

Uma PMU com Arquitetura de Baixo Custo para o Monitoramento do Sistema Elétrico

Flavio Lori Grando
Gustavo Weber Denardin
Andrei Bordignon

Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica (PPGEE)
Universidade Tecnológica Federal do Paraná (UTFPR)
Pato Branco, Brasil
flavio.grando.eng@gmail.com, gustavo.denardin@gmail.com,
bordignon.andrei@gmail.com

Miguel Moreto

Departamento de Engenharia Elétrica e Eletrônica (DEEL)
Universidade Federal de Santa Catarina (UFSC)
Florianópolis, Brasil
miguel.moreto@ufsc.br

Resumo—Este artigo apresenta os desenvolvimentos de uma Unidade de Medição Fasorial (PMU) de baixo custo para monitoramento de rede elétrica. O dispositivo fornece dados de magnitude, ângulo e frequência da tensão alternada de forma sincronizada, entre qualquer ponto do sistema elétrico, mesmo geograficamente distantes. O sistema de instrumentação é projetado para conexão com a baixa tensão do sistema de distribuição. Para o sistema de aquisição e processamento é empregado um *hardware* de propósito geral com uma arquitetura que permite dados de precisão e desempenho de processamento. O método de estimação fasorial utilizado é a Transformada Discreta de Fourier com janela fixa e taxa de amostragem variável para minimizar o vazamento espectral. Os resultados deste estudo incluem a validação do sistema instrumentação, aquisição e processamento sob condições de estado estacionário previstas na norma IEEE para medição de fasorial sincronizada.

I. INTRODUÇÃO

Os sistemas de monitoramento de rede tradicionais realizam medições em intervalos regulares de tempo, mas de forma não sincronizada e em tempo não real. Essa abordagem torna impossível saber o estado real do sistema, permitindo a obtenção de apenas uma estimativa do estado através de métodos numéricos [1]. A tecnologia de sincrofasores fornece dados sincronizados de alta precisão e resolução em tempo real. O sincronismo das medições é realizado através do sinal de pulso por segundo (PPS), emitido a partir dos satélites do Sistema de Posicionamento Global (GPS). Assim, uma Unidade de Medição Fasorial (PMU) extrai medidas de magnitude, ângulo e frequência dos sinais senoidais em diferentes pontos do sistema elétrico de potência. As informações são enviadas à um Concentrador de Dados (PDC), como ilustra a Figura 1.

Essa tecnologia permite uma nova visão sobre o comportamento dinâmico do sistema. Com isso, a implantação de um sistema de medição baseado em PMUs pode suprir os dados para aplicações em redes inteligentes. Tal abordagem pode fazer da PMU o principal elemento na coleta de informações sobre a rede elétrica, aumentando a observabilidade e operabilidade do sistema de potência [2].

Embora sistemas de medição fasorial sincronizada (SMFS) tem sido desenvolvidos e aplicados majoritariamente em sis-

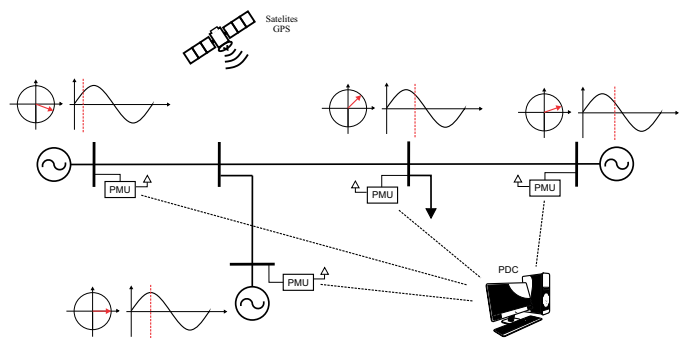


Figura 1. O Sistema de Medição Fasorial Sincronizada (SMFS).

temas de transmissão, alguns trabalhos sugerem varias aplicações para medição sincrofasorial a nível de distribuição [3], [4], [5], [6], [7]. Sem dúvida, várias fontes de energia renovável conectadas no sistema de distribuição geram problemas que podem ser compreendidos por meio de sincrofasores. No entanto, as aplicações de distribuição são mais desafiadoras em alguns aspectos: diferenças angulares de tensão entre dois pontos no circuito de distribuição, são muito pequenos quando comparados com o nível de transmissão; medições no sistema de distribuição estão sujeitos a muito mais ruído do que os percebidos nos transformadores de potencial de subestações; os elevados custos de unidades de medição fasorial comerciais inviabilizam a instalação de múltiplas unidades em um circuito de distribuição [8], [9], [7].

