

Estimação de Frequência imune à Variações Abruptas de Tensão

Cristiano A. G. Marques

Universidade Federal do Rio de Janeiro – COPPE

Moisés V. Ribeiro

Universidade Federal de Juiz de Fora – PPEE

Eduardo A. B. Silva

Universidade Federal do Rio de Janeiro - COPPE

Augusto S. Cerqueira

Universidade Federal de Juiz de Fora – PPEE

Carlos. A. Duque

Universidade Federal de Juiz de Fora – PPEE

Resumo — Este trabalho introduz um método original para a correção da estimativa da frequência realizada pelo EPLL (*enhanced phase-locked loop*) na ocorrência de variações abruptas na amplitude do sinal de entrada. O método permite que variações de tensão tais como *sags* e *swells* não interfiram de forma significativa na estimativa da frequência devido ao transitório do EPLL. Basicamente, o sistema monitora a energia do erro e a energia da diferença temporal da estimativa da frequência dada pelo EPLL e detecta o início e o fim do transitório dado pelo mesmo. Uma vez definido o intervalo de existência do transitório, o método proposto toma decisões para assegurar que a estimativa final da frequência desconsidere este transitório. Resultados computacionais apontam que o método proposto é adequado para o problema abordado.

Palavras-chaves — Estimativa de frequência, monitoramento de frequência, detecção de sinais.

I. INTRODUÇÃO

A estimação de frequência tem ganhado muita importância nos últimos anos devido ao progressivo aumento de distúrbios no sinal de tensão e variações da frequência fundamental do mesmo [1]-[2]. Controle e proteção de sistemas elétricos são as áreas que mais têm exigido precisão e confiabilidade na estimação da frequência em tempo real [3].

Diversos métodos de estimação de frequência tem sido reportados na literatura para lidar com o sinais elétricos de potência. Dentre estes métodos podemos destacar: métodos baseados no cruzamento por zero [4], FFT (*fast Fourier transform*) [5], filtro de Kalman [6], [15], LS (*Least squares*) [7], PLL (*phase-locked loop*) [8]-[9], dentre outros. Cada um destes métodos possui sua vantagem, tal como imunidade a ruídos de fundo, imunidade a harmônicos, velocidade de convergência e precisão. No entanto, como todos eles são baseados em filtragem, nenhum apresenta imunidade a transitórios em sua estimativa devido à variações abruptas ocorridas na amplitude do sinal de entrada.

Cristiano A. G. Marques, cristiano@lps.ufrj.br, Eduardo A. B. Silva, eduardo@lps.ufrj.br, Tel: +55 21 2562-8156, Fax: +55 21 2562-8205, Moisés V. Ribeiro, moviribeiro@ieee.org, Augusto S. Cerqueira, augusto.santiago@ufjf.edu.br, Carlos A. Duque, carlos.duque@ufjf.edu.br, Tel: +55 32 2102-3483, Fax: +55 32 2102-3442. Este trabalho foi parcialmente financiado pelo CNPq, CAPES, FINEP e FAPEMIG.

O presente trabalho não tem como objetivo introduzir uma nova técnica de estimação de frequência, em vez disso, o objetivo é introduzir um algoritmo que tenta corrigir a estimativa da frequência durante o intervalo de tempo de ocorrência do transitório de uma destas técnicas, o EPLL (*enhanced phase-locked loop*). A técnica EPLL foi escolhida devido a sua simplicidade de implementação e a obtenção de resultados satisfatórios na estimação da frequência. Basicamente, o sistema proposto monitora a energia do erro e a energia da diferença temporal da estimativa da frequência dada pelo EPLL. Detectando assim, o início e o fim do transitório. Uma vez detectado o período do transitório, o mesmo é desconsiderado na estimativa final da frequência.

II. DESCRIÇÃO DO PROBLEMA

Como dito anteriormente, o problema de estimação de frequência é evidenciado quando ocorre uma variação abrupta na amplitude da componente fundamental do sinal monitorado sem que ocorra necessariamente uma variação de frequência. Isto acontece devido a mudanças repentinas no patamar de tensão do sistema elétrico, usualmente conhecidos como *sags* e *swells*. Para entender melhor este fato, considere um sinal exemplo que apresenta somente uma variação de amplitude (*sag*). Este sinal e a estimativa de sua frequência pelo EPLL são mostrados na Fig. 1.

