

Uma Aproximação para Medição de Amplitude e Rastreamento de Frequência através da DFT

J. R. Carvalho, A. C. H. Damasceno, and C. A. Duque, *Member, IEEE*

Resumo--Uma análise sobre a relação entre desvio na frequência fundamental de um sinal elétrico e o erro ocasionado na Transformada Discreta de Fourier (DFT) é apresentada neste artigo. O erro da DFT se deve ao fato de a frequência de amostragem, que é constante, não ser múltipla da frequência fundamental do sinal quando esta varia. Esta abordagem nos leva a um modelo matemático que, embora simples, nos permite estimar com exatidão a frequência do sinal de entrada e seu valor de pico. O modelo tem como base o erro ocasionado na fase da DFT e, através da utilização de filtros de média móvel e aproximações polinomiais de 1ª e 2ª ordens, as estimativas são obtidas. Resultados de simulações são apresentados de forma a demonstrar a validade do modelo e algumas comparações com outros métodos são realizadas.

Palavras chaves--Amostragem assíncrona, DFT, medidas de amplitude, rastreamento de frequência.

I. INTRODUÇÃO

UMA variedade de métodos é utilizada para rastrear frequência e amplitude de sinais de sistemas elétricos. A utilização da Transformada Discreta de Fourier (DFT) é adequada se a frequência do sinal elétrico não varia. Desta forma a frequência de amostragem pode ser escolhida como sendo múltipla da frequência fundamental e o resultado obtido é exato. Entretanto, na prática a situação é outra. Desvios na frequência do sinal elétrico são provenientes da dinâmica de balanceamento entre geração e carga [1].

As referências [2]-[5] apresentam métodos baseados no resultado da DFT. Em [2] o erro do ângulo de fase é utilizado para rastreamento de frequência e estimação de fasor, porém o erro considerado não é o erro total, comprometendo assim a exatidão dos resultados. Em [3] é introduzida uma adaptação do tamanho da janela, o que produz melhores resultados. Em [4] e [5] é considerado o erro total do ângulo de fase, além de adaptação do tamanho de janela. Esta aproximação produz excelentes resultados especialmente se o desvio na frequência for relativamente pequeno.

As referências [6]-[8] apresentam métodos obtidos tratando o problema de estimação como um problema de otimização não-linear. Em [6] o método de Newton é utilizado para resolução do problema e sua desvantagem está na necessidade da inversão da matriz Jacobiana. Em [7] e [8] são

apresentados dois filtros não lineares adaptativos baseados no conceito de PLL (*phase-locked loop*). O método do gradiente descendente é utilizado para resolução do problema e obtenção das equações que regem o método de estimação.

Filtros de Kalman também são frequentemente utilizado para a estimação de fasores e rastreamento de frequência [9] e [10]. Porém são algoritmos computacionalmente complexos e de difícil implementação em aritmética de ponto fixo, sendo portanto não adequados para aplicações em tempo real.

Este trabalho apresenta um método de rastreamento de frequência e estimativa de amplitude de senóides para análise de sinais elétricos baseado em aproximações polinomiais para as relações existentes entre erro de fase, amplitude da DFT e desvio na frequência da componente fundamental do sinal.

II. EFEITO DA AMOSTRAGEM ASSÍNCRONA NA DFT

Seja $v(t)$ um sinal senoidal de frequência f_0 amostrado com N pontos por período

$$v[k] = V_M \text{sen}(2\pi f_0 k T_S + \theta) \quad (1)$$

Em (1) V_M é a amplitude máxima do sinal, k é o índice de tempo, θ é a fase do sinal, T_S é o intervalo de tempo entre amostras igual $T_S = 1/f_S$, onde f_S é a frequência de amostragem dada por $f_S = N f_0$. Neste caso a amostragem é dita síncrona porque f_S é múltipla de f_0 . Assumindo que o sinal de um sistema elétrico de interesse é como apresentado em (1), a utilização da DFT oferece resultados exatos se a janela utilizada para cálculo da DFT é de tamanho N ou múltiplo de N . Este resultado pode ser escrito como

$$\dot{V}_f = V_M e^{j\varphi} \quad (2)$$

onde o ponto acima de V_f indica que este é um número complexo, notação usada neste artigo.

O que ocorre na prática, porém, é uma situação diferente. Variações na frequência do sinal fundamental em sistemas elétricos de potência são comuns e se a frequência de amostragem é constante, então uma amostragem assíncrona é realizada.

