

Estimação de Harmônicos Usando o Conceito de Demodulação de Sinais

Cristiano A. G. Marques

Universidade Federal do Rio de Janeiro – COPPE

Eduardo A. B. Silva

Universidade Federal do Rio de Janeiro - COPPE

Moisés V. Ribeiro

Universidade Federal de Juiz de Fora – PPEE

Pedro H. C. Gomes

Eletróbrás

Resumo — Este trabalho aborda uma nova técnica para a estimação de harmônicos (amplitude e fase) com reduzida complexidade computacional para implementação em hardware. A técnica proposta faz uso de três simples e eficientes filtros média-móvel usando o conceito de demodulação de sinais. Como resultado, estimações de harmônicos em 0,5, 1 e 2 ciclos da componente fundamental são obtidos. Resultados obtidos com sinais elétricos sintéticos e sinal real (medido) indicam que a técnica proposta é bastante interessante para implementação em hardware de baixo custo. A técnica é também avaliada através da implementação com o DSP TMS320F2812.

Palavras-chaves — Demodulação de sinal, estimação de harmônicos, estimação de amplitude, estimação de fase.

I. INTRODUÇÃO

Com o avanço da eletrônica de potência, mais e mais cargas não-lineares vão sendo conectadas ao sistema elétrico, levando a um significativo aumento do conteúdo harmônico presente no mesmo. Elevado conteúdo harmônico tende a gerar sérios problemas, tanto para os consumidores de energia quanto para as concessionárias. Problemas, tais como perdas ôhmicas nas linhas de transmissão e distribuição, mau funcionamento dos equipamentos de proteção, superaquecimento nos motores, erros em medidores de energia, surgimento de ressonância série e paralela, etc, são devidos ao elevado conteúdo harmônico do sinal [1].

Assim sendo, a correta estimação dos harmônicos de ordem maior que 1 é o primeiro passo para que ações concretas de caráter preditivo, preventivo ou corretivo sejam tomadas para eliminar ou amenizar os problemas causados em um local analisado. Por outro lado, a estimação do primeiro harmônico (ou componente fundamental) também é de grande valia para aplicações de controle, proteção de sistemas, tarifação de energia e qualidade da energia elétrica (QEE). Como a componente fundamental carrega quase a totalidade da energia do sinal, normalmente, seu tempo de estimação deve ser menor do que o tempo de estimação dos componentes harmônicos de ordem maior que 1.

Diversas técnicas tem sido desenvolvidas nos últimos anos para a estimação de harmônicos. Técnicas baseadas em processamento de sinais incluem: DFT (*discrete Fourier transform*) [2]; filtros de Kalman [3]-[4]; PLL (*phase-locked loop*) [5]; gradiente Gauss-Newton [6]; redes neurais [7]; etc. Os problemas associados a estas técnicas estão entre complexidade computacional, atraso de estimação e desempenho quando os parâmetros do sinal variam com o tempo.

Visando lidar com estes problemas e ao mesmo tempo oferecer uma solução que seja simples de ser implementada em hardware de baixo custo, nesta contribuição é proposta uma nova técnica para a estimação de harmônicos baseada no conceito de demodulação de sinais. Métodos de demodulação já foram utilizados para a estimação da componente fundamental com o uso do filtro de Bessel [8]. Entretanto, tais métodos apresentam significativos atrasos de estimação e se limitam a estimação dos parâmetros da componente fundamental. Diferentemente, este trabalho faz uma extensão da técnica de demodulação para a estimação tanto da componente fundamental quanto de componentes harmônicos. A vantagem é o reduzido custo computacional obtido devido ao uso da forma recursiva do filtro média-móvel, aliado ao bom desempenho.

II. FORMULAÇÃO DA TÉCNICA

Considere que o sinal do sistema elétrico seja dado por

$$x(t) = \sum_{h=1}^N A_h \cos[h\Omega_0 t + \phi_h] + \eta(t), \quad (1)$$

onde A_h e ϕ_h são, respectivamente, a amplitude e a fase do harmônico de ordem h , Ω_0 é a frequência angular fundamental, N é a maior ordem dos harmônicos presentes no sinal, e $\eta(t)$ representa a contribuição de ruído, inter-harmônicos e transitórios de várias espécies.

Agora, considere os sinais demoduladores

$$d_c(t) = \cos(h_k \Omega_0 t) \quad (2)$$

e

$$d_s(t) = \sin(h_k \Omega_0 t), \quad (3)$$

em que h_k pode assumir os valores 1, 2, 3 ... N , o qual representa o harmônico a ser estimado.

