

MEDIÇÃO DE FASORES E FREQUÊNCIA NO SISTEMA DE ELÉTRICO: USO DE HARDWARE PARA MELHORIA DE PRECISÃO E EXATIDÃO EM ALGORITMOS DE ESTIMAÇÃO

FLAVIO LORI GRANDO*, GUSTAVO WEBER DENARDIN*, MIGUEL MORETO†

* *Universidade Tecnológica Federal do Paraná (UTFPR)*
Pato Branco, PR, Brasil

† *Universidade Federal de Santa Catarina (UFSC)*
Florianópolis, SC, Brasil

Emails: flavio.grando.eng@gmail.com, gustavo.denardin@gmail.com, miguel.moreto@ufsc.br

Abstract— This paper discusses phasor and frequency estimation techniques with low computational cost for measurements in the power system. The objective of the paper is to investigate the use of hardware to improve accuracy in measurements while maintaining the low computational cost. The phasor estimation algorithms are usually based on Discrete Fourier Transform (DFT) while the frequency is obtained by angle derivation. The hardware strategy consists in controlling the sampling rate to minimize the DFT spectral leakage. The control is performed from estimated frequency, ensuring accuracy even with changes in the electrical system frequency. The strategy proposed is implemented in an embedded system, where synthesized signal tests were evaluated. As a result, it is obtained a drastic reduction in estimation errors without requiring more processing power.

Keywords— phasors, frequency, estimation algorithms.

Resumo— Este trabalho discorre sobre técnicas de estimação de fasor e frequência com baixo custo computacional para medição no sistema elétrico de potência. O objetivo é investigar o uso de *hardware* a fim de melhorar a precisão e exatidão nas medidas mantendo o baixo custo computacional. No âmbito dos algoritmos, a estimação fasorial é baseada na Transformada Discreta de Fourier (DFT) enquanto que a frequência é obtida pela derivada do ângulo estimado na DFT. A estratégia de hardware consiste no controle da taxa de amostragem a fim de minimizar o vazamento de espectro da DFT. O controle é realizado a partir da frequência estimada, garantindo exatidão mesmo com a frequência do sistema elétrico em constante alteração. A estratégia proposta foi implementada em um sistema embarcado, sendo submetido a testes com sinal sintetizado. Como resultado, tem-se uma drástica redução nos erros de estimação sem exigir maior poder de processamento.

Palavras-chave— fasores, frequência, algoritmos de estimação.

1 Introdução

A estimação fasorial tem suas origens associadas a aplicações de sistemas elétricos em corrente alternada, uma vez que o sinal do sistema elétrico é representado por uma forma de onda senoidal. Para o cálculo do fasor são necessárias amostras do sinal elétrico e aplicação de processos matemáticos dando origem aos algoritmos de estimação fasorial. Com a necessidade de implementação de algoritmos, o desenvolvimento de técnicas de estimação de fasor sempre esteve associado ao desenvolvimento de ferramentas computacionais (Phadke and Thorp, 2009).

As primeiras aplicações envolvendo algoritmos de estimação de fasores foram motivadas pelos relés de proteção digitais, quando se iniciavam as pesquisas na década de 60 (Phadke and Thorp, 2009). Nesta época, os computadores possuíam custos elevados e eram lentos para aplicações de proteção. Isso motivou o desenvolvimento de algoritmos com reduzido esforço computacional e ao mesmo tempo possuindo precisão necessária para aplicação em relés. Finalmente, na década de 80 desenvolveu-se o Rel  de Distância de Componente Simétrica (RDCS) que utilizava um algoritmo recursivo baseado na Transformada Discreta de Fourier (DFT) (Phadke, 2002).