Seja então um sinal em que a frequência é dada por $f = f_0 + \Delta f$. Um termo $\Delta \lambda$ será definido como desvio relativo na frequência,

$$\Delta \lambda = \frac{f - f_S / N}{f_S / N} = \frac{f - f_0}{f_0} = \frac{\Delta f}{f_0} \quad (3)$$

Este trabalho foi financiado em parte pelo CNPQ (550178/2005-8) e pela CAPES. J. R. Carvalho, A. C. H. Damasceno e C. A. Duque são do Dep. de Eng. Elétrica da UFJF, Juiz de Fora MG. Phone: (+55) 32-32293442, email: janison@labsel.ufjf.br, agosto@labsel.ufjf.br, carlos.duque@ufjf.edu.br

Pode ser mostrado que o efeito de $\Delta\lambda \neq 0$ no resultado da DFT será

$$\begin{aligned} \dot{V}_f = V_M e^{j\varphi} & \cdot \left[e^{j\left(\frac{N-1}{N}\Delta\lambda\pi\right)} \cdot \frac{\text{sen}(\Delta\lambda\pi)}{\text{sen}\left(\frac{\Delta\lambda\pi}{N}\right)} \right] + \\ & + V_M e^{-j\varphi} \cdot \left[e^{\left(-j\frac{N-1}{N}\Delta\lambda\pi + j\frac{2\pi}{N}\right)} \cdot \frac{\text{sen}(\Delta\lambda\pi)}{\text{sen}\left(\frac{\Delta\lambda\pi}{N} + \frac{2\pi}{N}\right)} \right] \end{aligned} \quad (4)$$

Uma análise passo a passo para se chegar em (4) pode ser encontrada em [4]. Pode-se interpretar (4) como sendo o valor de (2) multiplicado por $M_1(N, \Delta\lambda)$ acrescido de um termo igual a $V_M e^{-j\varphi} \cdot M_2(N, \Delta\lambda)$, onde

$$\begin{aligned} M_1(N, \Delta\lambda) &= e^{j\left(\frac{N-1}{N}\Delta\lambda\pi\right)} \cdot \frac{\text{sen}(\Delta\lambda\pi)}{\text{sen}\left(\frac{\Delta\lambda\pi}{N}\right)} \\ M_2(N, \Delta\lambda) &= e^{\left(-j\frac{N-1}{N}\Delta\lambda\pi + j\frac{2\pi}{N}\right)} \cdot \frac{\text{sen}(\Delta\lambda\pi)}{\text{sen}\left(\frac{\Delta\lambda\pi}{N} + \frac{2\pi}{N}\right)} \end{aligned} \quad (5)$$

Observamos que $M_1(N, \Delta\lambda)$ e $M_2(N, \Delta\lambda)$ são funções complexas das variáveis N e $\Delta\lambda$ que “atuam” respectivamente nos fasores $V_M e^{j\varphi}$ e $V_M e^{-j\varphi}$. Pode-se mostrar que se $\Delta\lambda=0$ então (4) se reduz a (2), pois $M_1(N, 0)=1$ e $M_2(N, 0)=0$. A Fig. 1 e a Fig. 2 mostram as características de módulo e fase de M_1 e M_2 respectivamente. Neste caso $\Delta\lambda$ é variado de 0 a 0,1 e alguns valores de N são considerados.

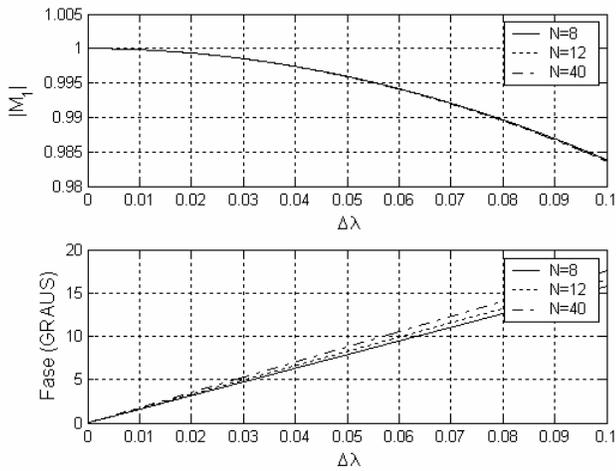


Fig. 1. Características de módulo e fase da função complexa $M_1(N, \Delta\lambda)$

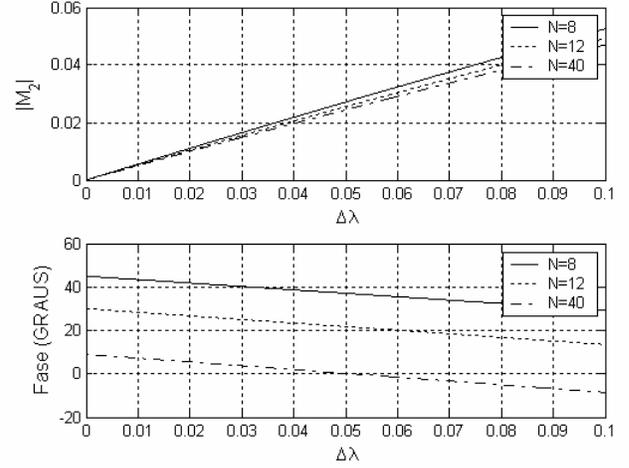


Fig. 2. Características de módulo e fase da função complexa $M_2(N, \Delta\lambda)$

Por estas figuras também é fácil perceber que (4) se reduz a (2) quando $\Delta\lambda=0$.

