

ESTIMAÇÃO DE HARMÔNICOS PARA SISTEMAS ISOLADOS

CRISTIANO A. G. MARQUES*, MOISÉS V. RIBEIRO†, CARLOS A. DUQUE‡, PAULO F. RIBEIRO‡,
EDUARDO A. B. DA SILVA*

* *Universidade Federal do Rio de Janeiro
COPPE
Rio de Janeiro, RJ, Brasil*

† *Universidade Federal de Juiz de Fora
PPEE
Juiz de Fora, MG, Brasil*

‡ *Calvin College
Grand Rapids, Michigan, EUA*

Emails: cristiano.marques@engenharia.ufjf.br, mribeiro@ieee.org,
carlos.duque@ufjf.edu.br, pfribeiro@ieee.org, eabsilva@ieee.org

Abstract— Isolated systems can present large power frequency deviation from the nominal value because they are not connected to grid systems. Large power frequency deviation causes a much larger drift in the harmonic frequencies, what makes the correct estimation of them difficult. This leads to erroneous estimates if conventional techniques are used. This work presents a new technique based on demodulation for harmonics estimation that is able to accurately estimate harmonics of signals with large power frequency deviation. The proposed method uses a new version of a harmonic estimation method based on demodulation. Differently of the original version, that is suitable only for signals with low frequency deviation, the proposed technique uses a new filtering method and performs the control of the demodulation signals by a frequency estimator. Also, the proposed technique is attractive due to its low computational complexity. The results show that large frequency deviations does not significantly interferes in the generated estimates.

Keywords— Harmonics estimation, demodulation, frequency deviation.

Resumo— Por não estarem conectados a sistemas interligados, os sistemas isolados apresentam grandes desvios da frequência fundamental em relação ao valor nominal, fazendo com que os desvios das frequências harmônicas sejam ainda maiores. Desvios significativos de frequência dificultam a correta estimação dos harmônicos, levando ao tratamento errôneo de medições caso técnicas convencionais sejam utilizadas. Assim, neste trabalho uma nova técnica de estimação de harmônicos é introduzida, cuja principal característica é a precisa estimação de harmônicos de sinais que sofrem grandes desvios de frequência. O método proposto utiliza uma nova versão de um método de estimação de harmônicos baseado na demodulação de sinais. Diferentemente do método inicial, que é adequado apenas para sinais com pequenos desvios de frequência, aqui se utiliza uma nova abordagem de filtragem e, além disso, o controle dos sinais demoduladores da técnica por um estimador de frequência. Além disso, o método é atraente devido a sua baixa complexidade computacional. Resultados mostram que grandes desvios de frequência pouco interferem nas estimativas.

Keywords— Estimação de harmônicos, demodulação, desvios de frequência.

1 Introdução

Com o aumento do uso de equipamentos utilizando eletrônica de potência, cada vez mais cargas não-lineares são conectadas ao sistema elétrico, levando a um significativo aumento do conteúdo harmônico presente no mesmo. Este elevado conteúdo harmônico nos sinais elétricos (tensão e corrente) tende a gerar sérios problemas, tanto para os consumidores de energia quanto para as concessionárias.

A correta estimação dos harmônicos é o primeiro passo para que ações concretas de caráter preditivo, preventivo ou corretivo sejam tomadas para eliminar ou amenizar possíveis problemas em um local analisado. De fato, a estimação desses harmônicos é uma das principais tarefas de equipamentos de monitoramento da qualidade da energia elétrica (QEE) e tende a ser cada vez mais usada devido ao progressivo aumento de cargas

não-lineares no sistema.

Diversas técnicas baseadas em processamento de sinais têm sido desenvolvidas nos últimos anos para detectar e estimar harmônicos. Entretanto, o desafio ainda permanece na estimação de harmônicos de frequências variantes no tempo. Os métodos mais utilizados para a estimação de harmônicos são baseados na DFT (Chung, 1991). A DFT é atrativa devido à sua baixa complexidade computacional e sua simples estrutura. Entretanto, a DFT é ineficiente se a frequência fundamental do sinal não é constante em seu valor nominal. Em relação a outras técnicas para a estimação de harmônicos podemos mencionar redes neurais (Nascimento et al., 2008), PLLs (K.-Ghartemani and Iravani, 2005), (Carvalho, 2008), filtros de Kalman (Liu, 1998), (Machado et al., 2008), gradiente de Gauss-Newton (Sun et al., 1996), etc. Apesar de algumas destas técnicas conseguirem lidar com

desvios de frequência fundamental do sinal, nenhuma oferece uma solução que seja de baixo custo computacional e ao mesmo tempo com boa precisão de estimação quando a frequência fundamental sofre grandes desvios em relação ao seu valor nominal.

