p. 1–6.

ROMANO, P. et al. A high-performance, low-cost pmu prototype for distribution networks based on fpga. In: IEEE. *PowerTech, 2017 IEEE Manchester*. 2017. p. 1–6.

RTDS. 2018. Disponível em: <<https://www.rtds.com/>>.

SAVITZKY, A.; GOLAY, M. J. Smoothing and differentiation of data by simplified least squares procedures. *Analytical chemistry*, ACS Publications, v. 36, n. 8, p. 1627–1639, 1964.

SCHAFER, R. W. What is a savitzky-golay filter?[lecture notes]. *IEEE Signal processing magazine*, IEEE, v. 28, n. 4, p. 111–117, 2011.

SCHETTINO, B. M. et al. Método para detecção e compensação dos efeitos causados pela saturação dos tcs de proteção com meios adaptativos para mitigação da influência do ruído e dos desvios de frequência. Universidade Federal de Juiz de Fora, 2015.

TOSATO, P.; MACII, D.; BRUNELLI, D. Implementation of phasor measurement units on low-cost embedded platforms: A feasibility study. In: IEEE. *Instrumentation and Measurement Technology Conference (I2MTC), 2017 IEEE International*. 2017. p. 1–6.

UBLOX. *NEO 6M*. 2018. Disponível em: <<https://www.ublox.com>>.

UNIX. 2018. Disponível em: <<https://www.unixtimestamp.com>>.

VATS, M.; KAMBOJ, S. Application of phasor & frequency estimation techniques in phasor measurement unit. In: IEEE. *Power Electronics (IICPE), 2016 7th India International Conference on*. 2016. p. 1–6.

XIA, T.; LIU, Y. Single-phase phase angle measurements in electric power systems. *IEEE Transactions on Power Systems*, IEEE, v. 25, n. 2, p. 844–852, 2010.

ZHAN, L. et al. Dynamic single-phase synchronized phase and frequency estimation at the distribution level. *IEEE Transactions on Smart Grid*, IEEE, v. 6, n. 4, p. 2013–2022, 2015.

APÊNDICE A – NORMA IEEE C37.118.2 2011

A.1 FORMATO DAS MENSAGENS

A norma define quatro tipos de *frames* de mensagem. São eles: dados, configuração, cabeçalho e comando. Os três primeiros são enviados pelo dispositivo que está atuando como fonte de dados, e o último é recebido por este dispositivo. O objetivo principal desta seção é descrever como é formado cada um dos tipos de mensagem apresentados acima, evidenciando a importância de cada um dos campos que as compõem. De maneira geral, podemos definir os *frames* da seguinte forma:

- *Frames de Dados*: Contém informações relativas as medidas feitas por uma PMU.
- *Frames de configuração*: Mensagem interpretável por máquina, descrevendo os tipos de dados, fatores de calibração e outras informações sobre as medições que a PMU ou o PDC enviam.
- *Frames de cabeçalho*: Informações de cunho descritivo, enviadas pela PMU ou PDC, porém providos pelo usuário.
- *Frames de comando*: Códigos enviados para a PMU ou PDC, para controle e/ou configuração.

Algumas considerações importantes: A norma padroniza apenas a transmissão dos dados. A forma como os mesmos são armazenados seja ela em arquivo de texto, planilha ou até mesmo algum formato próprio da fabricante do equipamento não importa, desde que quando forem enviados sigam os formatos predefinidos. Os *frames* contém um campo que possibilita a detecção de erros ocorridos durante a transmissão, conhecido como *CHK*. Caso uma mensagem possua um *CHK* incorreto a mesma deve ser descartada. A seguir cada um dos tipos de *frames* descritos acima serão tratados com mais detalhes. Primeiramente serão vistos os campos comuns a todas as mensagens e em seguida serão discutidos os aspectos individuais de cada uma delas.

A.2 CAMPOS COMUNS À TODAS AS MENSAGENS

Todos os quatro tipos de mensagem possuem ao todo seis campos em comum. A tabela a seguir apresenta a descrição de cada um deles.