III. OBTENÇÃO DAS RELAÇÕES DO MODELO

Seja um sinal $v(t)$ senoidal tal que sua frequência varie em torno de f_0 ,

$$v(t) = V_M \text{sen} \left(\int_0^t 2\pi [f_0 + \Delta f(\tau)] d\tau + \theta(t) \right) \quad (6)$$

No caso de $v(t)$ como em (6) assume-se $\theta(t)$ podendo sofrer variações somente em forma de degrau. Após a amostragem (com N pontos por período de f_0) procede-se com o janelamento de $v[k]$ conforme representado na Fig. 3. Ou seja, são aplicadas duas janelas retangulares de tamanho N : $d[k]$ e $d[k+M]$, isto é

$$\begin{aligned} v_1[k] &= v[k] \cdot d[k] \\ v_2[k] &= v[k] \cdot d[k+M] \end{aligned} \quad (7)$$

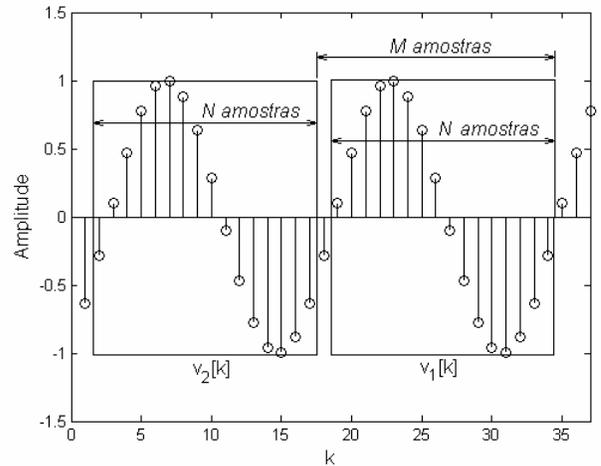


Fig. 3. Janelamento do sinal $v[k]$ através das janelas $d[k]$ e $d[k+M]$

A DFT aplicada a (7) resulta em

$$\hat{V}_{f1} = V_M e^{j\varphi_1} \quad \text{e} \quad \hat{V}_{f2} = V_M e^{j\varphi_2} \quad (8)$$

Estas equações são formas condensadas de (4) se $\Delta\lambda \neq 0$. Utilizando (3), a diferença entre os ângulos de fase das duas janelas pode ser escrita como,

$$\varphi_1 - \varphi_2 = \frac{2\pi M T_s}{T} = \frac{2\pi(1 + \Delta\lambda)M}{N} \quad (9)$$

onde φ_1 e φ_2 são os verdadeiros ângulos de fase das janelas, já que (8) carrega erro de amplitude e fase. Uma observação deve ser feita neste ponto. A diferença entre as fases medidas φ_1' e φ_2' é oscilante conforme mostrado na Fig. 4.

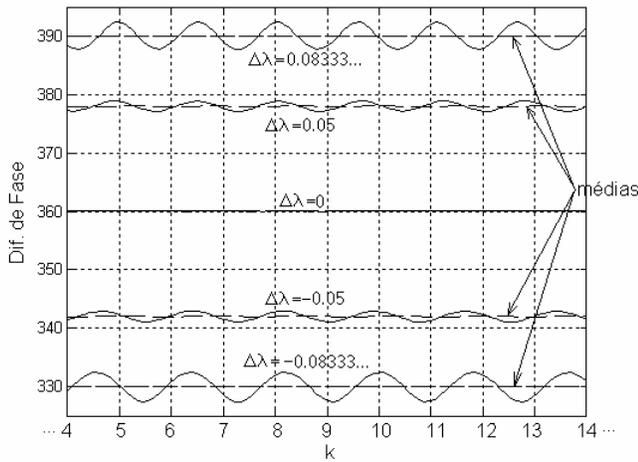


Fig. 4. Diferença entre fases das janelas para alguns valores de $\Delta\lambda$

A estratégia utilizada então é utilizar o valor médio da diferença medida $\varphi_1' - \varphi_2'$ para estimação de $\Delta\lambda$. Desta forma, escolhendo $M=N$ e utilizando a relação entre $\Delta\lambda$ e Δf em (3), obtém-se a expressão para estimar a frequência do sinal,

$$\hat{\Delta f}[k] = \frac{f_0}{2\pi} (\overline{\varphi_1' - \varphi_2'}[k]) - f_0 \quad (10)$$