A proposta para a estimação de harmônicos de sistemas isolados é porque estes últimos apresentam desvios de frequência bastantes significativos em regime permanente, da ordem de 3 Hz em sistemas de 60 Hz por exemplo (IEEE, 2008). Já em sistemas interligados, desvios de frequência maiores que 0,1 Hz são raros em condições normais de funcionamento (Society, 1992).

A técnica proposta nesta neste trabalho utiliza o método de demodulação inicialmente proposto em (Marques et al., 2009). Diferentemente da técnica introduzida em (Marques et al., 2009), que é somente adequada para sistemas interligados (baixos desvios de frequência), a técnica proposta faz uso de uma nova abordagem de filtragem em que os componentes harmônicos podem ser estimados (amplitudes e fases) para sinais com grandes desvios na frequência fundamental. As principais características da técnica proposta são: *i*) baixo erro de estimação de harmônicos com frequências variantes e *ii*) baixa complexidade computacional. A principal desvantagem em relação a técnica original é o maior atraso de estimação.

2 Formulação da Técnica

Considere que o sinal elétrico seja dado por

$$x(t) = \sum_{m=1}^{N_h} A_m(t) \cos[m\Omega_0 t + \phi_m(t)] + \eta(t), \quad (1)$$

em que $\eta(t)$ representa o ruído de fundo.

A seguir, considere que os sinais demoduladores são dados por

$$d_c(t) = \cos[m_k \Omega_d t + \phi_d(t)] \quad (2)$$

e

$$d_s(t) = \sin[m_k \Omega_d t + \phi_d(t)], \quad (3)$$

em que $m_k \Omega_d + d\phi_d(t)/dt$ representa a frequência de demodulação e $\phi_d(t)$ denota a fase instantânea de $d_c(t)$ e $d_s(t)$. Já m_k se refere à ordem do componente harmônico a ser estimado, donde $m_k \in \{1, 2, \dots, N_h\}$. Neste trabalho, a fase $\phi_d(t)$ é ajustada pelo uso de um estimador de frequência para ajustar os sinais demoduladores $d_c(t)$ e $d_s(t)$. Isso é abordado na próxima seção.

Multiplicando $x(t)$ por $d_c(t)$ e por $d_s(t)$, obtém-se

$$y_c(t) = \sum_{m=1}^{N_h} A_m(t) \cos[m\Omega_0 t + \phi_m(t)] \times \quad (4)$$

$$\cos(m_k \Omega_d t + \phi_d(t)) + \eta(t) \cos(m_k \Omega_d t + \phi_d(t))$$

e

$$y_s(t) = \sum_{m=1}^{N_h} A_m(t) \cos[m\Omega_0 t + \phi_m(t)] \times \quad (5)$$

$$\sin(m_k \Omega_d t + \phi_d(t)) + \eta(t) \sin(m_k \Omega_d t + \phi_d(t)),$$

respectivamente.

Utilizando identidades trigonométricas e manipulações matemáticas, as equações (4) e (5) reduzem-se a

$$y_c(t) = \frac{1}{2} A_{m_k}(t) \cos[m_k(\Omega_0 - \Omega_d)t + \phi_{m_k}(t) - \phi_d(t)] \quad (6)$$

$$+ \sum_{m=1}^{N_h} \frac{1}{2} A_m(t) \cos[m\Omega_0 t + m_k \Omega_d t + \phi_m(t) + \phi_d(t)]$$

$$+ \sum_{m=1, m \neq m_k}^{N_h} \frac{1}{2} A_m(t) \cos[m\Omega_0 t - m_k \Omega_d t + \phi_m(t) - \phi_d(t)] + \eta(t) \cos(m_k \Omega_d t + \phi_d(t))$$

e

$$y_s(t) = -\frac{1}{2} A_{m_k}(t) \sin[m_k(\Omega_0 - \Omega_d)t + \phi_{m_k}(t) - \phi_d(t)] \quad (7)$$

$$+ \sum_{m=1}^{N_h} \frac{1}{2} A_m(t) \sin[m\Omega_0 t + m_k \Omega_d t + \phi_m(t) + \phi_d(t)]$$

$$- \sum_{m=1, m \neq m_k}^{N_h} \frac{1}{2} A_m(t) \sin[m\Omega_0 t - m_k \Omega_d t + \phi_m(t) - \phi_d(t)] + \eta(t) \sin(m_k \Omega_d t + \phi_d(t)),$$

respectivamente.