Tabela 10: Descrição dos campos comuns à todos os *frames*

Campo	Tamanho	Descrição
SYNC	2 Bytes	Provê sincronização e identificação do tipo de <i>frame</i> de dados e a versão da norma aplicada. É iniciado por 0xAA, seguido por 1 byte de identificação.
FRAMESIZE	2 Bytes	Indica o tamanho total do <i>frame</i> , incluindo os 2 bytes de CHK. Seu valor pode chegar a 65535.
IDCODE	2 Bytes	Tem por função identificar o <i>stream</i> de dados. Caso o dispositivo possua apenas um <i>stream</i> , o IDCODE identifica tanto o dispositivo quanto o <i>stream</i> . Caso contrário, faz-se necessário o uso de um IDCODE para cada <i>stream</i> de dados.
SOC	4 Bytes	Estampa de tempo, baseada no UNIX. Sua contagem de tempo começou a meia-noite de 01/01/1970, com um alcance de 136 anos.
FRACSEC	4 Bytes	Fração de segundo (tempo de medida para <i>frames</i> de dados ou, tempo de transmissão para <i>frames</i> que não sejam o de dados) e informações de <i>time quality</i> (conjunto de 4 bits, codificados de acordo com padrão descrito em mais detalhes na norma, que indicam o erro máximo para todo o tempo).
CHK	2 Bytes	Código de redundância cíclica para detecção de dados corrompidos do tipo CRC-CCITT.

Os tópicos abaixo apresentam informações adicionais sobre alguns dos campos citados acima.

1. SYNC

O campo *Sync* é sempre formado pelo *byte* 0xAA seguido por um *byte* de identificação do tipo de *frame* e a versão da norma a qual ele pertence (IEEE, 2011b).

Esse *byte* é organizado da seguinte maneira:

- Bit 7 : Reservado. Deve ser 0 para a presente versão da norma.
- Bits 6,5 e 4: Especificam o tipo de *frame* que está sendo transmitido. São definidos como:
 - 000 : *frame* de dados
 - 001 : *frame* de cabeçalho
 - 010 : *frame* de configuração 1
 - 011 : *frame* de configuração 2
 - 101 : *frame* de configuração 3
 - 100 : *frame* de comando
- Bits 3,2,1 e 0 : Especificam qual a versão da norma em questão, sendo (0001) correspondente a Std C37.118-2005, e (0010) a Std C37.118-2011.

2. SOC

O *Unix timestamp* pode ser definido como o número de segundos que já se passaram desde 1º de Janeiro de 1970. Surgiu com o intuito de facilitar operações lógicas de datas em computadores, representando dia, mês, ano, hora, minuto e segundo através de um único contador, que é incrementado a cada segundo.

O principal problema do *Unix timestamp* é que, devido ao fato de os computadores armazenarem valores temporais em variáveis do tipo *signed int*, de 32 Bits, ocorrerá um *overflow* de seu valor no ano 2038, fazendo com que seu valor passe a ser interpretado como um número negativo, levando-o para 13/12/1901 20:45:52 UTC. Uma possível solução seria redefinir o tempo para uma variável do tipo *unsigned int*, de 32 Bits. No entanto, no ano 2106, ocorreria o mesmo efeito de *overflow*, levando-o para o ano 1970. Outra solução seria aumentar o tamanho da variável, de 32 para 64 bits, levando o problema de *overflow* para daqui a mais de 250 bilhões de anos. Porém, isso se mostra problemático, por causar incompatibilidade com as datas atualmente armazenadas.

3. FRACSEC

O campo *Fracsec* é dividido em duas partes, sendo uma composta por um número inteiro não sinalizado, de 24 bits, que é de fato o *fracsec*, e outra composta por um conjunto de 8 bits, que representam *flags* de qualidade das medidas de tempo sendo reportadas em cada *frame*.

