

Desenvolvimento de Protótipo PMU para Estimação de Sincrofasores Dinâmicos

Paulo R. D. R. Silva; Daniel Dotta; Mario R. A. Paternina; José E. R. A. Júnior

Resumo— Sistemas de monitoramento atuam de forma determinante em qualquer processo, mantendo assim a manutenção e operabilidade dos equipamentos. Neste contexto, o equipamento que vem ganhando o mercado por disponibilizar grandezas sincronizadas do sistema é a Unidade de Medição Fasorial Sincronizada. Esse equipamento é capaz de proporcionar ao operador do sistema, valores fasoriais de tensões e correntes sincronizadas com um sinal de satélite. Esse trabalho tem por principal objetivo, desenvolver, testar e validar uma PMU, compreendendo uma plataforma de *hardware* e também *software* para utilização em ambientes de pesquisa.

Palavras-Chave— PMU, Medição Fasorial, Sincronismo, DTFT

Abstract— Monitoring systems act decisively in any process, thus maintaining the maintenance and operability of equipment. In this context, the equipment that has been gaining market share by providing synchronized system magnitudes is the Synchronized Phase Measurement Unit. This equipment is capable of providing the system operator with phasor values of voltages and currents synchronized with a satellite signal. The main objective of this work is to develop, test and validate a PMU, comprising a hardware and software platform for use in research environments.

Keywords— PMU, Phase Measurement, Synchronism, DTFT

I. INTRODUCTION

A análise de dados com a utilização de sincrofasores está se tornando cada vez mais uma ferramenta importante para os operadores de sistema independentes (OSIs). Informações obtidas por meio dos sincrofasores melhoram a compreensão de eventos e fenômenos físicos que surgem no momento da operação. Os dispositivos utilizados para a estimação dos sincrofasores são as Unidades de Medição Fasorial (PMUs) que são instrumentos capazes de medir amplitude, fase, frequência e taxa de variação de frequência (ROCOF) das ondas de tensão ou corrente sincronizados com o Tempo Universal Coordenado (UTC) [1]. As PMUs comerciais são instrumentos originalmente desenvolvidos para monitorar o comportamento dinâmico dos sistemas elétricos de potência e melhorar o processo de estimação de estados. De forma geral, as redes de distribuição têm pouco monitoramento, a difusão da geração distribuída (GE), como parques fotovoltaicos e eólicos e cargas fortemente não lineares e variantes no tempo (por exemplo,

Paulo R D R Silva, Department of Electrical Engineering, University of Campinas, Campinas, Brazil, e-mail: p264529@dac.unicamp.br; Daniel Dotta, Department of Electrical Engineering, University of Campinas, Campinas, Brazil, e-mail: dottad@unicamp.br; Mario R. Arrieta Paternina, Department of Electrical Engineering, National Autonomous University of Mexico, Mexico City, Mexico e-mail: mra.paternina@fi-b.unam.mx; José E. R. A. Júnior, Distribution Technology Department, CEPEL/UFF, Rio de Janeiro, Brazil, e-mail: alves@cepel.br . Este trabalho foi parcialmente financiado pela Fundação de Amparo à Pesquisa do Estado de São Paulo (Processo nº 2019/23797-8), e CEPEL pelo fornecimento de dados e materiais.

veículos elétricos) levantou várias preocupações sobre qualidade e confiabilidade dessas redes. Neste cenário, as PMUs se tornam um aliado, no nível de distribuição, possibilitando a utilizar funções que antes estavam restritas nível de transmissão, como detecção de perda de rede, monitoramento de eventos de falta, estimação de estado e ilhamento [2].