Assumindo que $m_k(\Omega_0 - \Omega_d)t + \phi_{m_k}(t) - \phi_d(t) \cong 0$, as equações (6) e (7) implicam que ambas equações $y_c(t)$ e $y_s(t)$ possuem uma componente CC (o primeiro termo), componentes senoidais em $\Omega_0, 2\Omega_0, \dots, (N_h + m_k)\Omega_0$, e uma componente devido a modulação de $\eta(t)$. As componentes CC podem ser extraídas pela aplicação de um filtro passa-baixas, resultando em

$$y_{cc}(t) = \frac{1}{2} A_{m_k}(t) \cos[m_k(\Omega_0 - \Omega_d)t + \phi_{m_k}(t) + \phi_d(t)] + \eta_c(t) \quad (8)$$

e

$$y_{ss}(t) = -\frac{1}{2} A_{m_k}(t) \sin[m_k(\Omega_0 - \Omega_d)t + \phi_{m_k}(t) - \phi_d(t)] + \eta_s(t), \quad (9)$$

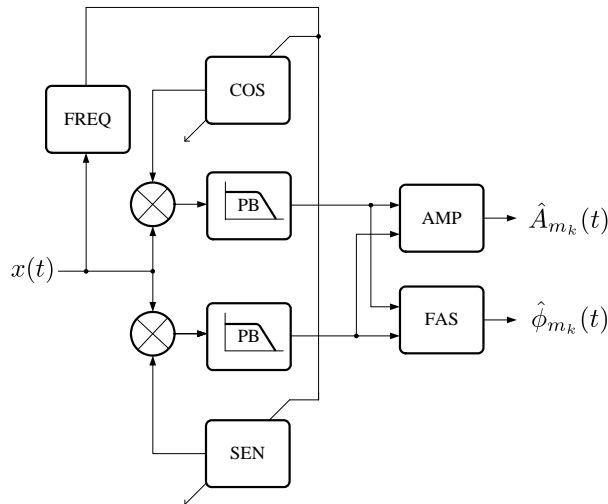


Figura 1: Diagrama de blocos da técnica proposta para a estimação de harmônicos.

respectivamente, em que $\eta_c(t)$ e $\eta_s(t)$ são as versões passa-baixas de $\eta(t) \cos(m_k \Omega_d t + \phi_d(t))$ e $\eta(t) \sin(m_k \Omega_d t + \phi_d(t))$, respectivamente.

Supondo que os filtros são suficientemente seletivos, as componentes $\eta_c(t)$ e $\eta_s(t)$ podem ser consideradas desprezíveis, assim a amplitude e a fase do sinal original $x(n)$ podem ser estimadas por

$$\hat{A}_{m_k}(t) = 2\sqrt{y_{cc}(t)^2 + y_{ss}(t)^2} \quad (10)$$

e

$$\hat{\phi}_{m_k}(t) = -\arctan\left(\frac{y_{ss}(t)}{y_{cc}(t)}\right). \quad (11)$$

respectivamente.

Baseado na formulação apresentada, o diagrama de blocos da técnica proposta é ilustrado na Fig. 1. Neste diagrama, o bloco FREQ implementa o estimador de frequência que ajusta os sinais demoduladores dados pelas equações (2) e (3) e implementados pelos blocos COS e SIN, respectivamente. Os blocos PB implementam filtros passa-baixas idênticos. Os blocos AMP e FAS implementam as expressões (10) e (11), respectivamente.

É importante explicar que, a função do ajuste dos sinais demoduladores é tornar o espectro do sinal demodulado o mais próximo possível de CC (0 Hz), fazendo com que as especificações de filtragem também possam ser mais próximas de CC. Note que, caso não fosse utilizada esta estratégia, o espectro de interesse do sinal demodulado poderia estar consideravelmente afastado de 0 Hz, devido a se utilizar frequências de demodulação elevadas ($m_k \Omega_d t$), dependendo de m_k .

3 Implementação da Técnica

A versão discreta do sinal (1) é dado por

$$x[n] = \sum_{m=1}^{N_h} A_m[n] \cos[mw_0n + \phi_m[n]] + \eta[n], \quad (12)$$

em que $w_0 = \frac{\Omega_o}{f_s}$ é a frequência fundamental discreta e f_s é a frequência de amostragem.