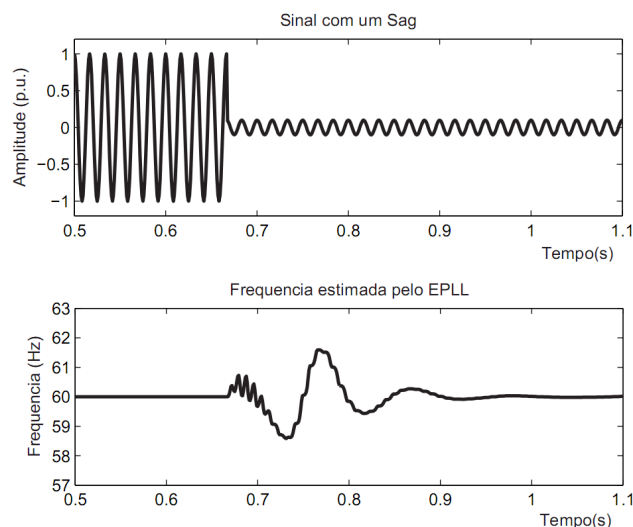


Fig. 1. Sinal apresentando uma variação de tensão (*sag*) e a frequência estimada do mesmo pelo EPLL.

Claramente observa-se que na Fig. 1 o transitório do EPLL degrada severamente a estimativa da frequência fundamental, o que pode fornecer informação errada para sistemas de controle, proteção ou monitoramento de qualidade da energia que utilizam a frequência fundamental como parâmetro.

Tendo em vista o problema considerado, a proposta do presente trabalho é introduzir um algoritmo que detecte o transitório em questão e corrija a frequência final estimada.

III. TÉCNICA PROPOSTA

O diagrama de blocos do sistema proposto é mostrado na Fig. 2. Resumidamente, o sistema se comporta da seguinte forma: o sinal discreto entra no bloco FILTRO PF que implementa um filtro passa-faixa em torno de 60 Hz e então o sinal filtrado passa pelo bloco EPLL que estima a frequência do mesmo. Uma vez obtida uma primeira estimativa da frequência $\hat{f}_0(n)$, os blocos seguintes (DIFERENÇA, ERRO, DETECTA INICIO, DETECTA FIM, SUBSTITUI AMOSTRAS e FILTRO MM) agem em conjunto para detectar o início e o fim do transitório da estimativa dada pelo EPLL e gerar uma nova estimativa de frequência $\hat{f}_0'(n)$ que desconsidera este transitório.

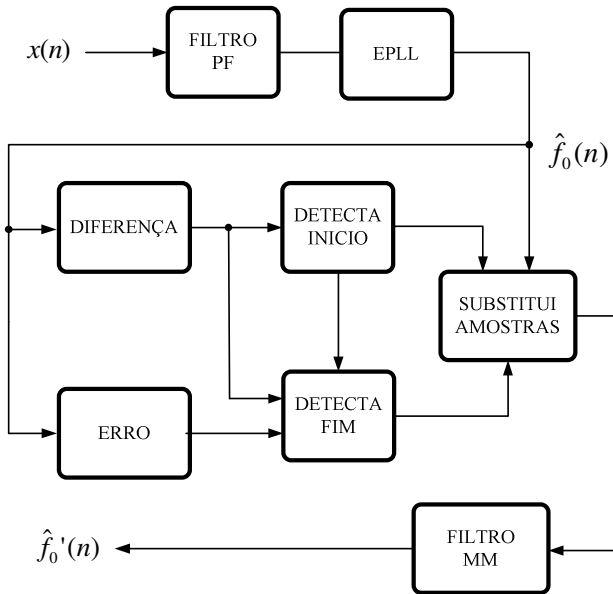


Fig. 2. Diagrama de blocos do sistema proposto.

Para compreender melhor o funcionamento deste sistema, a seguir, cada um dos blocos é descrito de forma detalhada.

A. Bloco FILTRO PF

Este bloco é implementado por um filtro passa-faixa centrado em 60 Hz para eliminar os distúrbios presentes em outras faixas de frequência. Neste trabalho foi utilizado o

filtro de Chebyshev IIR (*infinite impulse response*) do tipo I devido a sua atenuação plana na banda de rejeição, o que torna ótima a eliminação das componentes indesejadas [10]. Para o projeto deste filtro foi desejada uma banda de passagem entre 50 a 70 Hz apresentando *ripple* (variação da banda de passagem) de 1 dB; e uma atenuação maior do que 20 dB na banda de rejeição. Tais valores foram escolhidos para se obter uma satisfatória filtragem e baixa ordem do filtro. Com isso, um filtro de ordem 4 foi suficiente para a aplicação. A magnitude da resposta em frequência deste filtro é mostrada na Fig. 3. Os coeficientes (numerador e denominador da função de transferência do filtro) são dados na tabela I.