Atualmente, a estimação de fasores tem sido motivada pelas Unidades de Medição Fasorial Sincronizada (*Phasor Measurement Unit* - PMU), as quais tem como objetivo a aquisição de frequência e fasores de tensão e corrente em sincronismo no tempo, ficando conhecidos como sincrofasores. O sincronismo é obtido através dos satélites do Sistema de Posicionamento Global (GPS) (Phadke and Thorp, 2008). Dessa forma, esta tecnologia tem sido empregada no monitoramento de grandes áreas permitindo caracterizar a dinâmica de sistemas elétricos de potência, e conseqüentemente, dando origem a inúmeras aplicações (Wache and Murray, 2011; von Meier et al., 2014; Aminifar et al., 2014).

A maior parte dos dispositivos atuais de medição e proteção utilizam algoritmos baseados na DFT para estimação de fasores. A DFT é uma técnica precisa, capaz de extrair o fasor da componente fundamental e a baixa complexidade garante eficiência computacional (Phadke and Thorp, 2008). Por estes motivos, a DFT tornou-se a técnica mais difundida em aplicações de sistemas elétricos e atualmente é o mais utilizado em medição de sincrofasores (Zhang et al., 2014; Petri et al., 2014; Belega et al., 2015).

Por outro lado, no sistema elétrico de po-

tência, a frequência está em constante alteração por conta dos desequilíbrios entre carga e geração. Essa alteração provoca o efeito de espalhamento de espectro da DFT, prejudicando o resultado da estimação quando a frequência fundamental não corresponde à frequência nominal do sistema. Isso tem motivado o desenvolvimento de algoritmos de pré ou pós processamento a fim de prover melhores resultados sob condições dinâmicas (Zhang et al., 2014; Petri et al., 2014; Belega et al., 2015). Porém, mesmo nos algoritmos baseados na DFT, as técnicas são complexas e consequentemente, exigem maior custo computacional.

O objetivo deste trabalho é analisar o uso de *hardware* ao invés de *software* para melhoria de precisão e exatidão da estimação de fasores e frequência pela DFT. A estratégia baseia-se no rastreamento da frequência fundamental do sistema e adaptação da taxa de amostragem para minimização do espalhamento de espectro da DFT.

O artigo está estruturado da seguinte forma: a seção 2 apresenta a norma de medição fasorial sincronizada. A seção 3, apresenta as técnicas de estimação de fasores e frequência e o respectivo desempenho diante da variação de frequência no sinal. A seção 4 traz a estratégia de estimação proposta, a seção 5 apresenta os resultados e a seção 6, as conclusões.

2 Norma IEEE para Medição de Sincrofasores

A norma IEEE C37.118.1 define medições de sincrofasores para todas as condições de operação. Ela especifica testes para avaliar as medidas e requisitos de erro para cumprimento em condições de estado dinâmico e estacionário. No entanto, esta norma não especifica *hardware*, *software* ou método para o cálculo de fasores (IEEE, 2011).

O principal critério estabelecido por esta norma é o Erro Total Vetorial (TVE), que é o método utilizado para avaliar a exatidão das informações geradas pela PMU. O TVE combina em uma única medida os erros de magnitude e fase do fasor estimado como demonstrado no círculo unitário da Figura 1.

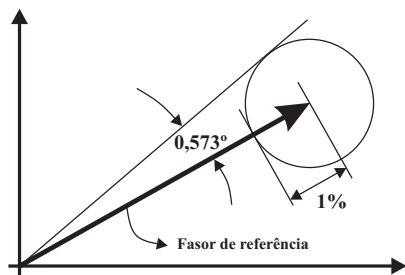


Figura 1: O critério TVE.

De acordo com o padrão, o TVE máximo permitido é de 1%, o que significa que quando o erro

de fase é nulo, o erro máximo de magnitude admitido é 1 %. Por outro lado, quando o erro de magnitude é nulo, o erro de fase máximo deve ser abaixo de $0,573^\circ$ (IEEE, 2011).