Nesse contexto, este artigo apresenta a implementação de um protótipo de PMU utilizando a Transformada Discreta de Taylor-Fourier (DTFT) e sua viabilidade para execução em uma plataforma de tempo real, no *hardware* da Beaglebone Black, que foi considerada uma plataforma embarcada de baixo custo. A inovação do trabalho foi fornecer um protótipo alternativo de análise para monitoramento e captura de informações fasoriais dos sinais instantâneos de tensão, utilizando o subespaço de Taylor-Fourier. O desenvolvimento foi analisado sob sinais simulados e reais, superando os problemas enfrentados pela implementação em tempo real como o tempo de execução, taxa de amostragem uniforme, ruídos de medição, entre outros desafios [3].

A DTFT é considerada eficiente, uma vez que é capaz de fornecer estimativas de amplitude, fase, frequência, ROCOF e decaimento, a cada instante de tempo, o trabalho de [4] desenvolveu uma plataforma de tempo real utilizando-se de um *hardware* de baixo custo, mas sem adotar o envio através do protocolo adotado na norma C37-118-2, usando um banco de dados simples para armazenar as informações processadas. Já no trabalho de [5] foi adotado um processamento em tempo real, mas com o uso de um computador com o *software* Matlab/Simulink não tendo a limitação de um microcomputador para processar e enviar toda as informações em tempo real. Este trabalho vem com o objetivo de embarcar o algoritmo em uma plataforma de baixo custo e adotando as normas da C37-118-2 para envio das informações ao banco de dados.

O artigo está organizado da seguinte forma. A seção II apresenta uma breve descrição do modelo dinâmico para estimação fasorial via subespaço de Taylor-Fourier, onde são estabelecidos os principais parâmetros como amplitude e ângulo de fase e suas derivadas, frequência e ROCOF. Em seguida os resultados experimentais para sinais simulados são ilustrados avaliando o desempenho. Por fim, as considerações finais são apresentadas na Seção IV.

II. FUNDAMENTOS

Redes CA são excitadas por fontes de tensão/corrente variantes no tempo e caracterizadas matematicamente por uma senoide. Essas fontes produzem tanto uma resposta transiente, que se extingue com o tempo, como uma resposta de regime permanente senoidal. Esta última é caracterizada por um sinal

senoidal de magnitude e frequência constantes que é base para a aplicação do conceito de fasor. Por definição um fasor é um número complexo que representa a magnitude e a fase de uma senoide em regime permanente senoidal. O conceito de fasor estático simplifica a análise de circuitos lineares excitados por fontes senoidais e é largamente utilizada em diversas áreas da engenharia elétrica [1]. Esse conceito também foi a base para o desenvolvimento das primeiras PMUs utilizando a Discrete Fourier Transform (DFT).

A. Fasores Dinâmicos

A principal limitação do conceito de fasor estático é a impossibilidade de capturar fenômenos dinâmicos como oscilações e transientes súbitos onde a amplitude e a frequência possam variar dentro do período de onda. Com o objetivo de aumentar a capacidade de modelos fasoriais em capturar fenômenos dinâmicos, em [6] foi proposto o conceito de fasor dinâmico. Nesse trabalho, os autores propõem uma modelagem intermediária entre os modelos quasi-estáticos, utilizados em análise de sistemas de potência, e simulações ponto a ponto utilizadas na área de eletrônica de potência. O objetivo principal foi reduzir o tempo computacional de simulação preservando a captura de fenômenos dinâmicos de interesse.

A adoção de modelo dinâmico torna-se interessante, pois descreve os desvios do comportamento periódico. Essa dinâmica pode ser modelada de forma eficiente se a resposta do sistema for representada por uma série de Fourier calculada sobre uma janela deslizante de comprimento igual ao período nominal, com coeficientes de Fourier que variam lentamente no tempo denominados de fasores dinâmicos.

Na Figura 1 pode ser vista a representação dos dois tipos de fasores em um plano cartesiano.

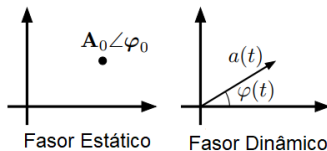


Fig. 1. Representação dos tipos de fasores.