Em (10) a barra acima da diferença $\varphi_1' - \varphi_2'$ representa o valor médio. Para obtenção do valor médio, vários métodos podem ser utilizados. Neste trabalho faz-se a opção por filtros de média móvel (MAF) que podem ser facilmente implementados em forma recursiva [11],

$$\overline{\Delta\varphi}[k] = \overline{\Delta\varphi}[k-1] + \frac{1}{J} (\Delta\varphi[k] - \Delta\varphi[k-J]) \quad (11)$$

onde

J é a ordem do filtro;

$\Delta\varphi[k]$ é a diferença de fase no instante k , ou seja,

$$\Delta\varphi[k] = \varphi_1'[k] - \varphi_2'[k];$$

$\overline{\Delta\varphi}[k]$ é a saída do filtro de média móvel no instante k , ou

$$\text{seja, } \overline{\Delta\varphi}[k] = \overline{\varphi_1' - \varphi_2'}[k].$$

Em (10) tem-se então a relação entre o desvio na frequência e o valor médio da diferença de fases. Necessita-se então, para corrigir a amplitude em (4), de uma forma de relacionar o valor de Δf com o desvio na amplitude ocasionado por (5). Da mesma forma que na análise anterior, pela Fig. 5 observa-se que a amplitude da DFT apresenta oscilações.

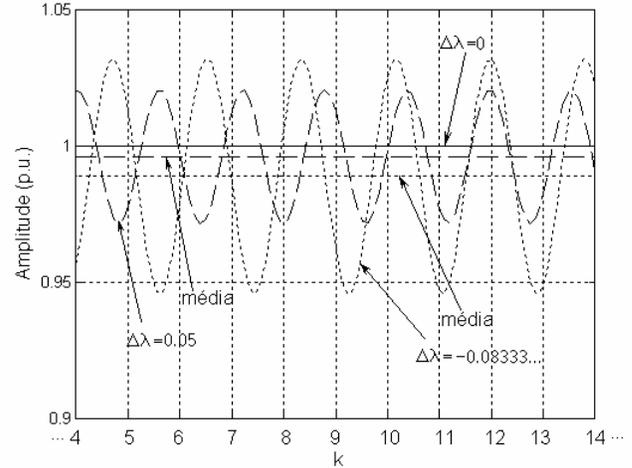


Fig. 5. Efeito da amostragem assíncrona na amplitude da DFT par alguns valores de $\Delta\lambda$

Diferentemente do caso anterior não há uma relação analítica simples como (9) que pode ser utilizada. Desta forma é levantada através de simulação a relação entre Δf e o valor médio como mostrado na Fig. 5. A Fig. 6 apresenta alguns pontos obtidos e também a aproximação polinomial de 2ª ordem utilizada para relacionar as grandezas.

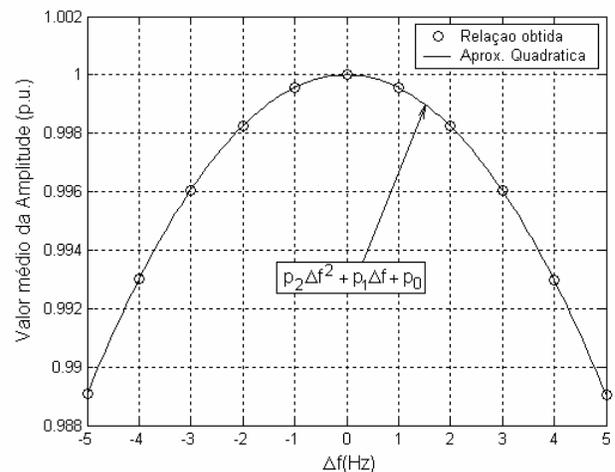


Fig. 6. Relação levantada para valor médio da amplitude versus Δf e aproximação polinomial empregada

Da mesma forma que no caso da diferença de fases, um filtro de média móvel para amplitude da DFT é necessário, pois a relação mostrada na Fig. 6 é válida para o valor médio.

Da mesma forma que em (11),

$$\overline{|\dot{V}_f[k]|} = \overline{|\dot{V}_f[k-1]|} + \frac{1}{L} \left(|\dot{V}_f[k]| - |\dot{V}_f[k-L]| \right) \quad (12)$$

onde

L é a ordem do filtro;

$|\dot{V}_f[k]|$ é o módulo de (4) no instante k ;

$\overline{|\dot{V}_f[k]|}$ é a saída do filtro de média móvel no instante k .