Os sinais demoduladores (2) e (3) se tornam

$$d_c[n] = \cos(w_d n + \phi_d[n]) \quad (13)$$

e

$$d_s[n] = \sin(w_d n + \phi_d[n]), \quad (14)$$

respectivamente, em que $w_d = \frac{\Omega_d}{f_s}$ é a frequência de demodulação discreta. Utilizando o conceito de desvio de frequência instantânea (Begović et al., 1993), a fase instantânea $\phi_d[n]$ pode ser estimada a cada período de amostragem por

$$\phi_d[n] = \phi_d[n-1] + \frac{m_k 2\pi}{f_s} (\hat{f}_1[n] - f_{0nom}), \quad (15)$$

em que $\hat{f}_1[n]$ representa a frequência fundamental estimada, e f_{0nom} é o valor nominal da frequência fundamental. Diversas estruturas podem ser utilizadas para obter $\hat{f}_1[n]$. Neste trabalho, o EPLL (*enhanced phase-locked loop*) introduzido em (K.-Ghartemani and Iravani, 2004) é utilizado.

Para especificar o método de filtragem, é útil conhecer o erro do estimador de frequência utilizado para também conhecer o quão distante de 0 Hz estará a componente demodulada de interesse. Isto porque o filtro a ser projetado deve ter faixa de passagem plana até a máxima frequência demodulada mencionada, para que não haja modificação das amplitudes A_{m_k} das expressões (8) e (9). Além disso, esta faixa deve ter fase linear ou quase linear para que erros significativos não ocorram nas estimativas de fase. Isso pode ser notado pelo aparecimento de termos de offset adicionados às fases ϕ_{m_k} nas expressões (8) e (9), caso o filtro seja de fase não-linear.

Baseado no exposto, este trabalho propõe o projeto de um filtro passa-baixas IIR (*infinite impulse response*) de Chebyshev do tipo 2 (Smith, 1999), devido ao mesmo apresentar faixa de passagem plana e fase aproximadamente linear próxima a 0 Hz. Supondo que a máxima ordem do harmônico de interesse a ser estimado é N , então a componente de interesse depois de demodulada está deslocada de 0 Hz do seguinte valor:

$$\varepsilon_N = N\varepsilon_1, \quad (16)$$

em que ε_1 representa o erro da estimativa da frequência fundamental em Hz.

Para determinar o erro máximo do estimador de frequência usado neste trabalho, foram

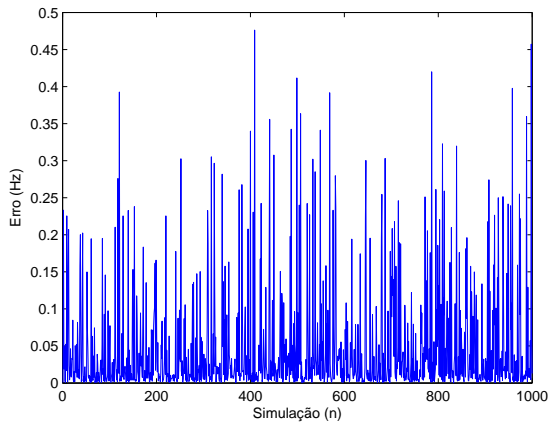


Figura 2: Erros em Hz do estimador de frequência utilizado para 1000 simulações aleatórias.

realizadas 1000 estimativas de frequência, considerando sinais gerados aleatoriamente da seguinte forma: taxa de distorção (THD - *total harmonic distortion*) entre 5% a 20%, relação sinal ruído (SNR - *signal-to-noise ratio*) entre 50 dB e 70 dB e frequência fundamental entre 57 Hz a 63 Hz. Tais valores foram usados baseando-se nos valores típicos de sistemas elétricos apresentados nas referências (Society, 1992), (Tomić et al., 2007) e (IEEE, 2008). É importante comentar que a THD mencionada se refere ao sinal de tensão, pois geralmente, a frequência é estimada a partir no sinal de tensão, devido ao mesmo apresentar menores distorções na forma de onda e ser mais estável do que a corrente.

Os máximos erros de cada estimativa, em valor absoluto, são mostrados na Fig. 2. Tais erros são adquiridos considerando as últimas amostras estimadas após a convergência do algoritmo, correspondentes ao último ciclo do sinal. Observando os erros da figura, nota-se que o maior valor corresponde a 0,47 Hz. Baseado neste valor e adotando estimação de harmônicos de ordem até 25 (ANEEL, 2007), adota-se o seguinte valor de desvio de frequência para projeto do filtro:

$$\varepsilon_{N_{max}} = 25 \times 0,5Hz = 12,5Hz, \quad (17)$$

no qual 0,47 Hz foi substituído por 0,5 Hz para considerar eventuais situações anormais.