A representação matemática do sinal no tempo para o caso dinâmico é apresentada pela Equação (1) [6], onde a amplitude ($A(t)$) e a fase ($\varphi(t)$) são variantes no tempo.

$$s(t) = A(t)\cos(\omega t + \varphi(t)) \quad (1)$$

III. TRANSFORMADA DE TAYLOR-FOURIER

A série de Taylor é de grande importância para o estudo de métodos numéricos por fornecer um meio de aproximar uma função $f(x)$ por um polinômio de grau adequado nas proximidades de um ponto de interesse. Isso nos permite, por exemplo, manipular o polinômio (integrar, derivar, etc.) ao invés de manipular a função em si, resultando numa simplificação dos cálculos e podendo ganhar precisão até quanto se queira.

Suponha que uma função $f(x)$ possua todas as suas derivadas num determinado ponto $x = x_0$. Então, o teorema de Taylor afirma que é possível escrever a função $f(x)$ como série de potência infinita, que possui a forma apresentada pela Equação (2) [7]:

$$\mathbf{T}(t) = p(t_0) + \dot{p}(t_0)(t - t_0) + \dots + p^K(t_0) \frac{(t - t_0)^K}{K!} \quad (2)$$

com t variando entre, $t_0 - \frac{T}{2} \leq t \leq t_0 + \frac{T}{2}$

Uma aplicação direta da série de Taylor é a expansão da função exponencial e^x , que consiste na aplicação da Equação (2) sob a função e^x . Esta aplicação em particular se torna importante para conseguir implementar a série de Taylor na transformada discreta de Fourier. A exponencial de uma matriz quadrada ($L \times L$), sendo $L = CN$ é definida de forma similar conforme a Equação 3 [7]:

$$e^A = Id + A + \frac{A^2}{2!} + \frac{A^3}{3!} \dots \quad (3)$$

onde Id é a matriz identidade ($L \times L$).

A partir do dito acima, é possível o desenvolvimento da aplicação do polinômio de Taylor na transformada discreta de Fourier. A ideia básica da TFT é expandir o subespaço de Fourier incorporando termos do polinômio de Taylor de ordem maior que zero. Ou seja, para se obter a TFT utiliza-se dos vetores da matriz de Fourier como moduladores harmônicos e posteriormente aplicam-se os termos de Taylor através do uso do polinômio de Taylor [8]. A proposta foi baseada no modelo de sinal dinâmico, visto na Equação (1).

A segunda ideia essencial da transformada é a de aproximação, que consiste na função fasorial dinâmica complexa, podendo ser aproximada pelo polinômio de Taylor, visto na Equação (2), centrado em t_0 , sendo K a ordem do polinômio. A janela de observação pode levar mais ou menos ciclos, dependendo da ordem do polinômio de Taylor adotado.

Para se obter a transformada de Taylor Fourier, é realizada uma combinação linear vista na Equação (4) [7]:

$$\hat{s}_{CN} = \mathbf{B}_{CN} \hat{\xi}_{CN} \quad (4)$$

Tendo $C = K + 1$ que representa o número de termos de Taylor incluído no modelo do sinal de referência, consequentemente C corresponde ao número mínimo de ciclos necessários para se evitar um sistema de equações não determinados, além de ter o termo $\hat{\xi}_{CN}$, o qual representa os coeficientes de Taylor-Fourier, que contém as derivadas complexas do sinal \hat{s}_{CN} .