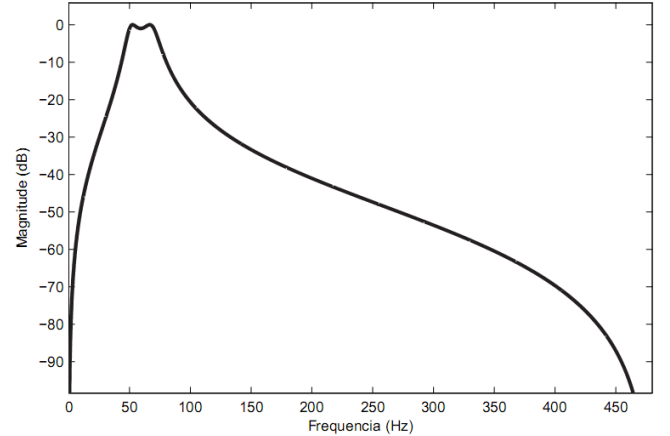


Fig. 3. Magnitude da resposta em frequência do filtro passa-faixa implementado no bloco FILTRO PF.

TABELA I. COEFICIENTES DO FILTRO UTILIZADO.

Índice	Numerador	Denominador
0	0,003920599798545	1.000000000000000
1	0,000000000000000	-3.563415003045545
2	-0.007841199597090	5.033417388385514
3	0,000000000000000	-3.315932840682530
4	0.003920599798545	0.866350386946524

B. Bloco EPLL

O bloco EPLL tem a função de fornecer uma primeira estimativa da frequência fundamental do sinal filtrado pelo filtro passa-faixa. Neste trabalho, foi utilizada a estrutura EPLL introduzida em [9] com algumas mudanças nos parâmetros de convergência. Assumindo um período de amostragem T_s , as equações recursivas que governam o funcionamento do EPLL são dadas por:

$$\begin{aligned}
 A(n+1) &= A(n) + \mu_1 \varepsilon(n) \sin \phi(n) \\
 \omega(n+1) &= \omega(n) + \mu_2 \varepsilon(n) \cos \phi(n) \\
 \phi(n+1) &= \phi(n) + T_s \omega(n) + \mu_3 \varepsilon(n) \cos \phi(n),
 \end{aligned} \tag{1}$$

em que, $A(n)$, $\phi(n)$ e $\omega(n)$ são a amplitude, fase e frequência estimada do sinal, respectivamente; $\varepsilon(n)$ é o sinal de erro sintetizado; e $\mu_1 = KT_s$, $\mu_2 = K_i T_s$ e $\mu_3 = K_p T_s$ em que K , K_p e K_i são parâmetros que determinam a velocidade de convergência da estimação em termos de amplitude, fase e frequência, respectivamente. No entanto, cada um destes parâmetros (K , K_p e K_i) afeta uma parte da convergência do conjunto dos parâmetros $A(n)$, $\omega(n)$ e $\phi(n)$. Neste trabalho, os valores utilizados foram: $K = 1000$, $K_p = 1000$ e $K_i = 60000$. Tais valores foram obtidos em testes buscando melhor velocidade de convergência da estimativa da frequência $\omega(n)$.

C. Bloco DIFERENÇA

O bloco DIFERENÇA apenas calcula a diferença discreta dada por:

$$d(n) = \hat{f}_0(n) - \hat{f}_0(n-1). \quad (2)$$

Em que $\hat{f}_0(n) = \omega(n) / 2\pi$.

A razão para o uso da diferença dada por (2) é sua característica advinda da derivada de um sinal contínuo, que apresenta variações significativas quando variações bruscas são ocorridas no sinal.

D. Bloco DETECTA INICIO

Este bloco apenas calcula o valor absoluto do sinal $d(n)$ e verifica se tal valor é maior que um determinado limiar η_i . Sua função é detectar o início do transitório fornecido pelo EPLL. O limiar é encontrado estatisticamente considerando a maioria dos casos de sinais com variação abrupta de tensão encontrados na prática.