As medidas de tempo podem ser determinadas dividindo o valor do número inteiro de 24 bits, *fracsec*, pelo valor correspondente a base de tempo, um valor inteiro presente em um dos campos do *frame* de configuração.

$$Tempo = SOC + fracsec/time_base$$

Os bits referentes a qualidade trazem também informações sobre *leap seconds* (nome dado ao efeito de um relógio não zerar a contagem de segundos ao atingir 59, e com isso representar o valor 60 ao invés de 00, adiantando assim seu valor em 1 segundo). De posse destas informações, é possível corrigi-lo, fazendo com que o tempo conte um segundo a menos, realizando uma compensação (IEEE, 2011b).

4. CHK

Como dito anteriormente, o CHK é uma ferramenta que visa auxiliar o processo de detecção de erros. No entanto não há, em nenhum dos tipos de mensagem, alguma ferramenta para a correção dos mesmos. O tipo de CHK que deve ser empregado em sistemas síncronos, padronizado pela norma, baseia-se em um CRC, código de redundância cíclica, mais conhecido como CRC-CCITT.

CRCs são usados para indicar que um conjunto de dados não foi corrompido durante o envio. São definidos em termos de um polinômio, um valor inicial para os registradores de deslocamento, a direção de deslocamento dos bits e ainda, uma máscara opcional, que pode ser usada em uma operação lógica do tipo *XOR* com os valores dos registradores finais (IEEE, 2011b).

De forma simplificada, o cálculo do CRC-CCITT pode ser descrito da seguinte forma:

- (a) O algoritmo recebe um ponteiro para o vetor de mensagem que se deseja calcular o CRC e o tamanho do vetor, desconsiderando as duas posições finais onde serão armazenados os resultados dos cálculos retornados pelo algoritmo
- (b) Para cada uma das posições do vetor, são feitas diversas operações do tipo XOR, envolvendo a máscara, que nesse caso é representada por 0_xFFFF , e os valores da iteração anterior, seguindo uma lógica relacionada ao polinômio que rege o algoritmo. Nesse caso, o polinômio é : $g(x) = x^{16} + x^{12} + x^5 + 1$

A norma C37.118.2 fornece um exemplo de algoritmo para o cálculo do CRC-CCITT na seção A.1.

A.3 FRAME DE DADOS

Um *frame* de dados contém todas as medidas fasoriais efetuadas. Esta seção visa apresentar, de forma sucinta, como é estruturado um *frame* de dados. Para informações mais completas, recomenda-se consulta a norma, em toda a sua integridade.

A tabela abaixo contém todos os campos que compõem a mensagem de dados e suas respectivas funções.

Tabela 11: Estrutura do *frame* de dados

Campo	Tamanho em Bytes	Descrição
SYNC	2	<i>byte</i> de sincronização seguido por tipo de <i>frame</i> e versão da norma
FRAMESIZE	2	Número de <i>bytes</i> no <i>frame</i>
IDCODE	2	ID do <i>stream</i> de dados
SOC	4	Estampa de tempo (SOC)
FRACSEC	4	Fração de segundo e <i>time quality</i>
STAT	2	<i>bit-mapped flags</i> - Os 2 <i>bytes</i> são divididos em alguns conjuntos de bits, e cada um destes conjuntos possui um significado informativo sobre algum aspecto da transmissão. Por exemplo, os bits 15 e 14 simbolizam erros. 00 = Sem erros 01 = Erro da PMU. Sem informações sobre os dados 10 = PMU em modo de teste 11 = Erro da PMU. Descarte estes valores