3 Desempenho da DFT na Estimação de Fasores e Frequência

3.1 Estimação Fasorial

A DFT necessita da amostragem de, no mínimo, um período completo do sinal onde é aplicado o processo matemático. Tal processo consiste basicamente na aplicação da equação (1):

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

onde $X + jY$ representa o fasor em coordenadas retangulares da k -ésima componente harmônica, $\theta = 2\pi/N$ e N é o número de amostras.

Como o processo é aplicado sob uma janela de dados, a técnica garante tolerância a ruído já que várias amostras são utilizadas para o cálculo de uma única medida fasorial. Além disso, a DFT possibilita a decomposição do sinal em componentes harmônicas, permitindo extrair o fasor da componente fundamental utilizando $k=1$ na equação (1). Tais características são essenciais para aplicações em sistemas elétricos.

Porém, para garantir a eficácia dos cálculos é necessário que a janela de amostras corresponda a ciclos inteiros do sinal fundamental. O problema em questão, é que a frequência do SEP está em constante alteração e com isso, o enquadramento da janela de dados nunca corresponde à ciclos inteiros do sinal fundamental. A Figura 2 ilustra este processo. A janela de dados é ajustada para 1 ciclo na frequência nominal (60 Hz) correspondendo ao intervalo de t_0 à t_2 . Em frequências superiores, o período fundamental é menor e há um excesso de amostras na janela de dados (intervalo t_1 à t_2), onde o ideal seria o intervalo de t_0 à t_1 . Já em frequências inferiores, o período fundamental é maior e há perda de amostras na janela (t_2 à t_3), onde o intervalo ideal é de t_0 à t_3 .

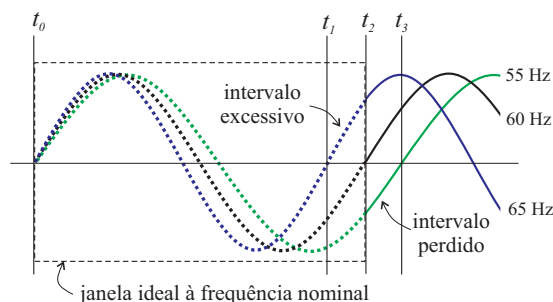


Figura 2: Amostragem com janela fixa ajustada à frequência nominal.

Em testes utilizando um sistema embarcado STM32F429ZI, implementou-se o algoritmo da DFT configurando uma taxa de amostragem de 15360 Hz. Isso implica em um número de 256 amostras por ciclo do sinal senoidal na frequência nominal de 60 Hz. Levando em conta o desempenho computacional, utilizou-se a janela de dados de apenas um ciclo do sinal. Isso significa que uma medida fasorial (magnitude e ângulo) é calculada pela equação 1 utilizando 256 amostras correspondendo a um ciclo do sinal senoidal.

Aplicou-se o teste de frequência de acordo com a IEEE C37.118.1. O teste é realizado com sinal sintetizado variando a frequência de 55 Hz à 65 Hz e verificação em regime permanente. Os erros de magnitude e fase de cada medida são exibidos nas Figuras 3 e 4 respectivamente.

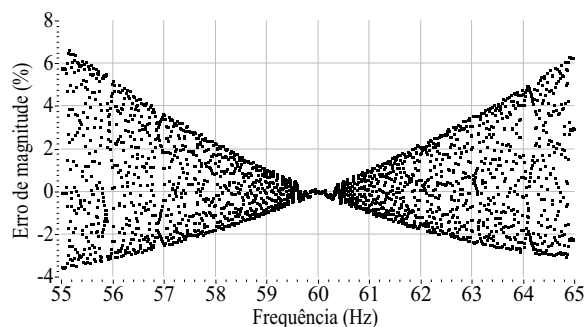


Figura 3: Erro de magnitude para a faixa de frequência de 55 à 65 Hz.