E. Bloco ERRO

O bloco ERRO faz uma estimativa do erro presente no sinal $\hat{f}_0(n)$, ou seja, despolariza este sinal de modo que apenas o transitório é considerado. Matematicamente, a estimativa deste bloco é dada por:

$$e(n) = \hat{f}_0(n) - E\{\hat{f}_0(n)\}, \quad (3)$$

em que, $E\{\bullet\}$ denota o operador valor esperado. Neste trabalho, tal operador é aproximado pelo filtro média-móvel recursivo dado por [10]:

$$y(n) = y(n-1) + \frac{1}{N+1} [\hat{f}_0(n-1) - \hat{f}_0(n-N-1)], \quad (4)$$

Em que, $y(n)$ é a saída e N é a ordem do filtro. Note que $y(n)$ representa uma estimativa para o termo $E\{\hat{f}_0(n)\}$.

F. Bloco DETECTA FINAL

O bloco DETECTA FINAL tem a função de detectar o final do transitório apresentado pelo EPLL uma vez que o bloco DETECTA INICIO foi ativado. Para isso, este usa as energias, calculadas em uma janela M pré-estabelecida dos sinais $e(n)$ e $d(n)$. Estas energias são dadas por

$$E_e(n) = \sum_{i=0}^M e^2(n-i) \quad (5)$$

e

$$E_d(n) = \sum_{i=0}^M d^2(n-i), \quad (6)$$

respectivamente.

Nota-se que estas energias aumentam na ocorrência de um transitório no EPLL. Assim, quando estes valores diminuem em limiares aceitáveis, pode-se detectar o fim do transitório.

A detecção ocorre com a seguinte equação lógica:

$$D(n) = (E_e(n) > \eta_e) \text{ OU } (E_d(n) > \eta_d), \quad (7)$$

em que η_e e η_d representam os limiares considerados para $E_e(n)$ e $E_d(n)$, respectivamente. Assim, se $D(n)$ for falso em um determinado instante de tempo discreto n , é detectado o final do transitório e este bloco é desativado. Note que os limiares η_e e η_d também podem ser encontrados estatisticamente através de simulações considerando diversos sinais de tensão.

A motivação para o uso da energia $E_d(n)$ foi devida ao fato de seus máximos ocorrerem nos pontos de mínimo da energia $E_e(n)$ na ocorrência do transitório. Assim, uma diminuição no valor da energia $E_e(n)$ não é confundida com o fim do transitório se o valor da energia $E_d(n)$ for maior que um determinado limiar.

G. Bloco SUBSTITUI AMOSTRAS

Neste bloco estarão armazenados os instantes de tempo de início e fim do transitório, detectados pelos blocos DETECTA INICIO e DETECTA FIM, respectivamente. Se o tempo monitorado estiver entre estes instantes de tempo, as amostras de frequência estimadas pelo EPLL são substituídas pela frequência exatamente anterior ao instante de detecção do transitório pelo bloco DETECTA INICIO.

H. Bloco FILTRO MM

Este bloco tem a função de suavizar a nova estimativa de frequência. O mesmo filtro dado pela equação (4) é utilizado para este fim.

Note que apesar de o sistema ser projetado para variações na amplitude no sinal, o mesmo deve apresentar bom desempenho para variações de frequência que possam ocorrer no momento de uma variação da amplitude. Assim, é importante notar que se a detecção inicial ocorre para esse tipo de sinal, os valores de $E_e(n)$ e $E_d(n)$ diminuem abaixo dos limiares η_e e η_d , respectivamente, quando a frequência é estabilizada. Permitindo assim, a estimação de frequência do novo patamar.

IV. PROJETO DO SISTEMA

Esta etapa consiste essencialmente em determinar os limiares η_i , η_e e η_d , o tamanho da janela M utilizada para o cálculo das energias, e as ordens dos filtros média-móvel utilizados na geração do sinal de erro $e(n)$ e na filtragem no bloco FILTRO MM.

Para a determinação das ordens dos filtros média-móvel, inicialmente foi observado para os sinais simulados, que a máxima duração de um transitório correspondia a aproximadamente 200 amostras. Assim, adotou-se $N=199$ para a ordem do filtro média-móvel utilizado para a geração de $e(n)$. Já, um filtro com ordem arbitrária de $N=31$ foi adotado pelo bloco FILTRO MM.