A fim de minimizar estes problemas, encontra-se em desenvolvimento uma Unidade de Medição Fasorial (PMU) de baixo custo para uso em larga escala no sistema de distribuição [10], [11]. Este trabalho tem como objetivo mostrar os resultados preliminares de medição do dispositivo proposto, que compreende na validação de seu sistema de instrumentação e aquisição. Os dados obtidos são confrontados com os requisitos de estado estacionário apresentados na norma IEEE C37.118.1 [12]. No estágio de desenvolvimento deste dispositivo, não é contemplado uma estratégia de comunicação com concentrador de dados.

II. NORMA IEEE PARA MEDIÇÃO SINCROFASORIAL

A norma IEEE C37.118.1 define medições de sincrofasores e frequência para todas as condições de operação. Ela especifica métodos para avaliar o desempenho do dispositivo e requisitos de erro de medida. No entanto, esta norma não especifica *hardware*, *software* ou um método para calcular fasores, frequência [12]. O principal critério estabelecido por esta norma é o Erro Total Vetorial (TVE), que é o método utilizado para avaliar a precisão dos fasores gerados pela PMU. O TVE combina em uma medida os erros de magnitude e fase do fasor estimado e é representado pelo círculo unitário mostrado na Figura 2.

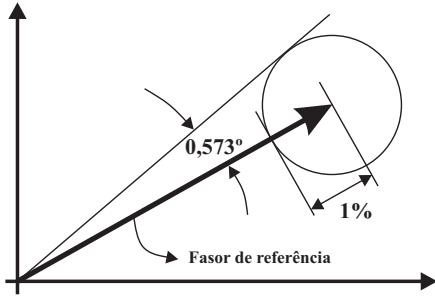


Figura 2. O critério TVE de 1%.

De acordo com a norma, o valor máximo permitido de TVE é 1%. Isso significa que, se o erro de fase é igual a zero, o erro máximo magnitude deve ser 1%. Por outro lado, se o erro de magnitude é zero, o erro máximo de fase deve ser menor que 0,573° [12]. A equação que caracteriza o TVE é descrita por (1).

$$\text{TVE} = \sqrt{\frac{(\hat{X}_r - X_r)^2 + (\hat{X}_i - X_i)^2}{X_r^2 + X_i^2}} \quad (1)$$

onde $\hat{X}_r$ e $\hat{X}_i$ representa o fasor estimado em coordenadas retangulares e X_r e X_i representam o fasor de referência.

Já o critério de medida de frequência, é o erro absoluto de frequência (FE) dado pela diferença em módulo entre o valor estimado e o valor teórico, como apresentado em (2).

$$\text{FE} = |f_{\text{estimada}} - f_{\text{referência}}| \quad (2)$$

De acordo com a norma, o requisito de erro neste caso é de $\text{FE} \leq 0,005 \text{ Hz}$.

III. ARQUITETURA PROPOSTA

A estrutura da PMU pretendida é mostrada na Figura 3. Esse dispositivo consiste em um módulo de instrumentação, com transdutores e filtros *anti-aliasing*, kit de desenvolvimento microcontrolado com conversores analógico-digital (A/D) e microprocessador, módulo GPS e módulo de comunicação para transmissão dos dados.

O módulo GPS tem papel fundamental nesse dispositivo, sendo responsável pelo sincronismo das medidas que por meio do sinal PPS aciona o conversor A/D com precisão do relógio

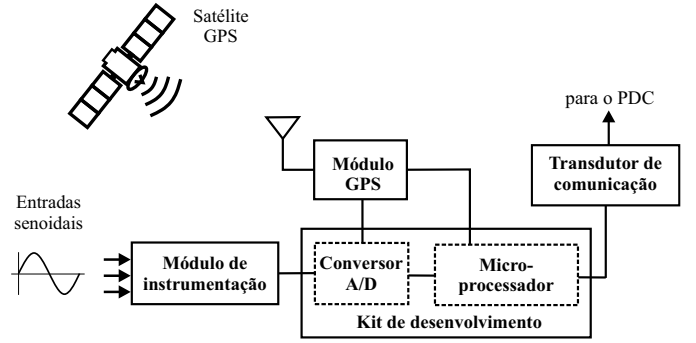


Figura 3. Estrutura básica da PMU.

atômico dos satélites do sistema GPS. Este módulo também proporciona a etiqueta tempo das medidas de acordo com o Tempo Universal Coordenado (UTC).