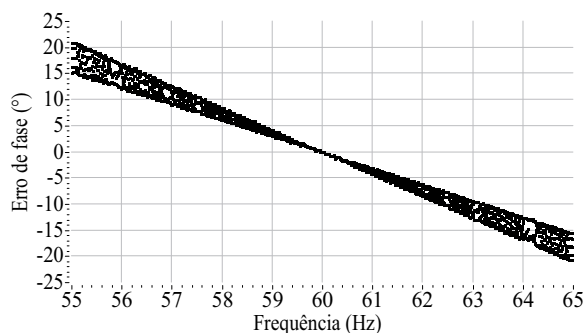


Figura 4: Erro de ângulo para a faixa de frequência de 55 à 65 Hz.

Como esperado, o erro é maior quanto mais a frequência do sinal se distancia da frequência nominal. O erro absoluto de magnitude chega ao valor máximo de 6,6 % e o erro absoluto de fase chega a 20,9°. Esses erros, geram um TVE máximo de 36 % como mostra a Figura 5, sendo 36 vezes maior que o limite da norma que é de 1 %.

Para correção, poderia-se considerar um número de amostras variável na janela da DFT, aumentando ou diminuindo conforme a frequência. Porém, seria necessária uma taxa de amostragem muito elevada para obter a precisão adequada, o que também implicaria em uma quantidade de

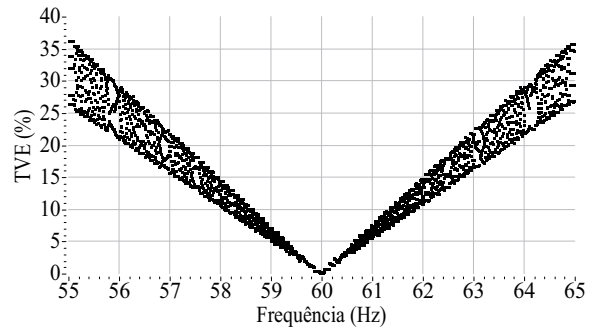


Figura 5: TVE para a faixa de frequência de 55 à 65 Hz.

amostras muito grande na janela de dados, prejudicando o processamento. Dessa forma, optou-se pelo controle da taxa de amostragem, mantendo fixo o número de amostras na janela de dados, conforme descreve a seção 4.

3.2 Estimação de Frequência

A estimação de frequência é calculada pela diferença de fase entre medidas fasoriais adjacentes. Como as medidas são obtidas em intervalos regulares de tempo e sincronizadas com a frequência do sinal do senoidal, 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 (2).

$$f_e = f_0 + \Delta f = f_0 + \frac{\phi_i - \phi_{i-1}}{dt} \quad (2)$$

onde f_e é a frequência estimada, f_0 é a frequência nominal, ϕ_i e ϕ_{i-1} representam o ângulo da iteração atual e anterior respectivamente. É importante destacar que dt representa o intervalo de tempo em que as medidas fasoriais são obtidas, ou seja, uma medida a cada conjunto de 256 amostras ou um ciclo do sinal senoidal.

O erro de frequência para a faixa de 55 Hz à 65 Hz é exibido na Figura 6. O erro máximo chega a aproximadamente 0,0009 Hz quando a frequência do sinal está mais distante da nominal.

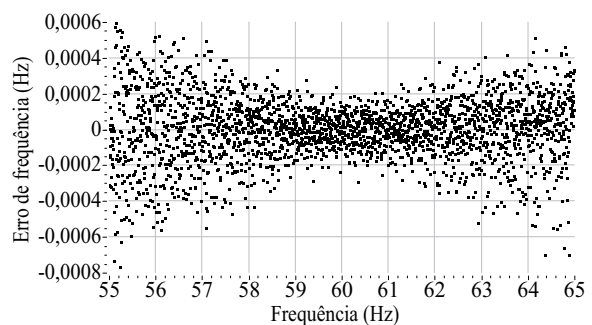


Figura 6: Erro de frequência para a faixa de 55 Hz à 65 Hz.

De acordo com a norma, o limite de erro para a medida de frequência é de 0,005 Hz, portanto, atendendo ao requisito com um o erro cerca de 5 vezes menor que o limite.