Continua na página seguinte

Tabela 11 – *Continuado da página anterior*

Campo	Tamanho em Bytes	Descrição
PHASORS	4 x PHNMR ou 8 x PHMNR	<p>Estimativas dos fasores. Pode ser mono ou trifásico, de sequência positiva, negativa ou zero, em formato retangular ou polar, valores inteiros de 16 bits ou em ponto flutuante de 32 bits.</p> <p>- Formato Retangular: Parte real e imaginária, sendo o valor real enviado primeiro, com valores entre -32767 até +32767</p> <p>- Formato Polar: Magnitude e fase, magnitude enviada primeiro Magnitude varia entre 0 e 65535 Fase varia entre $(-\pi a \pi) \times 10^4$ em radianos O número de valores presentes neste campo é determinado pelo campo PHNMR presente nos <i>frames</i> de configuração 1, 2 ou 3.</p>
FREQ	2/4	Desvio de frequência do valor nominal, expressa em mHz
DFREQ	2/4	ROCOF, expresso em (Hertz por segundo) *100
ANALOG	2 x ANNMR ou 4xANNMR	Valor inteiro de 16 bits. Pode representar dados de um sinal de controle amostrado, por exemplo. Valores e intervalos de variação são definidos pelo usuário.
DIGITAL	2 x DGNMR	Palavra de status digital. Pode ser composta por bits ou <i>flags</i> de status. Valores e intervalos de variação são definidos pelo usuário.
CHK	2	Código de redundância cíclica para detecção de dados corrompidos do tipo CRC-CCITT.

A.4 FRAME DE CONFIGURAÇÃO

Como descrito anteriormente, o *frame* de configuração é um conjunto de dados binários, contendo informações e parâmetros de processamento para uma transmissão de dados síncronos. Existe três tipos de *frames* de configuração descritos na norma, sendo o *CFG-1* e o *CFG-2* herdados da IEEE Std C37.118-2005, e o *CFG-3* introduzido na versão de 2011.

O *frame de configuração 1* apresenta a capacidade do dispositivo, PMU ou PDC. Ou seja, indica todos os dados que o equipamento é capaz de reportar. Já o *frame de configuração 2* indica medidas sendo transmitidas pelo *frame de dados*. Por fim, o *frame de configuração 3* é similar aos outros dois, contendo apenas alguns campos de informações extras.

A estrutura do *CFG-1* é exatamente a mesma do *CFG-2*, com 19 campos, todos com tamanho fixo e sem delimitadores. Já o *CFG-3* possui tamanho variável, e inclui alguns campos de informação extra sobre o sinal. Vale notar que a implementação do *CFG-3* é opcional, e por essa razão, um dispositivo não precisa implementá-lo para ser considerado de acordo com a norma. Por esta razão, a próxima subseção apresenta uma breve descrição dos campos presentes nos *frames de configuração 1 e 2*. O *frame de configuração 3* não será apresentado.

- CFG-1 e CFG-2

Na tabela a seguir, temos uma breve descrição de cada um dos campos presentes nos *frames de configuração 1 e 2*.

Tabela 12: Estrutura dos *frames* de configuração 1 e 2

Campo	Tamanho em Bytes	Descrição
SYNC	2	byte de sincronização seguido por tipo de frame e versão da norma
FRAMESIZE	2	Número de bytes no frame
IDCODE	2	ID do stream de dados
SOC	4	Estampa de tempo (SOC)
FRACSEC	4	Fração de segundo e time quality
TIME_BASE	4	Resolução do FRACSEC
NUM_PMU	2	O número de PMUs incluídas no frame de dados
STN	16	Nome da estação, no formato ASCII
IDCODE	2	ID da fonte de dados. Identifica a fonte de cada conjunto de dados recebidos
FORMAT	2	Formato das medidas contidas no frame de dados
PHNMR	2	Número de fasores
ANNMR	2	Número de valores analógicos
DGNMR	2	Número de valores digitais
CHNAM	16	Nome dos canais e dos fasores
PHUNIT	4	Fator de conversão para fasores
ANUNIT	4	Fator de conversão para valores analógicos
DIGUNIT	4	Máscara para valores digitais
FNOM	2	Frequência nominal
CFGCNT	2	Contador de mudanças de configuração
Repete de 8 a 19		Repete para cada uma das PMUs, de acordo com a quantidade descrita no campo NUM_PMU
DATA_RATE	2	Taxa de transmissão dos dados
CHK	2	Código de redundância cíclica para detecção de dados corrompidos do tipo CRC-CCITT.