Os limiares devem ser obtidos com a preocupação de levar em conta a maioria das situações reais. Assim, foram gerados 20.000 sinais com frequência de amostragem de 480 Hz, sendo 10.000 com variações de tensão dos tipos *sag* e *swell* e 10.000 sinais sem nenhum tipo de variação abrupta de tensão. Os sinais foram gerados com os seguintes parâmetros variando aleatoriamente e uniformemente: relação sinal ruído SNR (*signal-to-noise ratio*) entre 50 a 70 dB (valores típicos se encontram na faixa de 60 dB [11]), THD (taxa de distorção harmônica) típica entre 0 e 5% [13] e frequência fundamental entre 58,8 e 61,2 Hz. Para os sinais com variações abruptas de tensão, foi simulado amplitudes de *sags* variando entre 0,1 a 0,9 p.u. e amplitudes de *swells* variando entre 1,1 a 1,8 p.u. [12]. Os limites de frequência de 58,8 e 61,2 Hz foram adotados devido a serem os limites máximos permitidos por norma para a frequência dos geradores síncronos que operam em 60 Hz [14].

Também vale ressaltar que sinais de interrupção não foram considerados neste trabalho. Devido aos mesmos serem considerados sinais sem interesse para a estimação da frequência, por possuírem amplitudes próximas a zero.

Para a determinação do limiar η_i foi encontrado o máximo valor absoluto de $d(n)$ para cada sinal simulado nas condições de ocorrência e não ocorrência de variações abruptas de tensão. A Fig. 4 mostra estes máximos em dB (decibéis). O limiar adotado foi dado pela média entre o valor mínimo obtido com os sinais com variação e o valor máximo obtido com os sinais sem variação.

Para a determinação dos limiares η_e e η_d é necessário o conhecimento prévio do tamanho da janela M utilizada para o cálculo de $E_e(n)$ e $E_d(n)$. Como foi observado que a máxima duração de um transitório correspondia a aproximadamente 200 amostras, decidiu-se calcular

previamente os valores máximos de $E_e(n)$ e $E_d(n)$ para cada sinal com e sem variação de tensão para janelas M variando de 1 a 300 amostras. Assim, os limiares η_e e η_d , para cada janela, foram obtidos da mesma forma como foi feita para a determinação do limiar η_i . Estes resultados estão expostos na Fig. 5.

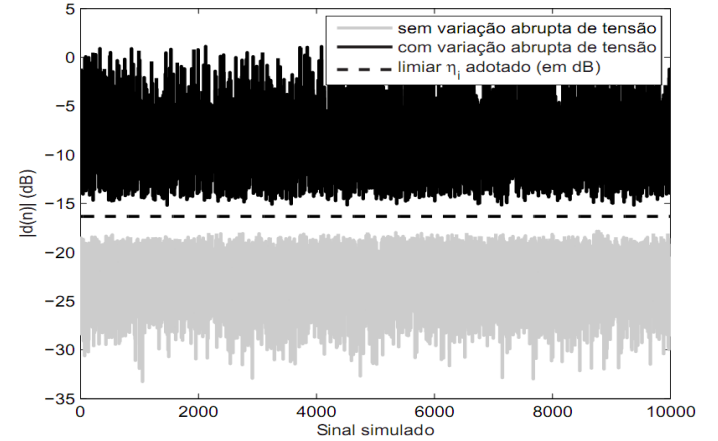


Fig. 4. Máximos do valor absoluto de $d(n)$ para a determinação do limiar η_i .

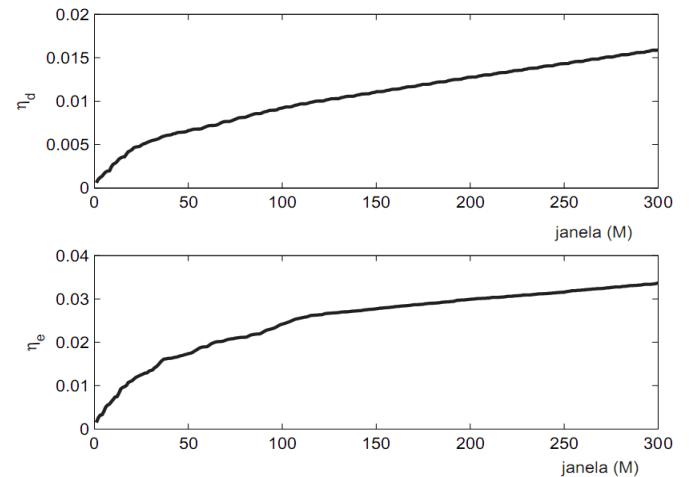


Fig. 5. Limiares η_d e η_e estimados para cada tamanho de janela M .