Apesar desta técnica utilizar a medida de ângulo que é várias vezes maior que o limite da norma, o cálculo é feito entre medidas adjacentes (atual e anterior) e neste caso, ambas estão deslocadas do ideal. Com isso, o desvio entre uma e outra é suficientemente pequeno que permite a obtenção da frequência com a precisão necessária.

4 Estratégia de Estimação

A estratégia proposta faz uso de um processador, conversor analógico-digital (A/D) e temporizadores (*timers*), facilmente encontrados em sistemas embarcados de propósito geral. Neste caso, utilizou-se o kit de desenvolvimento STM32F429ZI.

As tarefas de aquisição e processamento estão relacionadas entre si como apresenta a Figura 7. Após a aquisição de um conjunto de amostras, é realizada a estimação do fasor pela equação (1). O resultado fornece fasores em coordenadas retangulares, os quais são convertidos em coordenadas polares para estimação de frequência. A frequência é calculada por (2). Através da frequência estimada, é feita a alteração no período de amostragem e um novo ciclo de inicia.

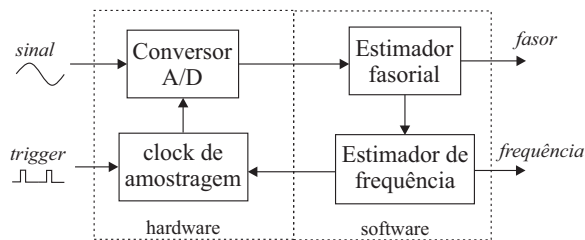


Figura 7: Esquema de estimação.

O período de amostragem é definido através de um temporizador (*timer*). O temporizador realiza contagens baseadas em um *clock* primário. Nesse caso, utilizou-se 180 MHz que é o *clock* do microcontrolador. Ao final de cada contagem, uma nova amostra é adquirida. Portanto, para alterar a taxa de amostragem, basta alterar o limite de contagens do temporizador como em (3):

$$\text{contagens}_{\text{temporizador}} = \frac{\text{clock}}{\text{taxa}} = \frac{180 * 10^6}{f_e * 256} \quad (3)$$

onde f_e é a frequência estimada por (2). Portanto, o número de amostras é mantido em 256, adaptando o período de amostragem à frequência do sistema.

Apesar da simplicidade do cálculo de frequência, é fundamental que a medida de ângulo seja obtida em intervalos regulares. Com taxa de amos-

tragem fixa, uma simples contagem de amostras é suficiente para definir início e fim da janela de dados. Com a taxa variável, o instante inicial da próxima janela de dados é alterado como mostra a Figura 8.

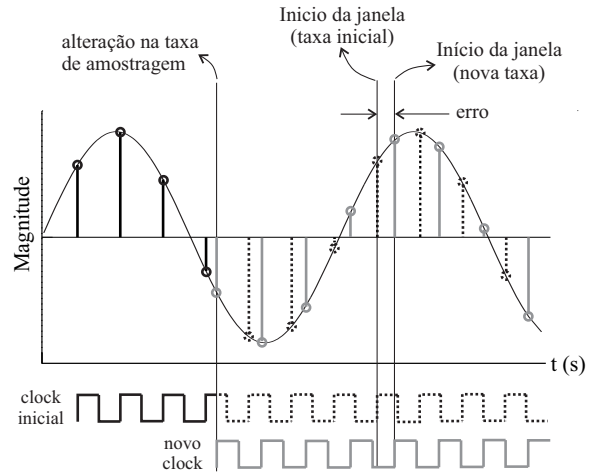


Figura 8: Representação da amostragem com taxa variável.

Como o ângulo do fasor é relativo ao instante inicial, um atraso (ou adiantamento) deste instante implica em um erro na medida de ângulo. Esta medida é utilizada para obtenção da frequência, que por sua vez altera a taxa de amostragem para o próximo ciclo e assim, o erro é propagado nas iterações seguintes.