A. Módulo de Instrumentação

A instrumentação é desenvolvida para uso no sistema de distribuição de baixa tensão. O circuito da Figura 4 mostra as etapas de instrumentação adotadas no condicionamento de sinal, onde cada bloco representa um circuito específico, interligados por *buffers*.

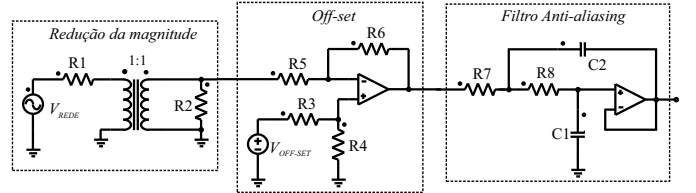


Figura 4. Circuito de instrumentação para o condicionamento de sinal.

Neste sistema de instrumentação a parte especial é o circuito utilizado para reduzir a magnitude do sinal de entrada. O principal componente é um transformador de corrente de relação 1:1, onde o resistor de entrada R1 limita a corrente que passa pelo transformador (máximo de 5 mA). Assim, a mesma corrente é refletida no secundário do transformador e um resistor *shunt* R2 permite extrair o sinal de tensão na magnitude desejada. Além de isolar o restante do circuito da rede elétrica, essa estratégia pode ser facilmente adaptada para qualquer nível de tensão (limitado a 1 kV), apenas pela substituição do resistor de entrada R1. Assim, o resto do circuito permanece inalterado independente da magnitude do sinal que está sendo medido.

A próxima etapa corresponde ao circuito de *off-set*, composto pelo amplificador operacional e quatro resistores (R3, R4, R5 e R6). A tensão de referência $V_{\text{OFF-SET}}$ é fornecida por um divisor resistivo alimentado por 3V proveniente do kit de desenvolvimento. Nesta etapa é importante o uso de circuitos integrados *rail-to-rail*, os quais permitem o sinal excursionar por toda faixa de operação do conversor A/D.

Por fim, a última etapa consiste em um filtro ativo de segunda ordem e topologia *sallen-key*, projetado por aproxima-

ção *butterworth* e frequência de corte de 600 Hz. A frequência de corte é sintonizada uma década acima da frequência de interesse (60 Hz) para evitar a atenuação de -3 dB na frequência corte, característica da aproximação *butterworth*. Todo circuito apresentado até aqui é replicado 3 vezes para fornecer as medições trifásicas, exceto o divisor resistivo que fornece a mesma referência aos 3 circuitos de *off-set*. Desse modo, a instrumentação tem um custo aproximado de US\$ 60.

B. Sistema de Aquisição

Com o objetivo de desempenhar o papel do conversor A/D e microprocessador, foi empregado o kit de desenvolvimento STM32F429I-Discovery da STMicroelectronics. Dentre as características principais, esse kit conta com um núcleo de processamento ARM Cortex-M4 de 32 bits, clock de 180 MHz, Unidade de Ponto Flutuante (FPU) e 3 conversores A/D independentes de 12 bits. Essas configurações permitem obter dados com precisão e eficiência computacional através de uma plataforma de baixo custo, tendo em vista que o kit custa cerca de US\$ 40.

Porém, a característica mais importante é a presença de 3 conversores A/D independentes, permitindo conversões do sinal de três fases de forma simultânea. Para isso, é necessário configurar um A/D como mestre e os outros como escravos, permitindo que o conversor mestre controle os demais. O sinal PPS aciona um *timer* (TIM8) que atua como base de tempo do conversor A/D mestre e, conseqüentemente, dos outros conversores. Esse processo é representado pela Figura 5.