Assim, o valor dado em (17) é então utilizado para especificar o valor máximo em que o filtro deve ter resposta plana na frequência. A magnitude da resposta em frequência do filtro projetado é ilustrado na Fig. 3. Já na Fig. 4 são mostrados a magnitude e a fase da resposta em frequência do filtro, considerando somente a faixa de 0 a 12,5 Hz. Nota-se resposta plana para a magnitude e resposta quase linear para a fase. Neste projeto, um filtro de ordem 6 foi

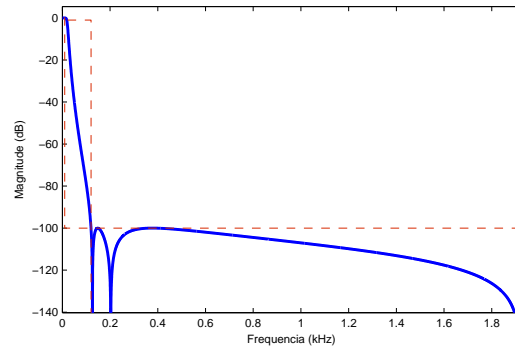


Figura 3: Magnitude da resposta em frequência do filtro passa-baixas projetado.

obtido, considerando os seguinte parâmetros de projeto: oscilação na banda de passagem de 1 dB, atenuação na banda de rejeição de 100 dB, e frequência de corte em 120 Hz. Tais valores foram escolhidos devido a obtenção de resultados satisfatórios em testes experimentais. Observe que a frequência de corte do filtro (120 Hz) foi escolhida para que os componentes harmônicos de ordens maiores que $m_k + 1$ sejam eliminados após a demodulação, enquanto que o componente de interesse (m_k esteja na banda de passagem do filtro. Os coeficientes dos filtro, implementado em seções de segunda ordem, são dados na tabela 1.

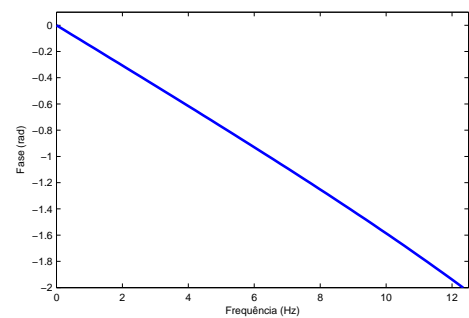
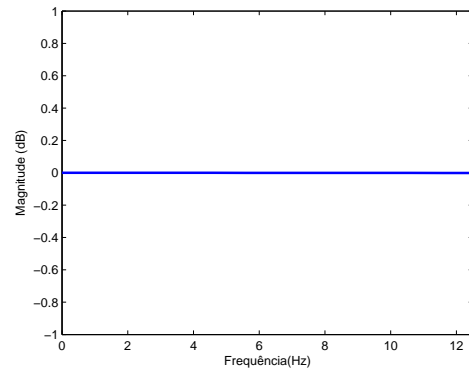


Figura 4: Magnitude e fase da resposta em frequência de 0 Hz até 12,5 Hz do filtro passa-baixas projetado.

Tabela 1: Coeficientes do filtro em seções de segunda ordem.

Seção 1	Seção 2	Seção 3
Numerador	Numerador	Numerador
1.0000000000000000	1.0000000000000000	1.0000000000000000
-1.9575565063777824	-1.8907570563027116	1.0000000000000000
1.0000000000000000	1.0000000000000000	0.0000000000000000
Denominador	Denominador	Denominador
1.0000000000000000	1.0000000000000000	1.0000000000000000
-1.9782900420596168	-1.945026673975077	-0.96602840159529713
0.97943971161736698	0.94617626245092212	0.0000000000000000
Ganho	Ganho	Ganho
0.027087062341834906	0.010523228658417844	0.016985799202351434

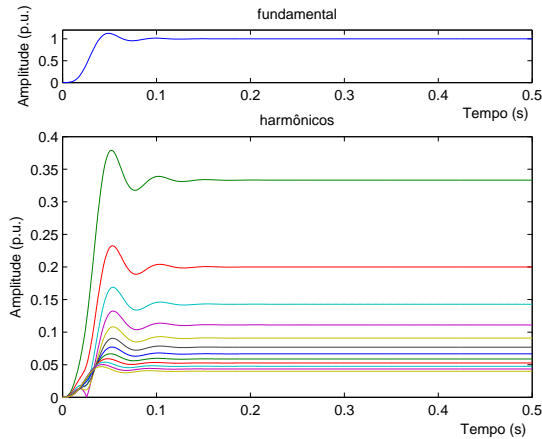


Figura 5: Estimação no tempo da amplitude dos harmônicos do sinal dado na equação (18) utilizando a técnica proposta.