Portanto, torna-se necessário um *trigger* para definir o início da janela de dados mantendo o mesmo período entre cada medida fasorial, como exemplifica a Figura 9. Dessa forma, o *trigger* aciona o temporizador de forma periódica e a partir daí, uma contagem do número de amostras determina o limite final da janela de dados. Ao final desta contagem, a CPU realiza o processo de estimação e a aquisição de amostras pode, ou não, ser interrompida. Neste processo, foram utilizadas 256 amostras em cada janela.

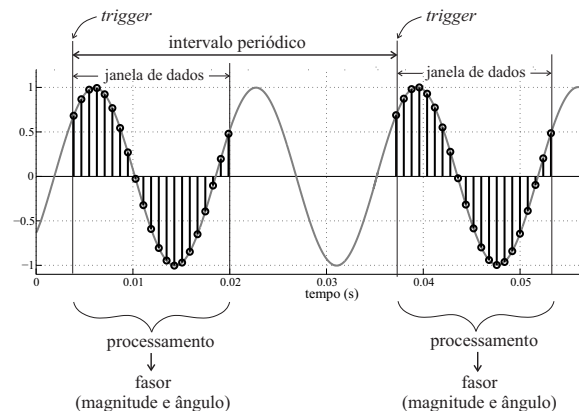


Figura 9: Acionamento da amostragem através de *trigger* para obtenção de intervalos periódicos nas medidas fasoriais.

O *trigger* pode ser configurado através de um segundo temporizador no próprio processador digital de sinais ou através de um sinal externo. Um *trigger* externo pode ser obtido através de um receptor GPS que dispõe do sinal de pulso por segundo (PPS), necessário para aplicações de medição fasorial sincronizada.

Para garantir que uma sequência de amostragem seja concluída antes do início de uma nova sequência, o *trigger* deve ser definido com frequência de no máximo a metade da frequência do sinal senoidal, ou seja, 25 Hz ou 30 Hz dependendo da frequência do sistema elétrico (50 Hz ou 60 Hz). Consequentemente, a frequência de medidas por segundo corresponderá a frequência do *trigger*.

5 Resultados

Da mesma maneira apresentada na seção 3, aplicou-se o teste de frequência de acordo com a IEEE C37.118.1, qual consiste na variação de frequência de 55 Hz à 65 Hz e verificação dos resultados em estado estacionário. Novamente, utilizou-se a plataforma de *hardware* STM32F429ZI para implementação da técnica proposta. Os resultados são exibidos na Tabela 1.

Tabela 1: Resultados do teste, com e sem controle na taxa de amostragem.

Erros	taxa de amostragem		Norma
	Sem controle	Com controle	
Magnitude (%)	6,6	0,097	<1
Fase (°)	20,9	0,058	<0,57
TVE (%)	36	0,11	≤1
Frequência (Hz)	0,0008	0,0009	≤0,005

Desta vez, o máximo erro de magnitude foi de 0,097 % comparado à 6,6% sem a taxa de amostragem variável. Enquanto que o erro de fase foi 0,058° comparado com 20,9° sem variação na taxa.

No caso da magnitude e fase, os erros representam a dispersão natural das medidas, como exibido nas Figuras 10 e 11 respectivamente.

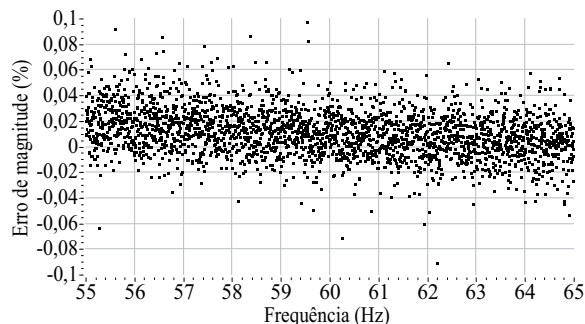


Figura 10: Erro de magnitude para a faixa de 55 à 65 Hz com taxa de amostragem variável.