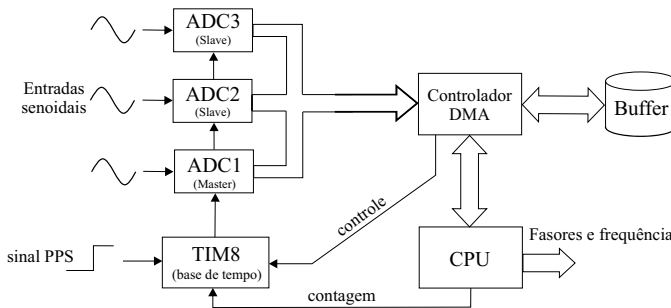


Figura 5. Sistema de temporização e aquisição.

Também é importante destacar o uso do Acesso Direto à Memória (DMA) na arquitetura da PMU. As amostras obtidas pelo conversor A/D são diretamente armazenadas em um *buffer* de memória, sem a intervenção do processador, que libera a CPU para a estimação do fasor e formatação de dados. O processo realiza a conversão de 256 amostras por ciclo do sinal na frequência fundamental, assim o *buffer* possui o tamanho de 768 amostras, correspondendo às 3 fases. Quando o DMA detecta o *buffer* completo, desliga o TIM8 interrompendo o processo de aquisição e sinalizando à CPU para iniciar os cálculos matemáticos. O resultado deste processo é uma sequência de amostras correspondendo a um ciclo do sinal senoidal como mostra a Figura 6.

A arquitetura não utiliza amostragem contínua e sim, amostragem finita com início pelo sinal PPS e término pelo DMA,

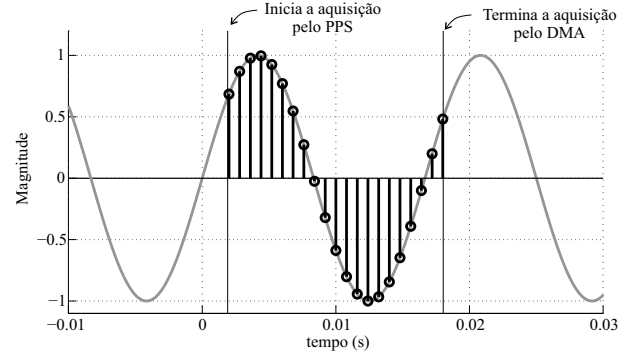


Figura 6. Sequência resultante do processo de aquisição.

mantendo sempre 256 amostras por ciclo do sinal fundamental. Para garantir o enquadramento das 256 amostras em exatamente 1 ciclo do sinal senoidal (minimizando o vazamento de espectro), é feito o ajuste da taxa de amostragem de acordo com a frequência do sistema. O período de amostragem é determinado pela configuração do número de contagens de TIM8, modificando a base de tempo dos conversores A/D como em (3):

$$TIM8_{contagens} = \frac{taxa\ de\ amostragem}{clock} = \frac{180 * 10^6}{f_e * 256} \quad (3)$$

onde f_e é a frequência estimada, cujo método é detalhado na próxima seção.

Como a aquisição possui taxa de amostragem variável, é necessário garantir que um processo de aquisição tenha sido concluído antes de iniciar uma nova sequência de amostras. Assim, a amostragem é configurada para ser obtida a cada 2 ciclos do sinal senoidal. Portanto, a taxa de fasores e frequência que a PMU pode gerar é de no máximo a metade da frequência do sistema, isto é, 30 medidas para o sistema 60 Hz ou 25 medidas para o sistema 50 Hz.

C. Estimação de Fasor e Frequência

As amostras coletadas pelos conversores não sofrem qualquer processo que altere suas características como médias ou filtros digitais. Assim, são aplicados diretamente os métodos de matemáticos para obtenção das medidas de interesse.

Diversas técnicas de estimação fasorial são abordadas na literatura. Porém segundo [13] uma das maneiras mais eficazes é a Transformada Discreta de Fourier (DFT). Neste protótipo é utilizado a DFT não recursiva com janela fixa, isto é, a análise matemática é aplicada em um determinado período do sinal amostrado, para estimação de cada fasor. A equação que descreve esse processo é apresentada em (4).

$$\hat{X} = \frac{\sqrt{2}}{N} \sum_{n=0}^{N-1} x_n [\cos(n\theta) - j\sin(n\theta)] \quad (4)$$

onde x_n representa as amostras, θ é o ângulo de amostragem em termos do período na frequência fundamental e N é o número de amostras, que neste caso é igual a 256.