Para a realização da demodulação, multiplica-se $x(t)$ tanto por $d_c(t)$ quanto por $d_s(t)$, resultando em

$$y_c(t) = \sum_{h=1}^N A_h \cos[h\Omega_0 t + \phi_h] \cos(h_k \Omega_0 t) + \eta(t) \cos(h_k \Omega_0 t) \quad (4)$$

e

$$y_s(t) = \sum_{h=1}^N A_h \cos[h\Omega_0 t + \phi_h] \sin(h_k \Omega_0 t) + \eta(t) \sin(h_k \Omega_0 t), \quad (5)$$

respectivamente.

Por identidades trigonométricas, as equações (4) e (5) assumem

$$y_c(t) = \frac{1}{2} A_{h_k} \cos(\phi_{h_k}) + \sum_{h=1, h \neq h_k}^N \frac{1}{2} A_h \cos(h\Omega_0 t + h_k \Omega_0 t + \phi_h) \quad (6)$$

$$+ \sum_{h=1, h \neq h_k}^N \frac{1}{2} A_h \cos(h\Omega_0 t - h_k \Omega_0 t + \phi_h) + \eta(t) \cos(h_k \Omega_0 t)$$

e

$$y_s(t) = -\frac{1}{2} A_{h_k} \sin(\phi_{h_k}) + \sum_{h=1}^N \frac{1}{2} A_h \sin(h\Omega_0 t + h_k \Omega_0 t + \phi_h) \quad (7)$$

$$- \sum_{h=1, h \neq h_k}^N \frac{1}{2} A_h \sin(h\Omega_0 t - h_k \Omega_0 t + \phi_h) + \eta(t) \sin(h_k \Omega_0 t),$$

respectivamente.

Examinando o espectro dos sinais (6) e (7), e desconsiderando as parcelas $\eta(t) \cos(h_k \Omega_0 t)$ e $\eta(t) \sin(h_k \Omega_0 t)$, nota-se que estes sinais ocupam, cada qual, somente as frequências discretas $0, \Omega_0, 2\Omega_0, 3\Omega_0, \dots, (N + h_k)\Omega_0$. Assim, se estes sinais forem filtrados por um filtro passa-baixas bastante seletivo com frequência de corte próxima de zero, ou que elimine especificamente as componentes espectrais $\Omega_0, 2\Omega_0, 3\Omega_0, \dots, (N + h_k)\Omega_0$, as versões filtradas de (6) e (7) serão expressas por

$$y_{cf}(t) = \frac{1}{2} A_{h_k} \cos(\phi_{h_k}) \quad (8)$$

e

$$y_{sf}(t) = -\frac{1}{2} A_{h_k} \sin(\phi_{h_k}), \quad (9)$$

respectivamente.

Assim, utilizando as expressões de $y_{cf}(t)$ e $y_{sf}(t)$, a amplitude e a fase do componente harmônico de interesse presente no sinal original $x(t)$ podem ser estimadas por

$$\hat{A}_{h_k}(t) = 2\sqrt{y_{cf}^2(t) + y_{sf}^2(t)} \quad (10)$$

e

$$\hat{\phi}_{h_k}(t) = -\arctan\left(\frac{y_{sf}(t)}{y_{cf}(t)}\right), \quad (11)$$

respectivamente.

Dessa forma, considerando o desenvolvimento realizado, a técnica se resume ao diagrama de blocos mostrado na Fig. 1.

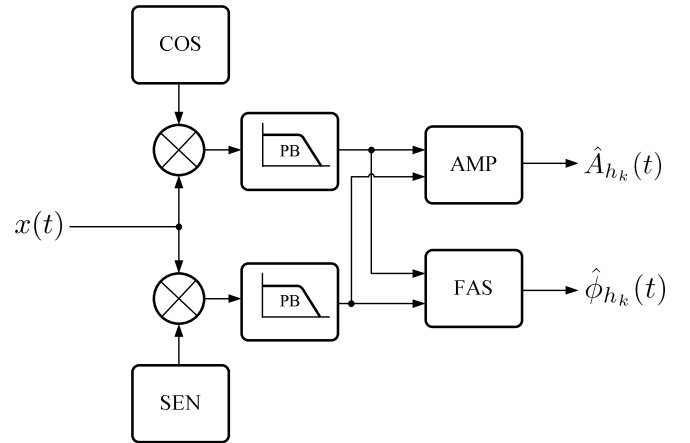


Fig. 1. Diagrama de blocos da técnica proposta.

Onde os blocos COS, SIN implementam os sinais demoduladores $d_c(t)$ e $d_s(t)$, respectivamente; e os blocos PB implementam os filtros passa-baixas. Já os blocos AMP e FAS implementam as operações representadas nas equações (10) e (11).