A matriz \mathbf{B}_{CN} , denominada matriz de Taylor-Fourier, é oriunda da multiplicação dos vetores da matriz \mathbf{W}_N com as matrizes \mathbf{T}_{CN}^K que são definidas como matrizes diagonais de tamanho $L \times L$, oriundas do polinômio de Taylor. A partir disso, o sinal \hat{s}_{CN} da Equação (4) consiste na combinação linear dos primeiros $K + 1$ derivadas de tempo, correspondente a cada termo de Taylor para o conjunto de harmônicos. Logo, a matriz \mathbf{B}_{CN} pode ser reescrita como na Equação (5) [7]:

$$\mathbf{B}_{CN} = \frac{1}{N} \underbrace{\begin{bmatrix} \mathbf{I} & \mathbf{T}_1 & \dots & \mathbf{T}_1^K \\ \mathbf{I} & \mathbf{T}_2 & \dots & \mathbf{T}_2^K \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \mathbf{I} & \mathbf{T}_C & \dots & \mathbf{T}_C^K \end{bmatrix}}_{\mathbf{\Upsilon}_{CN}} \underbrace{\begin{bmatrix} \mathbf{W}_N & 0 & \dots & 0 \\ 0 & \mathbf{W}_N & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & \mathbf{W}_N \end{bmatrix}}_{\mathbf{\Omega}_{CN}} \quad (5)$$

onde as submatrizes \mathbf{T}_i^k de $\mathbf{\Upsilon}_{CN}$ são matrizes diagonais, de tamanho $N \times N$, contendo o k -ésimo termo de Taylor do i -ésimo ciclo da janela. Uma observação a ser feita na Equação (5) é que as contribuições de Taylor e Fourier são separadas em dois operadores, sendo um a interpolação da matriz $\mathbf{\Upsilon}_{CN}$ com os termos de Taylor e o outro é a matriz moduladora $\mathbf{\Omega}_{CN}$ que determina as frequências harmônicas. Sendo assim, os vetores da matriz de Fourier são os moduladores harmônicos dos termos de Taylor em $\mathbf{\Upsilon}_{CN}$ para cada derivada dada nos coeficientes de Taylor-Fourier em $\hat{\xi}_{CN}$ da Equação (4), em sua frequência harmônica correspondente.

A. Transformada Digital de Taylor-Fourier (DTFT)

Uma vez estabelecidos os subespaços de Taylor-Fourier, o algoritmo de filtragem é realizado usando a solução de mínimos quadrados (ver Equação 6).

$$\hat{\xi}_{CN} = [\mathbf{B}_{CN}^H \mathbf{B}_{CN}]^{-1} \mathbf{B}_{CN}^H \mathbf{s}_{CN} = \mathbf{B}_{CN}^\dagger \mathbf{s}_{CN} \quad (6)$$

onde B_{CN} é dado pela Equação (5). Logo, sua pseudoinversa torna-se conforme apresentado pela Equação (7):

$$\mathbf{B}_{CN}^\dagger = \mathbf{\Omega}^H [\mathbf{\Upsilon}^H \mathbf{\Upsilon}]^{-1} \mathbf{\Upsilon}^H = \mathbf{\Omega}^H \mathbf{\Upsilon}^\dagger \quad (7)$$

A complexidade computacional do algoritmo é reduzida devido ao fato da matriz $\mathbf{\Upsilon}^\dagger$ ser real. No caso particular de uma matriz quadrada, temos $\mathbf{\Upsilon}^\dagger = \mathbf{\Upsilon}^{-1}$. Para o desenvolvimento deste trabalho a DTFT é implementada usando um $K = 3$, obtendo assim a magnitude e ângulo, e suas derivadas fornecendo frequência e ROCOF. A reconstrução do sinal é feita por meio da síntese da Equação 2 [9], sendo as equações de síntese e análise estabelecidas pelas Equações 8 e 9:

$$\hat{\mathbf{s}} = \mathbf{B} \hat{\xi} \quad (8)$$

$$\hat{\xi} = \mathbf{B}^\dagger \hat{\mathbf{s}} \quad (9)$$

Finalmente, as estimativas de amplitude e fase de $p(t)$ e suas derivadas são estimadas pela Equação 10 [7]:

$$\begin{aligned} \hat{a}(t_0) &= 2 * \left| \hat{\xi} \right| \\ \hat{\varphi}(t_0) &= \angle \hat{\xi} \\ \hat{\varphi}(t_0) &= \frac{2 * \text{Im} \left\{ \hat{\xi} F_s e^{-j\hat{\varphi}} \right\}}{\hat{a}} \\ \hat{f} &= f_1 + \frac{\hat{\dot{\varphi}}}{2\pi} \end{aligned} \quad (10)$$

$$\begin{aligned} \hat{a}(t_0) &= \frac{\text{Re} \left\{ \hat{\xi} e^{-j\hat{\varphi}} F_s \right\}}{\hat{a}} \\ \hat{\varphi}(t_0) &= \frac{\text{Im} \left\{ \hat{\xi} e^{-j\hat{\varphi}} F_s^2 \right\} - 2\hat{a}\hat{\dot{\varphi}}}{\hat{a}} \end{aligned}$$

onde F_s representa a frequência de amostragem do sistema. As mudanças de frequência são rastreadas pela segunda derivada de fase $\hat{\varphi}(t_0)$. Vale a pena notar que não são necessários estágios de pré-processamento e pós-processamento ao usar o modelo fasorial dinâmico. Observe que as derivadas na Equação 7 são estimadas pelos componentes diferenciadores dos filtros.

IV. VALIDAÇÃO DO PROTÓTIPO DESENVOLVIDO

A análise do desempenho da unidade proposta é feita por meio comparativo com a unidade de testes automatizados do sistema desenvolvido pela empresa Fluke, denominado Unidade de Medição Fasorial 6135A/PMUCAL [10]. Para validar o protocolo de comunicação foram realizadas comunicações em tempo real e coletadas as informações via PDC (Phasor Data Concentrator), visualizando os *frames* enviados. Com a utilização do equipamento Fluke 6135A/PMUCAL, foram desenvolvidos testes descritos a seguir, através do esquemático de conexão demonstrado na Figura 2, que consiste em conectar a unidade em análise no barramento de saída do equipamento da Fluke. A vantagem do uso desse equipamento é conseguir simular sinais que podem não ser obtidos com leituras realizadas no dia a dia de operação de uma PMU comercial. Posteriormente são configurados os sinais a serem submetidos na unidade em análise para leitura. Utilizou-se da unidade de calibração móvel QualiPMU, desenvolvida pela Centro de Pesquisas de Energia Elétrica (CEPEL), para obter os *frames* enviados para posterior comparação.

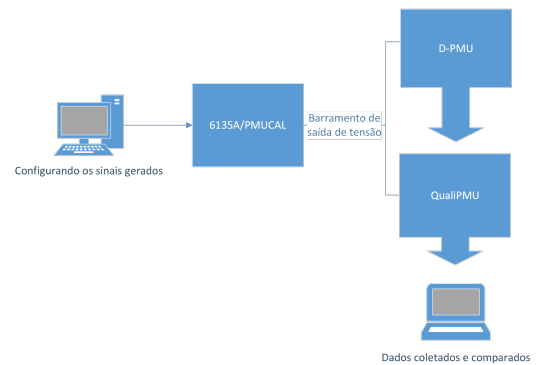


Fig. 2. Fluxograma de conexão ao Fluke 6135A/PMUCAL.

A unidade de calibração móvel da CEPEL denominada QualiPMU consiste na utilização do controlador compactRIO da National Instruments (NI) [11], uma FPGA Ztnq-7020 de dois núcleos de 667 MHz, juntamente com seus módulos auxiliares de conexão. A QualiPMU torna-se um calibrador móvel com um nível de incerteza, em cima de suas medidas, de no máximo 0.02%. Sua programação foi desenvolvida pelo

software LabVIEW, gerando uma interface, vista na Figura 3, de controle para a visualização dos dados coletados do seu PDC interno. Este sistema tem a capacidade de receber um fluxo de dados externos para comparação em tempo real calculando os valores de *Total Vector Erro* (TVE), *Frequency Erro* (FE) e *Rate of Frequency Erro* (RFE) ao longo do tempo, ao final do teste é gerado um arquivo “.CSV” contendo todas as informações da unidade em teste, da QualiPMU e os dados comparativos de desempenho.