Com posse dos valores de limiares η_e e η_d encontrados para cada janela e o valor do limiar η_i , aplicou-se o algoritmo de correção utilizando todas as janelas nos sinais gerados com variação abrupta de tensão. Mediou-se o MSE (*mean squared error*) para cada sinal $\hat{f}_0'(n)$, e realizou-se a média destes valores formando um conjunto único com um valor de MSE para cada janela. A Fig. 6 ilustra estes valores. A partir desta figura notou-se que menores valores de MSE foram obtidos para $M=1$ amostra e para $M=260$ amostras. Sendo este último associado ao valor mínimo do MSE.

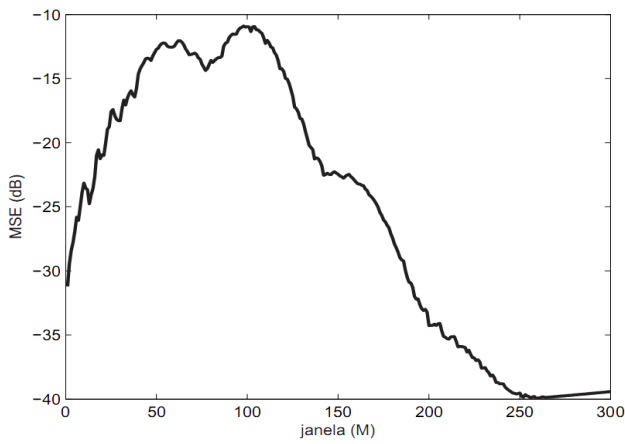


Fig. 6. Valores de MSE em função da janela M utilizada.

V. RESULTADOS

Os resultados apresentados nesta seção foram obtidos com frequência de amostragem de 480 Hz e com os mesmos parâmetros de projeto obtidos na seção anterior.

A Fig. 7 mostra a estimação de frequência para um sinal com frequência de 60 Hz apresentando um *sag* de 0,1 p.u. em um valor máximo do sinal (um pico da senóide). Nesta figura é mostrado o sinal de entrada, a estimativa dada pelo EPLL e a frequência estimada (corrigida) final do sistema com janelas de $M=1$ e $M=260$ amostras. Já na Fig. 8 são mostrados os mesmos resultados de estimação para um sinal com frequência de 58,8 Hz corrompido com harmônicos e apresentando um *swell* de 1,5 p.u. em um ponto diferente de um máximo do sinal.

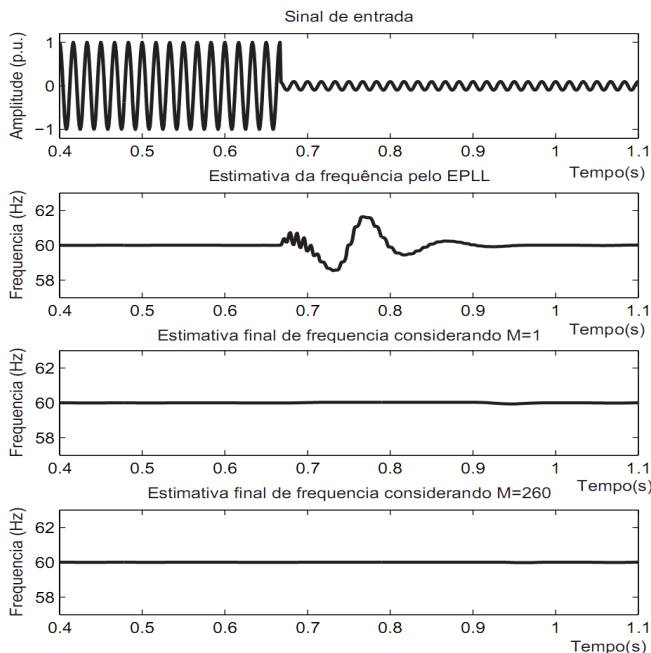


Fig. 7. Estimação da frequência para um sinal apresentando um *sag* de 0,1 p.u..