A amplitude estimada pode ser obtida então aplicando

$$\hat{V}_M[k] = \overline{|\dot{V}_f[k]|} + 1 - \left[p_2 \cdot (\hat{\Delta f}[k])^2 + p_1 \cdot (\hat{\Delta f}[k]) + p_0 \right] \quad (13)$$

IV. ALGORITMO PARA RASTREAMENTO DE FREQUÊNCIA E ESTIMAÇÃO DE AMPLITUDE

1º Passo: Iniciar variáveis M , J e L

2º Passo: Calcular a DFT no instante k utilizando a fórmula recursiva na janela iniciando no instante $k-N$ até k

$$\dot{V}_f[k] = (\dot{V}_f[k-1] - v[k-N] + v[k])e^{j2\pi/N}$$

3º Passo: Calcular diferença entre a fase da janela atual e a fase da janela deslocada de M

$$\Delta\phi[k] = \angle \dot{V}_f[k] - \angle \dot{V}_f[k-M]$$

4º Passo: Passar $\Delta\phi[k]$ no MAF

$$\overline{\Delta\phi}[k] = \overline{\Delta\phi}[k-1] + \frac{1}{J} (\Delta\phi[k] - \Delta\phi[k-J])$$

5º Passo: Calcular a estimativa do desvio na frequência

$$\hat{\Delta f}[k] = \frac{f_0}{2\pi} (\overline{\Delta\phi}[k]) - f_0$$

6º Passo: Passar $|\dot{V}_f[k]|$ no MAF

$$\overline{|\dot{V}_f[k]|} = \overline{|\dot{V}_f[k-1]|} + \frac{1}{L} \left(|\dot{V}_f[k]| - |\dot{V}_f[k-L]| \right)$$

7º Passo: Calcular a estimativa da amplitude

$$\hat{V}_M[k] = \overline{|\dot{V}_f[k]|} + 1 - \left[p_2 \cdot (\hat{\Delta f}[k])^2 + p_1 \cdot (\hat{\Delta f}[k]) + p_0 \right]$$

8º Passo: Voltar ao passo 2

V. ESFORÇO COMPUTACIONAL

Uma avaliação aproximada sobre esforço computacional dos dois métodos é realizada nesta seção. O cálculo recursivo da DFT e a determinação de módulo e fase no instante k são comuns aos dois métodos. Portanto não é computado o esforço relativo a essa etapa (2º e 3º passos da seção IV.). A Tabela I apresenta os resultados para os dois métodos.

TABELA I
COMPARAÇÃO DE ESFORÇO COMPUTACIONAL

Método	Multiplicações	Somas	Divisões	Seno
Proposto	6	9	-	-
Ref. [4] e [5]	12	11	1	3

Vale ressaltar que as operações relativas à melhoria do resultado pelo cálculo recursivo de $\Delta\lambda$ descrito em [4] não foram computadas. Isto se deve ao fato de não se saber *a priori* quantas vezes a rotina será executada para convergir.

VI. RESULTADOS DE SIMULAÇÕES

Nesta seção são apresentados resultados para avaliar o desempenho do método proposto. As condições do sinal de entrada são as comumente testadas para algoritmos de estimação de amplitude e frequência. Algumas comparações com o algoritmo de [4] são realizadas. Para simulação foi utilizado um sinal com 16 pontos por ciclo da fundamental de 60 Hz, ou seja, $N=16$. Outras escolhas foram $J=N$, $L=N$ e $M=N$. Quando usados valores diferentes, serão devidamente especificados.

A. Distúrbios na Amplitude

Neste caso é verificado o comportamento do sistema quando ocorrem distúrbios na amplitude do sinal de entrada. O sinal simulado é composto por distúrbio de abaixamento de tensão e de Flicker, dado por

$$v(t) = \begin{cases} V_M \sin(\omega_0 t), & \text{se } 0 \leq t < 0,5 \\ 0,97 \cdot V_M \sin(\omega_0 t), & \text{se } 0,5 \leq t < 1 \\ V_M [1 + 0,03 \cdot \sin(4\pi t)] \cdot \sin(\omega_0 t), & \text{se } t \geq 1 \end{cases} \quad (14)$$

A Fig. 7 apresenta o resultado da simulação. Na Fig. 7(a) nota-se a capacidade de rastrear os distúrbios ocorridos na amplitude do sinal (14). Já a Fig. 7(b) apresenta o que acarretam tais distúrbios na estimativa da frequência. Nota-se que rapidamente as oscilações desaparecem em 7(b).

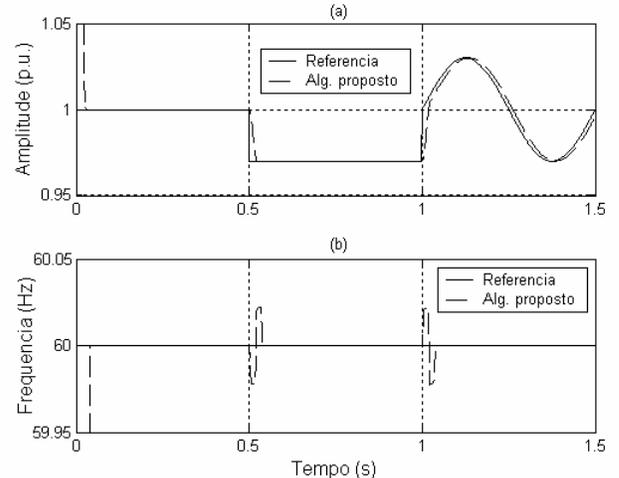


Fig. 7. Estimativas de amplitude e frequência para o sinal dado por (14)