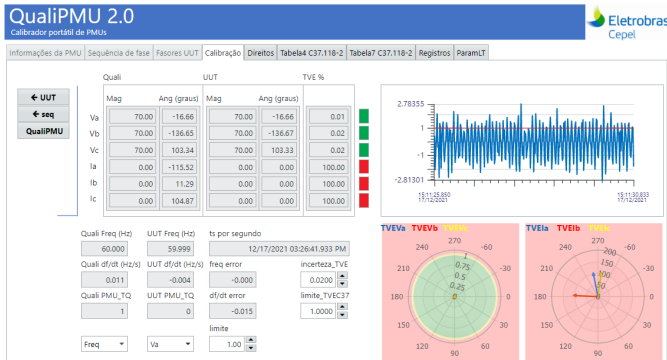


Fig. 3. Interface da unidade de calibração móvel da CEPEL QualiPMU.

Para realização desses testes, primeiramente apresentam-se os resultados obtidos ao submeter o protótipo de PMU em alguns sinais gerados pela Fluke 6135A/PMUCAL [10].

A. Resultados com a 6135A/PMUCAL

Para realização dessa validação foi realizada uma bateria de testes com o equipamento da Fluke 6135A/PMUCAL como gerador de sinais e utilizada a QualiPMU como método de coleta e comparação de dados. As descrições do teste são apresentadas a seguir, juntamente com os resultados coletados através do PDC interno da QualiPMU, posteriormente foi realizado a comparação entre a resposta do protótipo de PMU e QualiPMU de acordo com os parâmetros da norma [12].

1) *Degrau de Magnitude*: Esse teste consiste na aplicação de um degrau na magnitude com um valor de 10% da tensão nominal, que no caso é de 70 Volts, com um período de 5 segundos e *duty cycle* de 50%.

TABELA I

VALORES DOS PARÂMETROS DA C37.118 PARA O TESTE DE DEGRAU DE MAGNITUDE.

Step Mag	Phasor A	Phasor B	Phasor C	Frequency	ROCOF
P-Classe	1.0	1.0	1.0	0.01	0.1
M-Classe	1.0	1.0	1.0	0.005	0.1
Máximo	0.9958	1.1588	0.8679	0.0159	1.0237
Média	0.0206	0.0208	0.0195	3.9672e-04	0.0033

Na Tabela I são apresentados os valores médios e máximos de TVE de cada fase juntamente com o erro de frequência e ROCOF. É possível notar que em valores máximos ocorreu a extrapolação dos limites da norma [12] no fasor B, frequência e ROCOF, isto ocorreu devido ao momento de mudança do degrau, ponto crítico que testa os limites de estimação e

recuperação do algoritmo. A transição demonstrou um valor de *overshoot* igual a 77.39 V no protótipo de PMU, representando $5,0 \times 10^{-3}\%$ com um atraso de quatro amostras, equivalente a 66,67ms, para estabilizar a estimação. Já os valores médios representam uma estabilidade do algoritmo ao longo do tempo, pois mantém valores baixos, não sofrendo grandes alterações com os picos de ocorrência, obtendo resultados melhores de estimação e atendendo a norma em todos os parâmetros.

2) *Modulação da Magnitude*: Esse sinal consiste na modulação senoidal da magnitude dos sinais de tensão. O valor da magnitude é multiplicado por um fator de $(1 + K_x)$ com uma frequência de modulação F_m . A partir disso, foram realizadas três etapas de modulação, variando o parâmetro de frequência de modulação entre, 1, 3 e 5, com o valor de K_x fixo em 0,1 para que pudesse ter um pico de 10% da tensão de referência.