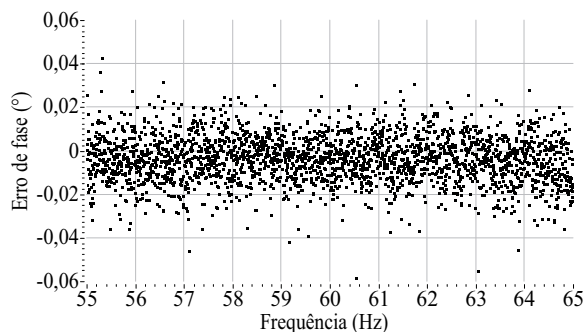


Figura 11: Erro de ângulo para a faixa de 55 à 65 Hz com taxa de amostragem variável.

Com esses erros, o TVE máximo é 0,11 % como mostra o gráfico da Figura 12. Com isso, o erro de medida atende ao limite da norma que neste caso é de 1%.

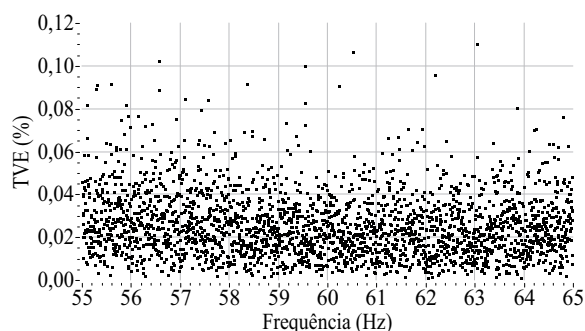


Figura 12: TVE para a faixa de 55 à 65 Hz com taxa de amostragem variável.

Já a medida de frequência, apresentou praticamente o mesmo resultado de erro de máximo. Porém, analisando o gráfico da Figura 13, nota-se um novo comportamento das medidas com algumas mais dispersas do grupo principal.

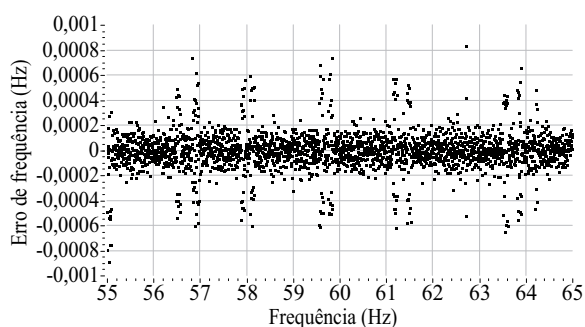


Figura 13: Erro de frequência para a faixa de frequência de 55 à 65 Hz com taxa variável.

Essa dispersão ocorre devido a uma oscilação na taxa de amostragem em frequências específicas. O registrador que armazena o número de contagens do temporizador, só assume valores inteiros, truncando qualquer resultado que seja gerado pela equação do ajuste (equação 3). Em determinadas frequências, a contagem calculada pela equação

de ajuste, possui valores próximos a inteiros por exemplo, 11757,94. Neste caso, a contagem oscila entre 11757 e 11758. Um pulso a mais ou a menos, na frequência de 180 MHz, não é suficiente para gerar a dispersão nas medidas de frequência, visto que não causa erros maiores nas demais medidas. Mas a oscila o entre um valor e outro, gera medidas de ângulo hora maior, hora menor, de forma sistemática em medidas adjacentes, como ilustra a Figura 14. Mesmo que não haja varia o no erro absoluto do ângulo ($e\varphi_i$), um erro positivo em uma itera o e negativo na itera o seguinte, gera desvios de  ngulo ($\Delta\varphi_i$) diferentes do esperado. Como a medida de frequência é obtida pelo desvio angular, tais desvios surgem no valor final da frequência estimada.