B. Presença de Ruído

Este caso apresenta resultados para o sinal de entrada composto de um sinal fundamental corrompido por um ruído branco Gaussiano aditivo, $n(t)$, de média zero e variância σ^2 ,

$$v(t) = V_M \sin(\omega_0 t) + n(t) \quad (15)$$

A Fig. 8 apresenta resultados de estimativa de amplitude quando a relação sinal ruído (SNR) é 25dB. O método proposto neste trabalho apresenta menor desvio máximo em relação ao algoritmo proposto em [4], especialmente quando a ordem dos filtros de média móvel (4° e 6° passos do algoritmo da seção IV.) é aumentada.

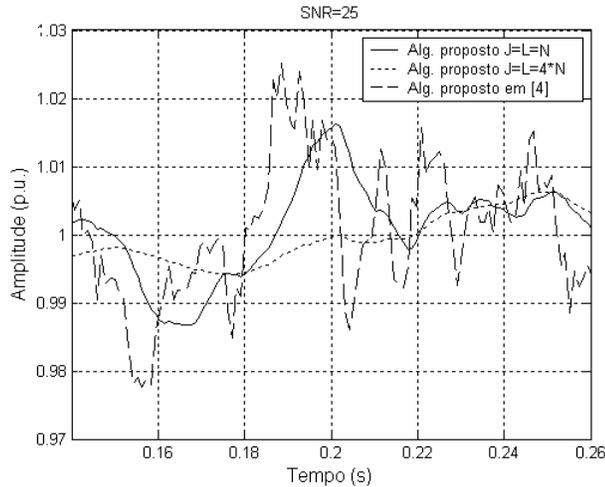


Fig. 8. Estimativa da Amplitude para uma relação sinal ruído de 25dB

Um importante e interessante resultado é realizado alterando o valor de SNR e calculando o desvio máximo médio da amplitude. A Fig. 9 apresenta essa relação para os mesmos métodos simulados anteriormente na Fig. 8 e também para o módulo da DFT. Nota-se que o método de [4] não apresenta resultados melhores que a DFT.

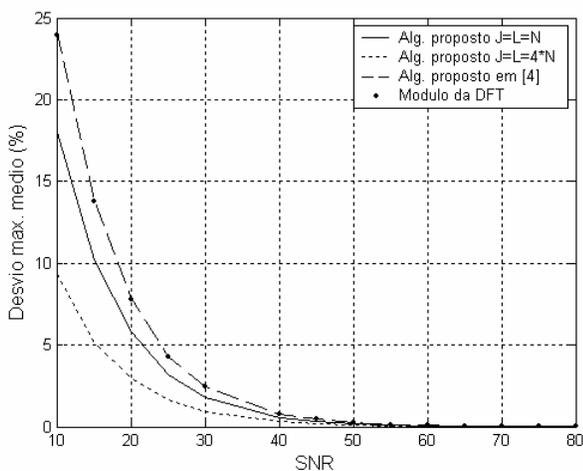


Fig. 9. Relação entre SNR e desvio máximo médio da estimativa da amplitude.

O algoritmo proposto apresenta resultados melhores principalmente quando aumentados os valores de J e L . Este caso é interessante principalmente quando não são necessárias

respostas rápidas do estimador, pois a velocidade de resposta diminui com o aumento da ordem do filtro.

C. Desvio na frequência

Neste caso é verificado o comportamento do sistema para um sinal de entrada com harmônicos e com um desvio de 5% na frequência, forçado no instante $t=1s$,

$$v(t) = V_M \sin(\omega_0 t) + \frac{1}{3} V_M \sin(3\omega_0 t) + \frac{1}{5} V_M \sin(5\omega_0 t) \quad (16)$$

$$\omega_0 = \begin{cases} 2\pi \cdot 60, & \text{se } 0 \leq t < 1 \\ 2\pi \cdot 63, & \text{se } t \geq 1 \end{cases}$$

A Fig. 10 apresenta os resultados. Na Fig. 10(a) tem-se a estimativa da amplitude enquanto que na Fig. 10(b) tem-se a estimativa da frequência.