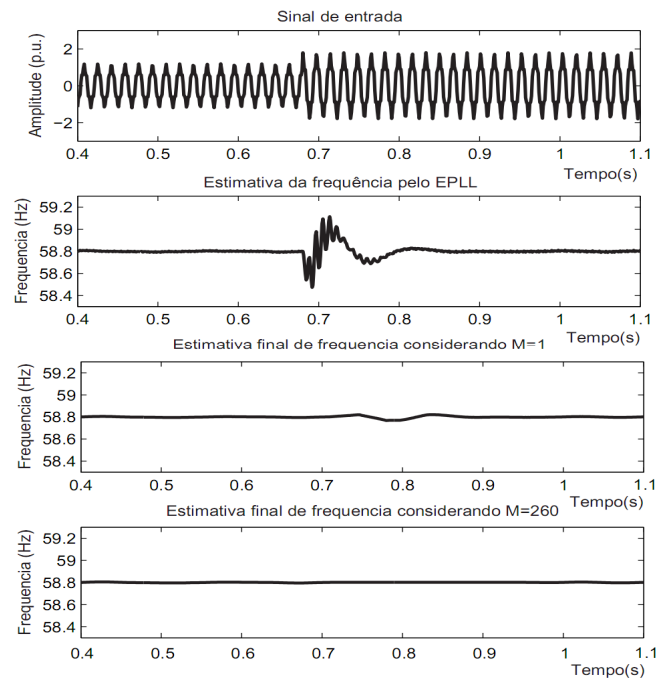


Fig. 8. Estimação da frequência de um sinal corrompido por harmônicos apresentando um *swell* de 1,5 p.u..

Um caso com variação de tensão e frequência simultâneos em um mesmo ponto também é considerado. Neste caso, uma variação de frequência de 60 para 61,8 Hz é simulada no mesmo instante de ocorrência de um *sag* de amplitude de 0,1 p.u.. A Fig. 9 mostra este exemplo.

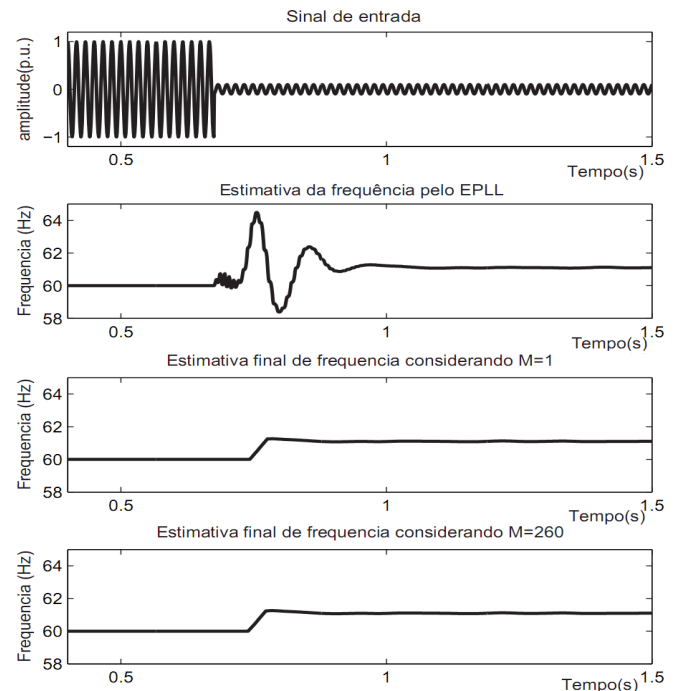


Fig. 9. Estimação da frequência para um sinal apresentando um *sag* de 0,1 p.u. e uma aumento de frequência de 1,2 Hz em um mesmo intervalo de tempo.

Por fim, a estimativa da frequência de um sinal real é também realizada pelo sistema proposto e pelo filtro de Kalman [15] para uma comparação de desempenho. Esta estimativa é realizada para um sinal real de tensão de um consumidor industrial que apresenta um *sag* em um determinado instante de tempo. Tais resultados são mostrados na Fig. 10.

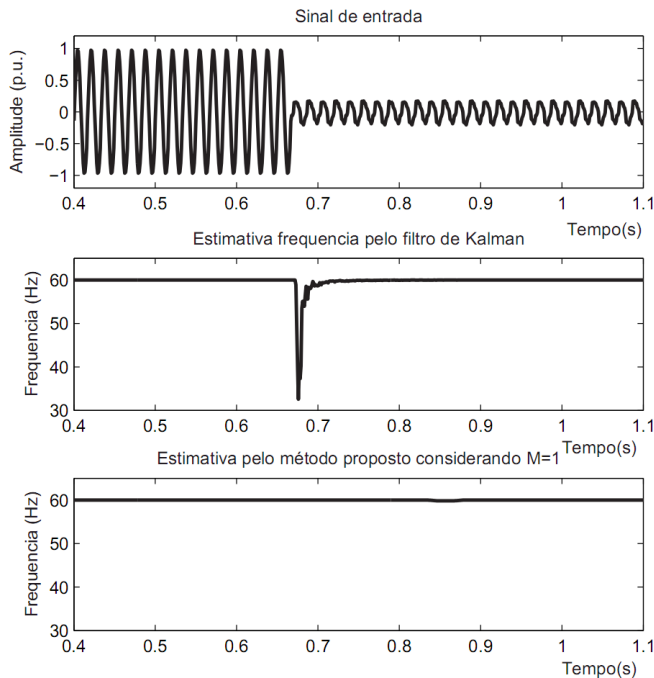


Fig. 10. Comparação da estimativa da frequência de um sinal real entre o sistema proposto e o filtro de Kalman na ocorrência de um *sag*.