É importante mencionar que a desconsideração das parcelas $\eta(t) \cos(h_k \Omega_0 t)$ e $\eta(t) \sin(h_k \Omega_0 t)$ foi feita pelo fato de corresponderem a distúrbios menos significativos do ponto de vista de estado permanente, comparado com os componentes harmônicos. Além disso, a filtragem passa-baixas elimina naturalmente a maior parte destas parcelas. No entanto, se tal parcela for significativa, uma filtragem bastante seletiva pode ser utilizada para tornar a estimativa mais precisa. Note que o uso de técnicas de filtragem mais robustas demandariam maior complexidade de implementação em hardware e maior tempo de convergência do algoritmo. Ao contrário, o objetivo do presente trabalho é utilizar uma estratégia de filtragem que possa ser implementada em hardware de baixo custo e que seja imune aos principais distúrbios de estado permanente, os harmônicos.

Vale ainda ressaltar que uma importante propriedade da técnica, diferentemente de técnicas tais como DFT, PLL e filtros de Kalman, é que a mesma faz a estimação da fase intrínseca do sinal (ϕ) e não do argumento do sinal ($\Omega_0 t + \phi$). Isto leva à não necessidade de utilizar a variável tempo para o cálculo de ϕ .

II. IMPLEMENTAÇÃO DA TÉCNICA PROPOSTA

A implementação da formulação descrita na seção anterior é feita de forma mais eficiente e robusta de maneira digital. O sinal é inicialmente discretizado para que seja processado em hardware tais como DSP (*digital signal processor*) e FPGA (*field programmable gate array*), de forma que todas as outras etapas como a demodulação, filtragem e cálculo dos

parâmetros são realizadas no tempo discreto, e o resultado é obtido a cada amostra. A seguir, a descrição de cada uma destas etapas é contemplada de forma mais detalhada.

A. Sinal Discretizado

A forma discreta do sinal de entrada (1) é dada por

$$x[n] = \sum_{h=1}^N A_h \cos(h\omega_0 n + \phi_h) + \eta[n], \quad (12)$$

em que $\omega_0 = \Omega_0 / f_s$ é a frequência angular fundamental discreta e f_s é a frequência de amostragem.

B. Demodulação

A demodulação é realizada pelos sinais senoidais (equações (2) e (3)) em suas formas discretas

$$d_c[n] = \cos(\omega_m n) \quad (13)$$

e

$$d_s[n] = \sin(\omega_m n), \quad (14)$$

em que $\omega_m = \Omega_m / f_s$ é a frequência de demodulação discreta.

C. Filtragem

A filtragem pode ser realizada com filtros digitais IIR (*infinite impulse response*) ou FIR (*finite impulse response*). O problema de filtros IIR é que os mesmos geram transitórios significativos em suas saídas e ainda são mais difíceis de serem implementados em hardware do que filtros FIR, uma vez que filtros IIR podem se tornar instáveis devido à implementação em ponto fixo. Além disso, como não possuem fase linear, tendem a gerar distorções na estimativa da fase [9]. Dessa forma, procurou-se atender os requisitos de filtragem com um filtro FIR.

A idéia básica para o projeto do filtro foi a seguinte: dado um sinal com uma componente CC (corrente contínua) e diversos sinais senoidais somados (sinal demodulado), o problema se resumiria em eliminar os sinais senoidais e deixar passar somente o sinal CC com um filtro passa-baixas simples. Uma solução simples para o problema é a extração da média do sinal utilizando pelo menos 1 ciclo da componente de menor frequência presente no sinal. Como a média de um sinal senoidal calculada em 1 ciclo do mesmo é nula e a de um sinal CC é o seu valor, o resultado da média do sinal seria o valor da componente CC do sinal, que é o valor de interesse. Note que todos os sinais harmônicos senoidais seriam eliminados pelo fato de suas frequências serem múltiplas da componente de menor frequência, implicando também em valores nulos para a média.

A média de um sinal pode ser eficientemente implementada por um filtro média-móvel, cuja equação recursiva é dada por [9]

$$y[n] = y[n-1] + \frac{1}{M+1}(x[n] - x[n-M-1]), \quad (15)$$

onde $x[n]$, $y[n]$ e M representam, a entrada, saída e a ordem do filtro.

Considerando somente a estimação da componente fundamental sem harmônicos, cujo o sinal depois da demodulação apresenta uma componente em $2f_0$ na frequência (donde $f_0 = \Omega_0 / (2\pi)$), a média de meio ciclo correspondendo ao tempo de $1/(2f_0)$ é suficiente para eliminar esta componente. Assim, pode-se usar um filtro FIR média-móvel de meio ciclo (filtro 1). A magnitude da resposta em frequência deste filtro é mostrada na Fig. 2 para $M = 7$, correspondendo a uma frequência de amostragem de $f_s = 16 \times 60$ Hz.