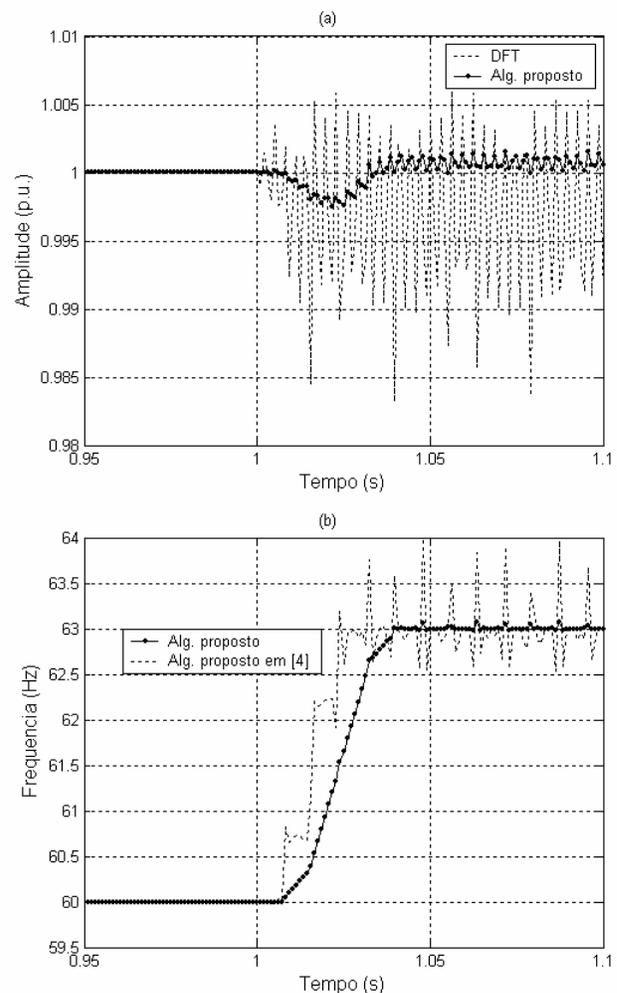


Fig. 10. Estimativas pelo método proposto para o sinal de entrada (16). (a) amplitude; (b) frequência.

Pode-se notar na Fig. 10(a) a efetiva correção do método para o caso da amplitude. A amplitude da DFT chega a ter valores menores que 0,985 p.u. e o algoritmo faz-se com que, nesse caso, a amplitude estimada fique com erro menor que 0,5%. Na Fig. 10(b) faz-se a comparação ainda com o algoritmo de [4]. Pode-se notar maior insensibilidade à presença de harmônicos no método proposto neste trabalho.

D. Variação senoidal da frequência

Finalmente, este caso apresenta resultados para um sinal de entrada em que a frequência varia senoidalmente, com desvio na amplitude de 5% e frequência de 1Hz,

$$\begin{aligned} v(t) &= V_M \text{sen}(2\pi f_0 t - 3[\cos(2\pi) - 1]) \\ &\Rightarrow f(t) = 60 + 3\text{sen}(2\pi) \end{aligned} \quad (17)$$

As estimativas de amplitude para (17) são mostradas na Fig. 11. A Fig. 11(a) mostra a correção na amplitude da DFT (que apresenta erro maior que 2%) empregando o método aqui proposto. A Fig. 11(b) apresenta a comparação entre o método deste trabalho e o método proposto em [4].

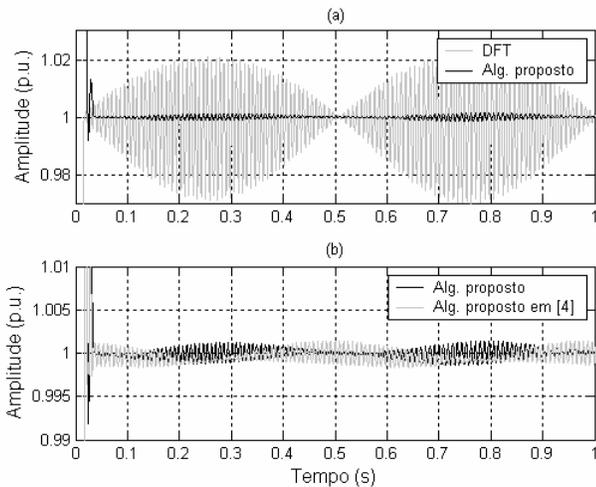


Fig. 11. Estimativas de amplitude para um sinal de frequência variante conforme (17). (a) comparação com a DFT, (b) comparação com algoritmo de [4].

A Fig. 12 apresenta a característica de rastreamento de frequência para ambos os métodos comparados na Fig. 11(b).