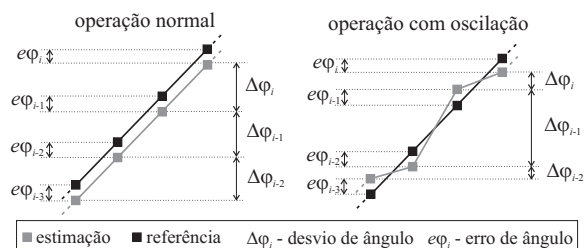


Figura 14: Oscila o nas medidas de ângulo com a taxa variável.

Apesar disso, o erro de medida ainda permanece cerca de 5 vezes abaixo do limite da norma e não interfere no ajuste da taxa de amostragem.

6 Conclusões

Este trabalho estudou técnicas tradicionais para estima o de fasores e frequência com baixo custo computacional e propôs uma estratégia de corre o totalmente baseada em *hardware* para obter precisão e exatidão na estima o mantendo o custo computacional. O rastreamento da frequência fundamental permite o ajuste do período de amostragem, a fim de se adaptar a frequência do sistema. Isso minimiza drasticamente o vazamento de espectro da DFT e consequentemente o erro de estima o, garantindo o cumprimento com as condi es de estado estacionário da norma IEEE C37.118.1. Adicionalmente, o uso de janela de dados oferece alta tolerância a ruído e no caso da DFT, imunidade a distor es harmônicas pela capacidade de decomposi o do sinal. Além disso, com o vazamento de espectro minimizado,   possível reduzir a janela de dados é apenas 1 ciclo do sinal senoidal, garantindo a eficiência computacional. Trabalhos futuros pretendem analisar a técnica sob as condi es dinâmicas prevista na norma e avaliar o desempenho em campo através do monitoramento do sistema elétrico.

Agradecimentos

Os autores agradecem à CAPES, CNPq, FINEP e Funda o Araucária pelo suporte financeiro.

Referências

- Aminifar, F., Fotuhi-Firuzabad, M., Safdarian, A., Davoudi, A. and Shahidehpour, M. (2014). Synchrophasor measurement technology in power systems: Panorama and state-of-the-art, *Access, IEEE* **2**: 1607–1628.
- Belega, D., Fontanelli, D. and Petri, D. (2015). Dynamic phasor and frequency measurements by an improved taylor weighted least squares algorithm, *Instrumentation and Measurement, IEEE Transactions on* **PP**(99): 1–1.
- IEEE, S. A. (2011). Ieee standard for synchrophasor measurements for power systems, *IEEE Std C37.118.1-2011 (Revision of IEEE Std C37.118-2005)* pp. 1 –61.
- Petri, D., Fontanelli, D. and Macii, D. (2014). A frequency-domain algorithm for dynamic synchrophasor and frequency estimation, *Instrumentation and Measurement, IEEE Transactions on* **63**(10): 2330–2340.
- Phadke, A. (2002). Synchronized phasor measurements-a historical overview, *Transmission and Distribution Conference and Exhibition 2002: Asia Pacific. IEEE/PES*, Vol. 1, pp. 476–479 vol.1.
- Phadke, A. G. and Thorp, J. S. (2008). *Synchronized Phasor Measurements and Their Applications*, Power Electronics and Power Systems.
- Phadke, A. G. and Thorp, J. S. (2009). *Computer Relaying for Power System*, 2nd ed. edn, RSP.
- von Meier, A., Culler, D., McEachern, A. and Arghandeh, R. (2014). Micro-synchrophasors for distribution systems, *Innovative Smart Grid Technologies Conference (ISGT), 2014 IEEE PES*, pp. 1–5.
- Wache, M. and Murray, D. C. (2011). Application of synchrophasor measurements for distribution networks, *Power and Energy Society General Meeting, 2011 IEEE*, pp. 1–4.
- Zhang, P., Xue, H., Yang, R. and Zhang, J. (2014). Shifting window average method for phasor measurement at offnominal frequencies, *Power Delivery, IEEE Transactions on* **29**(3): 1063–1073.