Como as medidas são obtidas em intervalos regulares de tempo, a diferença de ângulo entre medidas adjacentes reflete o desvio de frequência (Δf) em relação ao valor nominal. Assim, usando a informação do ângulo obtido pela DFT, é possível calcular a frequência para cada fase usando (5).

$$f_{r,s,t} = f_0 + \Delta f = f_0 + \frac{\phi_i - \phi_{i-1}}{dt} \quad (5)$$

onde f_0 é a frequência nominal, ϕ_i é o ângulo da iteração atual e $f_{r,s,t}$ é a frequência das fases correspondentes.

A frequência final estimada corresponde a média entre as medidas das 3 fases, como exibido em (6).

$$f_e = \frac{f_r + f_s + f_t}{3} \quad (6)$$

onde os subscritos r , s and t representam as fases elétricas.

IV. VALIDAÇÃO DOS DADOS

Um processo de calibração deve ser implementado para adquirir dados o mais próximo possível do valor real. A norma IEEE para medição de sincrofasores recomenda a aplicação de sinais sintetizados para propósitos de calibração. Neste trabalho, um sinal é gerado por um dispositivo de aquisição de dados da National Instruments (NI-DAQ). Esse dispositivo é programado para sintetizar 3 formas de onda senoidais e um pulso (simulando o sinal PPS), o que torna possível conhecer o exato instante que o sinal PPS intercepta as senoides. Os sinais são controlados pelo software LabVIEW em um computador pessoal (PC). Os dados medidos pela PMU são enviados ao PC e comparados com os dados de referência do sinal sintetizado. Esse processo é mostrado na Figura 7.

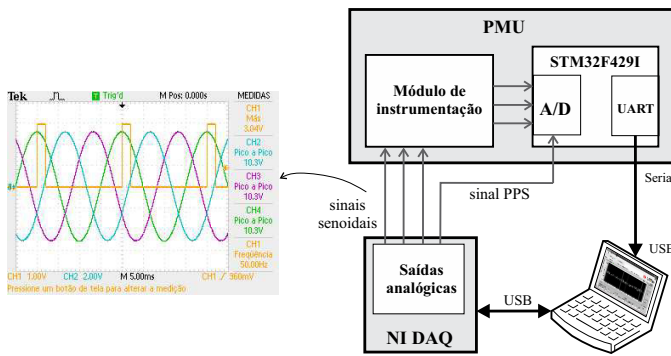


Figura 7. Estratégia de validação dos dados.

A saída analógica da NI-DAQ tem precisão absoluta de $2,080 \mu V$ na escala total ($\pm 10 V$), que representam uma incerteza na magnitude de $\pm 2,08 \cdot 10^{-5} \%$. A precisão de tempo é de $50 ns$, o que representa uma incerteza no ângulo de $0,001^\circ$ [14]. Tais parâmetros tornam este dispositivo apto para testes de conformidade da PMU com base na norma IEEE C37.118.1.

Apesar disso, a placa possui nível tensão limitado em $10 V$, distante dos $127 V$ para qual a PMU foi projetada. Por outro lado, como descrito na seção III, a instrumentação pode ser adaptada para o nível de tensão da NI-DAQ por substituição

do resistor com valor ôhmico adequado, com isso, a estrutura de instrumentação não é alterada, mantendo-se o nível de confiabilidade independente da magnitude do sinal.

V. RESULTADOS

Antes de aplicar os testes, foram implementadas curvas de ajuste para correção de magnitude e ângulo, por conta dos desvios causados pela instrumentação.

Os resultados incluem os testes de variação de magnitude, ângulo e frequência em condições de estado estacionário. Três ensaios para cada tipo de teste foram realizadas como descrito nas seções seguintes.

A. Teste de Magnitude

O teste de magnitude consiste em uma variação da amplitude do sinal de entrada sem variações no ângulo e com frequência nominal. A variação de amplitude é de 10% a 120% do valor nominal e os resultados são apresentados na Tabela I.