Pelos gráficos apresentados nota-se que para $M=260$ amostras o resultado é um pouco melhor do que para $M=1$ amostra. Isto é justificado pelos resultados do MSE apresentados na seção IV. No entanto, deve-se atentar para o maior atraso da estimativa. Observa-se também que a frequência estimada pelo filtro de Kalman apresenta um transitório significativo devido ao *sag*, evidenciando um problema semelhante ao encontrado pelo EPLL. Portanto, um tratamento similar para este método também pode ser realizado da forma que foi feito para o EPLL.

Observou-se também que o método proposto apresentou bom desempenho até mesmo para o caso de variação simultânea de amplitude e frequência.

V. CONCLUSÕES

Neste trabalho foi abordado um método para a correção da frequência estimada pelo EPLL quando uma variação abrupta de amplitude é ocorrida no sinal de entrada. Resultados com sinais sintéticos e sinal real de tensão indicam que o método pode ser atraente para eliminar o erro da estimativa da frequência devido à resposta transitória do EPLL. Um método similar ao discutido por este trabalho também pode ser adotado para melhorar o desempenho de outras técnicas

de estimação de frequência quando há variação abrupta na amplitude do sinal.

REFERÊNCIAS

- [1] D.W. P. Thomas and M. S. Woolfson, "Evaluation of frequency tracking methods," *IEEE Trans. Power Delivery*, vol. 16, pp. 367–371, July 2001.
- [2] N. Jenkins, "Impact of dispersed generation on power systems," *Electra*, no. 199, pp. 6–13, Dec. 2001.
- [3] P. M. Anderson, *Power System Protection*. New York: IEEE Press, 1999.
- [4] M. M. Begovic, P. M. Djuric, S. Dunlap, and A. G. Phadke, "Frequency tracking in power networks of harmonics," in *Proc. ICHPS V Int. Conf. Harmonics in Power Systems*, Sept. 22–25, 1992, pp. 151–157.
- [5] A. A. Girgis and F. M. Ham, "A new FFT-based digital frequency relay for load shedding," in *Proc. PICA*, Philadelphia, PA, 1981.
- [6] A. Routray, A. K. Pradhan, and K. P. Rao, "A novel Kalman filter for frequency estimation of distorted signals in power systems," *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol. 51, pp. 469–479, June 2002.
- [7] M. S. Sachdev and M. M. Giray, "A least square technique for determining power system frequency," *IEEE Trans. Power Appar. Syst.*, vol. PAS-104, pp. 437–443, 1985.
- [8] S.-K. Chung, "A phase tracking system for three phase utility interface inverters," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 15, pp. 431–438, May 2000.
- [9] M. K.-Ghartemani and M. R. Iravani, "Robust and frequency-adaptive measurement of peak value," *IEEE Trans. on Power Delivery*, vol. 19, no. 2, pp. 481–489, Apr. 2004.
- [10] P. S. R. Diniz, E. A. B. Silva, and S. L. Netto, *Digital Signal Processing: System Analysis and Design*, Cambridge University Press., 2002.
- [11] Tomic', J. J., Kušljević, M. D. and Vujčić, V. V. (2007). A new power system digital harmonic analyzer, *IEEE Trans. on Power Delivery* 22(2): 772–780.
- [12] IEEE, "IEEE Recommended Practice for Monitoring Electric Power Quality", IEEE Std 1159-1995, Jun. 1995.
- [13] IEEE Power Engineering Society, "1531 IEEE guide for application and specification of harmonic filters," Tech. Rep., IEEE, 2003.
- [14] IEEE, "IEEE Guide for Abnormal Frequency Protection for Power Generating Plants", IEEE Std C37.106™-2003, Feb. 2004.
- [15] P. K. Dash, R. K. Jena, G. Panda, and A. Routray, "An extended complex kalman filter for frequency measurement of distorted signals," *IEEE Trans. on Instrumentation and Measurement*, vol. 49, no. 4, pp. 746–753, Aug. 2000.