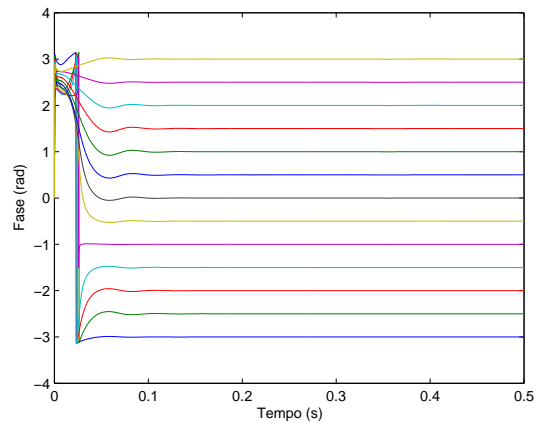


Figura 6: Estimação no tempo da fase dos harmônicos do sinal dado na equação (18) utilizando a técnica proposta.

Vale comentar que a baixa complexidade computacional citada é devida principalmente a se utilizar um filtro IIR de baixa ordem (6ª), e ainda utilizar expressões com pequeno número de somas e multiplicações para implementar a técnica.

4 Simulações

Nesta seção, apresenta-se a análise de desempenho do método proposto. Em todas as simulações, a frequência de amostragem é de $f_s = 64 \times 60$ Hz, para que harmônicos de ordens de até 25 sejam estimados sem a presença de *aliasing*. Note que a frequência de amostragem escolhida deve ser pelo menos duas vezes maior que a frequência do maior harmônico presente no sinal ($f_s > 25 * 60Hz$) no caso específico aqui abordado).

Estimações no tempo utilizando a técnica proposta são apresentadas nas Figs. 5 e 6 para amplitude e fase, respectivamente. O sinal teste é dado por

$$\begin{aligned}
 x[n] = & \cos(w_0n + \phi_1[n]) + \frac{1}{3} \cos(3w_0n + \phi_3[n]) \\
 & + \frac{1}{5} \cos(5w_0n + \phi_5[n]) + \frac{1}{7} \cos(7w_0n + \phi_7[n]) \\
 & + \frac{1}{9} \cos(9w_0n + \phi_9[n]) + \frac{1}{11} \cos(11w_0n + \phi_{11}[n]) \\
 & + \frac{1}{13} \cos(13w_0n + \phi_{13}[n]) + \frac{1}{15} \cos(15w_0n + \phi_{15}[n]) \\
 & + \frac{1}{17} \cos(17w_0n + \phi_{17}[n]) + \frac{1}{19} \cos(19w_0n + \phi_{19}[n]) \\
 & + \frac{1}{21} \cos(21w_0n + \phi_{21}[n]) + \frac{1}{23} \cos(23w_0n + \phi_{23}[n]) \\
 & + \frac{1}{25} \cos(25w_0n + \phi_{25}[n]) + v[n],
 \end{aligned}
 \tag{18}$$

em que $w_0 = 2\pi 60/f_s$ e $v[n]$ é um ruído branco Gaussiano com distribuição normal, em que SNR=60 dB. Para melhor visualização dos resultados de fase, foram adotados os seguintes valores: $\phi_1[n] = -3$ rad, $\phi_3[n] = -2,5$ rad, $\phi_5[n] = -2$ rad, $\phi_7[n] = -1,5$ rad, $\phi_9[n] = -1$ rad, $\phi_{11}[n] = -0,5$ rad, $\phi_{13}[n] = 0$ rad, $\phi_{15}[n] = 0,5$ rad, $\phi_{17}[n] = 1$ rad, $\phi_{19}[n] = 1,5$ rad, $\phi_{21}[n] = 2$ rad, $\phi_{23}[n] = 2,5$ rad e $\phi_{25}[n] = 3$ rad.

Na Fig. (7) são apresentadas as estimações no tempo das amplitude dos harmônicos quando uma variação abrupta de 50% ocorre no mesmo sinal. O atraso de estimação corresponde a aproximadamente 8 ciclos da componente fundamental como pode ser notado. Tal atraso

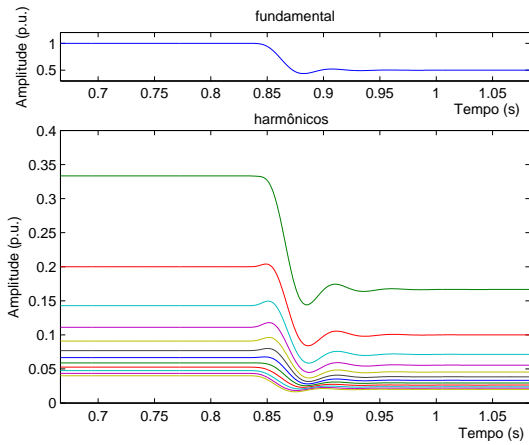


Figura 7: Estimação no tempo das amplitude dos harmônicos do sinal dado na equação (18) quando uma variação abrupta de 50% ocorre no mesmo utilizando a técnica proposta.