Tabela I
ERROS DE MEDIDA PARA A FAIXA DE MAGNITUDE DE 10% À 120%

Erros	Máximo	Médio	Mínimo
Magnitude (%)	0,289914	0,044794	0,000091
Ângulo ($^\circ$)	0,251208	0,015249	0,000006
TVE (%)	0,451924	0,056924	0,000683
Frequência (Hz)	0,002422	0,000198	0,000000

Os resultados para este teste mostram que os erros máximos registrados são menos de metade do limite estipulados pela norma. O TVE máximo registrado foi de $0,45 \%$ e o erro máximo frequência foi $0,0024 Hz$, onde a norma estabelece 1% e $0,005 Hz$, respectivamente. No entanto, de acordo com os gráficos das Figuras 8 e 9, é possível notar que as medidas são mais dispersas no intervalo próximo dos 10% de amplitude. Esta dispersão está relacionada à limitação de resolução do conversor A/D, que utiliza uma faixa de conversão reduzida nas baixas amplitudes.

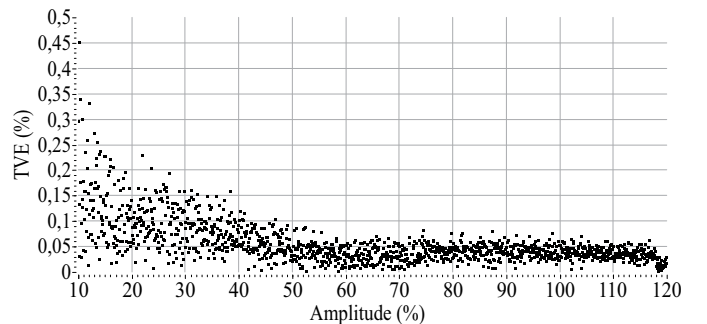


Figura 8. TVE para faixa de magnitude de 10 à 120% .

Considerando a faixa de operação normal do sistema de potência, próxima aos valores nominais (100% de amplitude), os erros serão drasticamente reduzidos para valores inferiores a $0,1\%$ de TVE e $0,0005 Hz$ de frequência.

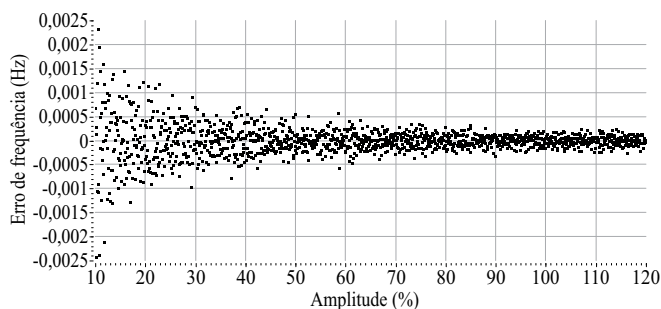


Figura 9. Erro de frequência para faixa de magnitude de 10 à 120%.

B. Teste de Frequência

O teste de frequência consiste em uma variação de frequência do sinal de entrada, sem variações na magnitude e ângulo. A variação de frequência é de ± 5 Hz em relação valor nominal. Devido a limitações do dispositivo DAQ utilizado nos testes, o teste de frequência foi efetuado com frequência nominal de 50 Hz, para assegurar um número inteiro de amostras por ciclo do sinal gerado. O resultado é apresentado na Tabela II e as Figuras 13 e 14 mostram os erros TVE e frequência.

Tabela II
ERROS DE MEDIDA PARA FAIXA DE FREQUÊNCIA DE ± 5 Hz.

Erros	Máximo	Médio	Mínimo
Magnitude (%)	0,076792	0,036583	0,000849
Ângulo (°)	0,031479	0,006614	0,000015
TVE (%)	0,078938	0,039407	0,000857
Frequência (Hz)	0,001199	0,000152	0,000000

Como esperado, mantendo a amplitude do sinal de entrada em valores nominais, o máximo TVE registrado foi inferior a 0,1% para toda a faixa de frequências testadas. Comparando o TVE com os erros de fase e magnitude, é possível ver que a contribuição do erro de magnitude no TVE é maior do que o erro de fase. Além disso, no gráfico da Figura 10, é possível notar que as medidas estão concentradas perto de 0,04%, o que sugere que é possível melhorar o TVE com a redução dos erros associados à magnitude do fasor.

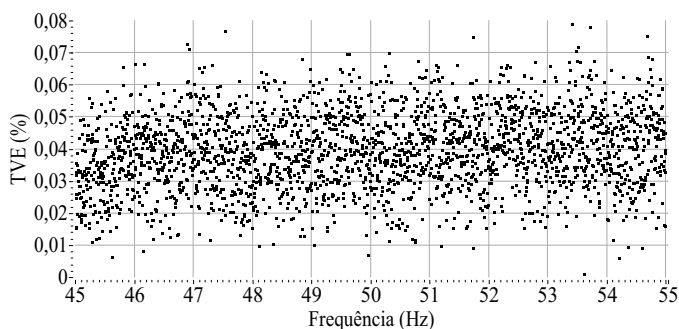


Figura 10. TVE para faixa de frequência de ± 5 Hz.