TABELA II

VALORES DOS PARÂMETROS DA C37.118 MODULAÇÃO DE MAGNITUDE.

Prot. PMU	Phasor A	Phasor B	Phasor C	Frequency	ROCOF
P-Classe	3.0	3.0	3.0	0.06	3.0
M-Classe	3.0	3.0	3.0	0.3	30.0
$F_m = 1$					
Máximo	0.0915	0.0868	0.0896	0.0027	0.0166
Média	0.0327	0.0358	0.0352	3.9672e-04	0.0032
$F_m = 3$					
Máximo	0.2000	0.1942	0.1957	0.0030	0.0276
Média	0.1151	0.1207	0.1169	4.1198e-04	0.0065
$F_m = 5$					
Máximo	0.3189	0.3076	0.3047	0.0037	0.0599
Média	0.1985	0.1993	0.1943	7.9536e-04	0.0275

A Tabela II apresenta o resumo dos testes. A realização destes testes demonstra a compatibilidade da plataforma com as classes das PMUs, segundo a norma C37.118-1 [12], com seus limites apresentados nas tabelas. Como resultado, tem-se a total compatibilidade com as duas classes de PMUs para aplicações de modulação de magnitude.

3) *Modulação da Fase*: Esse teste consiste na modulação senoidal do ângulo dos sinais com a aplicação de uma frequência de modulação denominada f_m sendo $C_m = F_m * K_a$.

TABELA III

VALORES DOS PARÂMETROS DA C37.118 MODULAÇÃO DE FASE.

Prot. PMU	Phasor A	Phasor B	Phasor C	Frequency	ROCOF
P-Classe	3.0	3.0	3.0	0.06	3.0
M-Classe	3.0	3.0	3.0	0.3	30.0
$C_m = 0.1$					
Máximo	0.0433	0.0535	0.0498	0.0035	0.8457
Média	0.0314	0.0276	0.0279	8.6594e-04	0.5824
$C_m = 1$					
Máximo	0.0497	0.0627	0.0586	0.0029	0.8738
Média	0.0308	0.0288	0.0301	3.9673e-04	0.5901
$C_m = 2$					
Máximo	0.0545	0.0572	0.0580	0.0027	0.8759
Média	0.0336	0.0321	0.0333	4.0054e-04	0.5985
$C_m = 5$					
Máximo	0.1549	0.1554	0.1553	0.0028	0.8681
Média	0.0684	0.0633	0.0652	3.8909e-04	0.5711

A Tabela III apresenta-se o resumo dos testes, na situação crítica do teste, onde $C_m = 5$, os valores máximos ficaram bem abaixo do exigido da norma [12], isto ocorre devido a

transição não ser brusca, tendo comportamento de rampa de frequência, demonstrando a estabilidade do algoritmo implementado.

V. CONCLUSÕES

A plataforma proposta neste trabalho, denominada protótipo de PMU, é uma alternativa de baixo custo e favorável para pesquisadores em universidades. Para a estimação de fasores, foi adotado o método de Taylor-Fourier, baseado em fasores dinâmicos, que inclui as principais dinâmicas do sistema e permite a descrição do seu comportamento de uma perspectiva de grandes sinais, sendo um elemento importante para a compreensão do funcionamento do sistema nas mais variadas condições de operação.

O protótipo foi validado comparando-se os resultados através dos sinais criados pelo equipamento da Fluke 6135A/PMUCAL. Para o critério de TVE, os índices apresentaram valores médio abaixo de 0.2%, esses resultados apresentam momentos de *spykes* de divergência, que se originam do método de estimação aplicado para se obter os sincrofasores e filtragens, os quais se diferenciam das PMUs comerciais comparadas nos testes. O desempenho demonstrado neste trabalho viabiliza a aplicação desse dispositivo em bancadas de testes, por estar dentro dos valores da norma C37.118-2, mas o seu uso comercial ainda permanece limitado, por necessitar de otimizações *nacase*.