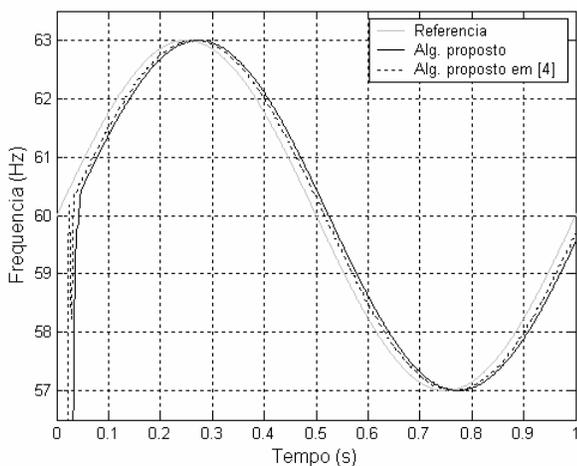


Fig. 12. Estimativa da frequência $f(t)=60+3\text{sen}(2\pi t)$

VII. CONCLUSÕES

Neste artigo é apresentada uma aproximação que permite a estimativa de amplitude e frequência de um sinal elétrico

através do resultado da DFT. Os resultados mostraram que o método proposto é adequado para análise de sinais aos quais se destina. Comparado com outro algoritmo existente, apresentou resultados compatíveis ou melhores, sendo o esforço computacional menor conforme mostrado anteriormente. Os autores estudam a possibilidade de implantação de um sistema em tempo real em plataforma DSP utilizando este modelo para estimativa.

VIII. REFERÊNCIAS

- [1] M. H. J. Bollen, and I. Y. H. Gu, *Signal processing of power quality disturbances*, A John Wiley & Sons, Canada, 2006, pp. 41-43.
- [2] A. G. Phadke, J. S. Thorp, and M. G. Adamiak, "A new measurement technique for tracking voltage phasors, local system frequency, and rate of change of frequency," *IEEE Trans. Power App. Syst.*, vol. PAS-102, pp. 1025-1038, May 1983.
- [3] D. Hart, D. Novosel, Y. Hu, B. Smith, and M. Eglolf, "A new frequency tracking and phasor estimation algorithm for generator protection," *IEEE Trans. Power Delivery*, vol. 12, pp. 1064-1070, July 1997.
- [4] M. Wang, and Y. Sun, "A practical, precise method for frequency tracking and phasor estimation," *IEEE Trans. Power Delivery*, vol. 19, pp. 1547-1552, Oct. 2004.
- [5] M. Wang, and Y. Sun, "A practical method to improve phasor and power measurement accuracy of DFT algorithm," *IEEE Trans. Power Delivery*, vol. 21, pp. 1054-1062, July 2006.
- [6] V. V. Terzija, M. B. Djuric, and B. D. Kovacevic, "Voltage phasor and local system frequency estimation using Newton type algorithm," *IEEE Trans. Power Delivery*, vol. 9, pp. 1368-1374, July 1994.
- [7] M. K. Ghartemani, and M. R. Iravani, "A nonlinear adaptive filter for online signal analysis in power systems: Applications," *IEEE Trans. Power Delivery*, vol. 17, pp. 617-622, Apr. 2002.
- [8] M. K. Ghartemani, and M. R. Iravani, "Robust and frequency-adaptive measurement of peak value," *IEEE Trans. Power Delivery*, vol. 19, pp. 481-489, Apr. 2004.
- [9] P. K. Dash, R. K. Jena, G. Panda, and A. Routray, "An extended complex Kalman filter for frequency measurement of distorted signals," *IEEE Trans. Inst. Meas.*, vol. 49, pp. 746-753, Aug. 2000.
- [10] P. K. Dash, A. K. Pradhan, and G. Panda, "Frequency estimation of distorted power system signals using extended complex kalman filter," *IEEE Trans. Power Delivery*, vol. 14, pp. 761-766, July 1999.
- [11] S. K. Mitra, *Digital Signal Processing: A Computer-based Approach*, McGraw-Hill, 3rd ed., 2006, pp. 68-70.

IX. BIOGRAFIAS

Janison Rodrigues de Carvalho nasceu em Cataguases - MG, Brasil, em 27 de julho de 1980. Graduou-se em engenharia elétrica pela Universidade Federal de Viçosa e atualmente está trabalhando na conclusão do curso de Mestrado do Programa de Pós-graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Juiz de Fora. Seu interesse em pesquisa inclui especialmente instrumentação eletrônica e processamento digital de sinais.

Augusto de Caux Henriques Damasceno nasceu em Nova Era - MG, Brasil, em 02 de maio de 1983. Graduou-se em engenharia elétrica pela Universidade Federal de Viçosa (2006) e atualmente está no 2º ano do curso de Mestrado do Programa de Pós-graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Juiz de Fora. Atua principalmente nos seguintes temas: controle, instrumentação, eletrônica de potência e qualidade de energia elétrica.

Carlos Augusto Duque (M'91) nasceu em Juiz de Fora, Brasil, em 1962. Ele recebeu o grau de Bacharel em Engenharia Elétrica em 1986 pela UFJF e os títulos M.Sc e Dr. Eng. respectivamente em 1990 e 1997 na PUC-RJ. Desde 1989 é professor do Departamento de Circuitos Elétricos da Faculdade de Engenharia da UFJF, sendo atualmente Professor Associado. Foi Chefe da Seção IEEE-MG entre 2004-2005. Suas áreas de interesse são: qualidade de energia, instrumentação digital, processamento digital de sinais e automação industrial.