O gráfico de erro de frequência da Figura 11 mostra alguns valores mais distantes do grupo principal. Este comportamento

ocorre em frequências específicas e está associado ao ajuste da taxa de amostragem. Em determinadas frequências, o truncamento nos valores do período de amostragem (equação (3)) leva a uma medida ligeiramente mais distante do valor ideal. Como a taxa de amostragem utiliza esta medida, o erro é propagado em iterações seguintes. O resultado é um comportamento oscilatório entre valores acima e abaixo do grupo principal. Mesmo atendendo os critérios da norma (limite de 0,005 Hz), uma correção para este problema poderá levar a um erro máximo inferior a 0,0005 Hz, ou 10% do limite.

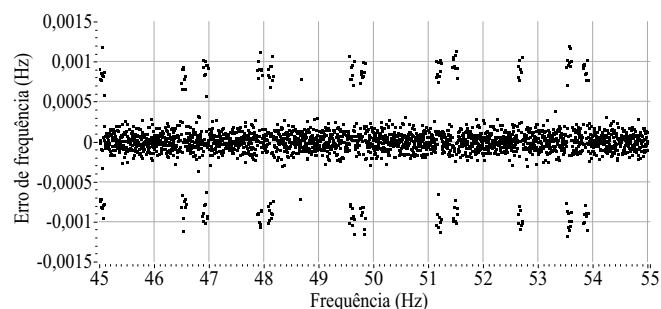


Figura 11. Erro de frequência para a faixa de ± 5 Hz.

C. Teste de Ângulo

O teste consiste em uma variação de fase do sinal de entrada com amplitude e frequência nominais. A variação de fase é de -180° à $+180^\circ$. Os resultados são mostrados na Tabela III.

Tabela III
ERROS DE MEDIDA PARA FAIXA DE ÂNGULO DE -180° A $+180^\circ$.

Erros	Máximo	Médio	Mínimo
Magnitude (%)	0,062339	0,015261	0,000000
Fase (°)	0,024307	0,005590	0,000006
TVE (%)	0,069733	0,019796	0,000720
Frequência (Hz)	0,000431	0,000086	0,000000

Os gráficos de TVE e erro de frequência apresentados nas Figuras 12 e 13 respectivamente, demonstram que as medidas não sofrem influência do ângulo, com erros máximos inferiores a 10% do limite da norma em toda faixa de operação.

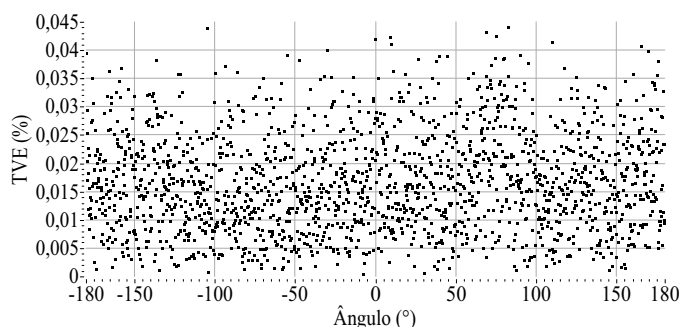


Figura 12. TVE para faixa de ângulo de -180° à $+180^\circ$.

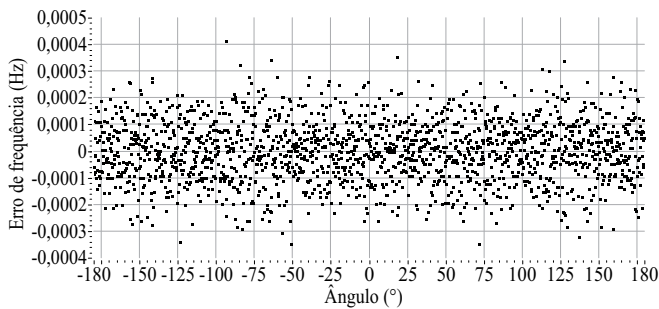


Figura 13. Erro de frequência para faixa de ângulo -180° à $+180^\circ$.