A implementação do algoritmo de DTFT diferencia-se das alternativas tradicionais aplicadas em [3], por conseguir representar com precisão os comportamentos estático e dinâmico do sistema de energia elétrica, o que possibilitou o estudo para aplicações em estudos de casos e sinais, devido ao quesito intrínseco a DTFT, que poderia obter melhores resultados com uma alta taxa de frequência de amostragem.

Devido a imprevistos que ocorreram no equipamento da Fluke 6135A/PMUCAL, fez-se necessária a validação por comparação a unidades comerciais, mas utilizando sinais de teste pré-definidos segundo a norma C37.118-2, além da comparação em tempo real, isso não dispensa a validação na estrutura adequada, o que será feito em um futuro próximo. Por conta disso, este trabalho limitou-se à avaliação dos parâmetros de TVE, FE e RFE relativos a equipamentos comerciais e algoritmos de referência.

AGRADECIMENTOS

Agradecimentos a FAPESP – Fundação de Amparo à Pesquisa do Estado de São Paulo (Processo nº 2019/23797-8) pelo apoio financeiro essencial para realização dessa pesquisa. A CEPEL pelo fornecimento de dados e materiais que foram fundamentais para o desenvolvimento da pesquisa que possibilitou a realização deste trabalho.

REFERÊNCIAS

- [1] A. Phadke and J. Thorp. *Synchronized Phasor Measurements and Their Applications*. Springer, 2008.
- [2] Alberto Borghetti, Carlo Alberto Nucci, Mario Paolone, Gaetano Ciappi, and Aurelio Solari. Synchronized phasors monitoring during the islanding maneuver of an active distribution network. *IEEE Transactions on Smart Grid*, 2(1):82–91, 2011.
- [3] M. C. Garcia. Desenvolvimento de plataforma de hardware para medição fasorial sincronizada. Mestrado, UNICAMP, 2019.
- [4] G. Avalos-Almazan, G. Castillo-Garcia, M.R.A. Paternina, A. Zamora, J.G. Fuentes, J.R. Rodriguez-Rodriguez, and D. Guillen. Real-time phasor estimation via the taylor-fourier's subspace. In *2018 North American Power Symposium (NAPS)*, pages 1–6, 2018.
- [5] A. Avalos, A. Zamora, O. Escamilla, and M. R. A. Paternina. Real-time hardware-in-the-loop implementation for power systems protection. In *2018 IEEE PES Transmission Distribution Conference and Exhibition - Latin America (T D-LA)*, pages 1–5, 2018.
- [6] P. Mattavelli, A.M. Stankovic, and G.C. Verghese. Ssr analysis with dynamic phasor model of thyristor-controlled series capacitor. *IEEE Transactions on Power Systems*, 14(1):200–208, 1999.
- [7] José Antonio de la O Serna, Juan M. Ramirez, Alejandro Zamora Mendez, and Mario R. Arrieta Paternina. Identification of electromechanical modes based on the digital taylor-fourier transform. *IEEE Transactions on Power Systems*, 31(1):206–215, 2016.
- [8] José Antonio de la O Serna. Taylor–fourier analysis of blood pressure oscillometric waveforms. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, 62(9):2511–2518, 2013.
- [9] José Antonio de la O Serna. Dynamic phasor estimates for power system oscillations. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, 56(5):1648–1657, 2007.
- [10] Fluke. Fluke 6135a/pmucal : Phasor measurement unit calibration system, 2021.
- [11] NI. crio-9068, 2016.
- [12] IEEE. IEEE standard for synchrophasor data transfer for power systems. *IEEE Std C37.118.2-2011 (Revision of IEEE Std C37.118-2005)*, pages 1–53, 2011.