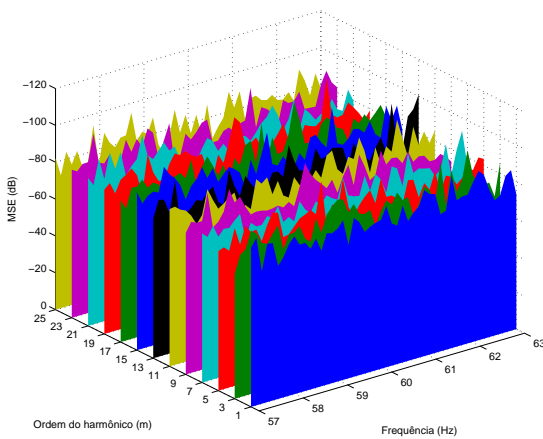


Figura 8: MSEs para a estimativa das amplitudes do sinal dado na equação (18) utilizando a técnica proposta.

é aceitável para análise da qualidade da energia uma vez que até 12 ciclos é permitido por norma (IEC, n.d.).

Para análise do erro de estimação, diversos sinais foram gerados pela equação (18) utilizando valores de f_0 dentre $f_0 = 57$ Hz a $f_0 = 63$ e os erros médios quadráticos (MSE - *mean squared error*) foram obtidos para cada estimativa. Os valores dos MSEs em dB são apresentados na Fig. (8) para todos os harmônicos estimados. Observa-se que o erro fica em torno de -80 dB, e que o mesmo não aumenta significativamente com o aumento de desvios de frequência.

Para prover comparação de desempenho, a seguir se faz uma comparação do método proposto com dois métodos. Para isso, é considerado o método de demodulação introduzido em (Marques et al., 2009) e o método utilizando EPLLs proposto em (K.-Ghartemani and Iravani, 2005).

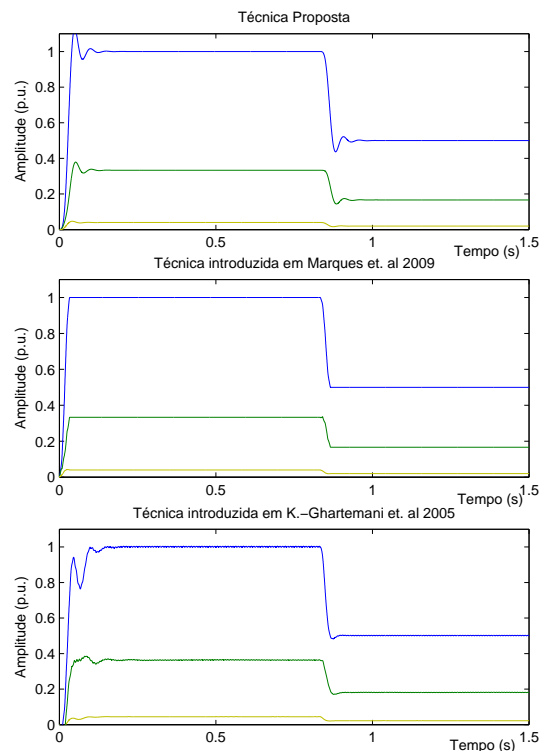


Figura 9: Comparação das estimativas no tempo das amplitudes dos harmônicos de ordens 1, 3 e 25 do sinal dado na equação (18).

Nas Fig. 9 as estimativas no tempo dos harmônicos de ordens 1, 3 e 25 do sinal dado na equação (18) com 50% de queda de amplitude são apresentados para as três técnicas.

Para comparação do erro de estimação, os MSEs são mostrados nas Fig. 10 para o 25º harmônico do sinal dado na equação (18) considerando frequência fundamental de 57 Hz a 63 Hz.

Pelos resultados de comparação apresentados, observa-se um maior atraso de estimação para a técnica proposta. Por outro lado, utilizando a técnica proposta, menores erros de estimação são observados.

5 Conclusões

Neste trabalho uma nova técnica para a estimação de harmônicos foi introduzida para aplicação em sistemas isolados. A técnica proposta estima harmônicos com bastante precisão quando grandes desvios de frequência fundamental ocorrem no sinal, o que é o caso de sistemas isolados. Resultados mostram que o método é atraente para o problema abordado, e que o mesmo apresenta relativo baixo custo computacional.