VI. CONCLUSÕES

O presente trabalho propõe uma arquitetura de *hardware* e *software*, a fim de obter uma PMU baixo custo que atenda a norma IEEE C37.118.1. Os resultados experimentais incluem os testes de magnitude, frequência e ângulo sob condições de estado estacionário. A partir dos testes, é possível constatar que o dispositivo proposto cumpre os requisitos com erros distantes do limite máximo definido pela norma. Embora não seja o produto final, a arquitetura proposta tem um custo de montagem aproximado de US\$ 150. As etapas seguintes deste trabalho envolvem a investigação do desempenho da PMU sob condições dinâmicas previstas pela norma. Finalmente, com estratégias de comunicação apropriadas, pretende-se utilizar as PMUs no sistema de distribuição, a fim de monitorar eventos locais e também a nível de transmissão.

REFERÊNCIAS

- [1] F. Wu, K. Moslehi, and A. Bose, "Power system control centers: Past, present, and future," *Proceedings of the IEEE*, vol. 93, no. 11, pp. 1890–1908, Nov 2005.
- [2] C. Sutar, K. Verma, A. Pandey, and S. Singh, "Wide area measurement and control using phasor measurement unit in smart grid," in *Power, Control and Embedded Systems (ICPCES), 2012 2nd International Conference on*, Dec 2012, pp. 1–5.
- [3] M. Wache and D. C. Murray, "Application of synchrophasor measurements for distribution networks," in *Power and Energy Society General Meeting, 2011 IEEE*, July 2011, pp. 1–4.
- [4] F. Ding and C. D. Booth, "Applications of pmus in power distribution networks with distributed generation," in *Universities' Power Engineering Conference (UPEC), Proceedings of 2011 46th International*, Sept 2011, pp. 1–5.
- [5] D. Wang, D. Wilson, S. Venkata, and A. Jayantilal, "Synchrophasor applications for distributed energy resource connection and efficient grid operation," in *Integration of Renewables into the Distribution Grid, CIRED 2012 Workshop*, May 2012, pp. 1–4.
- [6] J. Sexauer, P. Javanbakht, and S. Mohagheghi, "Phasor measurement units for the distribution grid: Necessity and benefits," in *Innovative Smart Grid Technologies (ISGT), 2013 IEEE PES*, Feb 2013, pp. 1–6.
- [7] A. von Meier, D. Culler, A. McEachern, and R. Arghandeh, "Micro-synchrophasors for distribution systems," in *Innovative Smart Grid Technologies Conference (ISGT), 2014 IEEE PES*, Feb 2014, pp. 1–5.
- [8] A. Carta, N. Locci, C. Muscas, and S. Sulis, "A flexible gps-based system for synchronized phasor measurement in electric distribution networks," *Instrumentation and Measurement, IEEE Transactions on*, vol. 57, no. 11, pp. 2450–2456, Nov 2008.
- [9] G. Sanchez-Ayala, J. Aguero, D. Elizondo, and M. Lelic, "Current trends on applications of pmus in distribution systems," in *Innovative Smart Grid Technologies (ISGT), 2013 IEEE PES*, Feb 2013, pp. 1–6.

- [10] F. L. Grando, G. W. Denardin, M. Moreto, and J. d. P. Lopes, "A pmu prototype for synchronized phasor and frequency measurements for smart grid applications," in *2015 IEEE 13th Brazilian Power Electronics Conference and 1st Southern Power Electronics Conference (COBEP/SPEC)*, Nov 2015, pp. 1–6.
- [11] F. L. Grando, G. W. Denardin, M. Moreto, and R. L. Bolzan, "A low-cost pmu design for synchrophasors measurement at distribution level," in *Industrial Electronics (ISIE), 2015 IEEE 24th International Symposium on*, Jun 2015, pp. 152–157.
- [12] S. A. IEEE, "Ieee standard for synchrophasor measurements for power systems," *IEEE Std C37.118.1-2011 (Revision of IEEE Std C37.118-2005)*, pp. 1–61, 12 2011.
- [13] A. G. Phadke and J. S. Thorp, *Synchronized Phasor Measurements and Their Applications*, Springer, Ed. Power Electronics and Power Systems, 2008.
- [14] *NI 625x Specifications*, National Instruments, 2009.