Apesar do uso de um filtro de 6º ordem, o método proposto pode ser implementado com

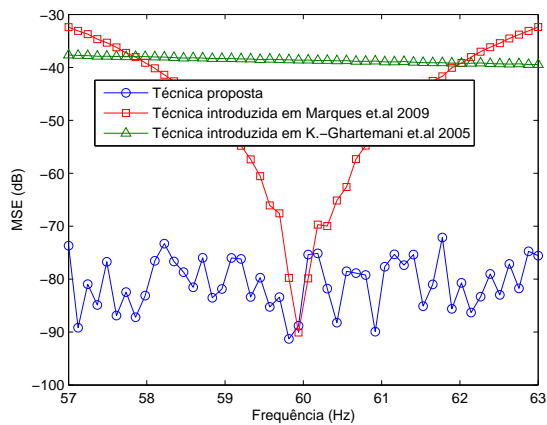


Figura 10: Comparação do erro de estimação para o 25º harmônico do sinal dado na equação (18).

filtros de maiores e menores ordens, o que conduzem a estimacões com maiores e menores erros, respectivamente. Entretanto, o uso de um filtro de maior ordem proverá maior atraso de estimacão, já um filtro de menor ordem proverá menor atraso. Além disso, outros estimadores de frequência podem ser utilizados.

Agradecimentos

Ao CNPq, CAPES, FINEP, INERGE e à FAPEMIG pelo suporte financeiro

Referências

- ANEEL (2007). Procedimentos de distribuição de energia elétrica no sistema elétrico nacional, *Technical report*, IEEE.
- Begović, M. M., Djurić, P. M., Dunlap, S. and Phadke, A. G. (1993). Frequency tracking in power networks in the presence of harmonics, *IEEE Trans. on Power Delivery* **8**(2): 480–486.
- Carvalho, J. R. (2008). *Estimacão de harmônicos/interharmônicos: uma abordagem multitaxa*, Master's thesis, Universidade Federal de Juiz de Fora.
- Chung, S.-K. (1991). Harmonic power fow determination using the fast fourier transform, *IEEE Trans. Power Delivery*. **2**(2): 530–535.
- IEC (n.d.). Electromagnetic compatibility (emc) standards, *Technical report*, IEEE.
- IEEE (2008). Ieee guide for the design and application of power electronics in electrical power systems on ships, *Technical report*, IEEE.

- K.-Ghartemani, M. and Iravani, M. R. (2004). Robust and frequency-adaptive measurement of peak value, *IEEE Trans. on Power Delivery* **19**(2): 481–489.
- K.-Ghartemani, M. and Iravani, M. R. (2005). Measurement of harmonics/inter-harmonics of time-varying frequencies, *IEEE Trans. on Power Delivery* **20**(1): 23–31.
- Liu, S. (1998). An adaptive kalman filter for dynamic estimation of harmonics signals, *8ª International Conference on Harmonics and Quality of Power*.
- Machado, O. F., Silva, S. R. and Aguirre, L. A. (2008). Uma abordagem prática sobre a estimacão de harmônicos variantes no tempo utilizando estimadores recursivos, *XVII Congresso Brasileiro de Automática (CBA 2008)*, Juiz de Fora (MG).
- Marques, C. A. G., Gomes, P. H. C., Ribeiro, M. V. and da Silva, E. A. B. (2009). Técnica de estimacão de harmônicos para implementacão em DSP de baixo custo, *Controle e Automacão* **20**(4): 589–608.
- Nascimento, C. F., Jr, A. A. O., Goedel, A., Silva, I. N. and Serni, P. J. A. (2008). Aplicacão de redes neurais na determinacão do conteúdo harmônico da corrente de carga não-linear em sistemas de potência monofásicos, *XVII Congresso Brasileiro de Automática (CBA 2008)*, Juiz de Fora (MG).
- Smith, S. W. (1999). *The Scientist and Engineer's Guide to Digital Signal Processing*, second edn, California Technical Publishing.
- Society, I. I. A. S. . P. E. (1992). Ieee recommended practices and requeriments for harmonic control in electrical power systems, *Technical report*, IEEE.
- Sun, H., Allen, G. H. and Cain, G. D. (1996). A new filter-bank configuration for harmonic measurement, *IEEE Trans. on Instrumentation and Measurement* **45**(3): 739–744.
- Tomić, J. J., Kušljević, M. D. and Vujičić, V. V. (2007). A new power system digital harmonic analyzer, *IEEE Trans. on Power Delivery* **22**(2): 772–780.