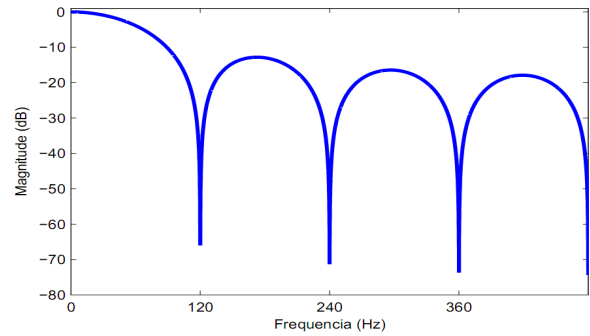


Fig. 2. Magnitude da resposta em frequência do filtro 1.

Como pode ser visto por esta figura, tal filtro possui zeros somente nas frequências harmônicas pares, portanto não rejeitaria satisfatoriamente frequências harmônicas ímpares do sinal demodulado, as quais correspondem a frequências harmônicas pares do sinal original $x(t)$ (ver equações (6) e (7)). Isto é suficiente para a estimação da componente fundamental (ou 1º harmônico) corrompida somente por harmônicos ímpares (maior parte dos casos), assim como para a estimação destes últimos.

Já o mesmo filtro, mas agora de comprimento correspondendo a 1 ciclo (filtro 2) é suficiente para eliminar todas as frequências harmônicas, possibilitando de forma satisfatória a estimação de todos os harmônicos. Sua resposta em frequência é mostrada na Fig. 3, considerando $M = 15$.

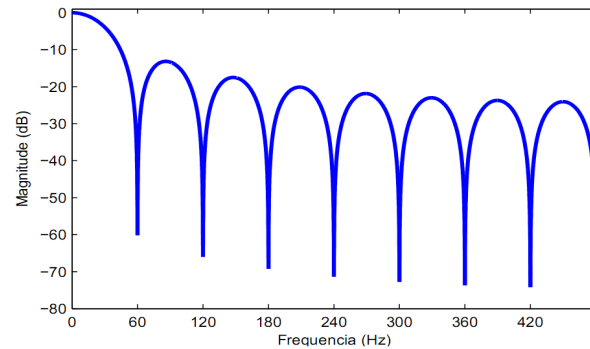


Fig. 3. Magnitude da resposta em frequência do filtro 2.

Uma versão com maior atenuação pode ser ainda obtida com dois filtros de comprimento correspondente a 1 ciclo em cascata. Sua resposta em frequência é semelhante a resposta em frequência do filtro 2, mas, apresentando uma atenuação nos componentes harmônicos próxima a -140 dB.

III. ANÁLISE DE DESEMPENHO

Para uma análise de desempenho da técnica proposta, foi gerado o seguinte sinal com frequência de amostragem de $f_s = 15.360$ Hz e frequência fundamental de $f_0 = 60$ Hz:

$$\begin{aligned}
 x[n] = & \cos(\omega_0 n + \phi_1) + \frac{1}{3} \cos(3\omega_0 n + \phi_3) + \frac{1}{5} \cos(5\omega_0 n + \phi_5) \\
 & + \frac{1}{7} \cos(7\omega_0 n + \phi_7) + \frac{1}{9} \cos(9\omega_0 n + \phi_9) + \frac{1}{11} \cos(11\omega_0 n + \phi_{11}) \\
 & + \frac{1}{13} \cos(13\omega_0 n + \phi_{13}) + \frac{1}{15} \cos(15\omega_0 n + \phi_{15}) + v(n),
 \end{aligned} \tag{16}$$

em que $v(n)$ é um ruído branco Gaussiano de média zero e variância σ^2 tal que a relação sinal ruído (SNR - *signal-to-noise ratio*) entre a componente fundamental e o ruído é de 60 dB.

A estimação da amplitude e da fase para a componente fundamental deste sinal é dada na Fig. 4, neste caso foi utilizado o filtro 1.

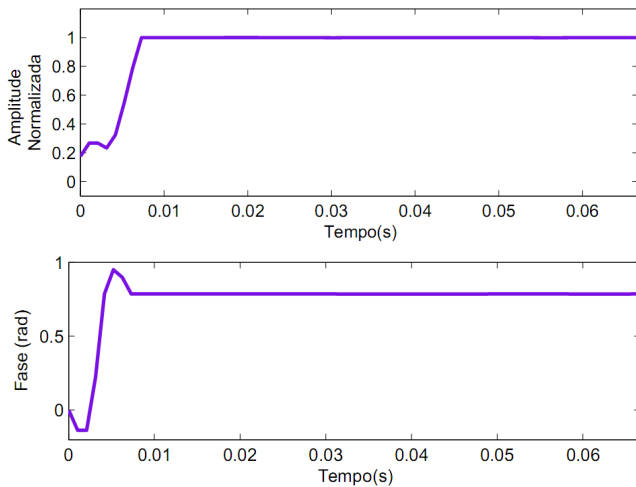


Fig. 4. Estimação da componente fundamental do sinal (16) com a técnica proposta utilizando o filtro 1.

Para a obtenção destes resultados, foram adotados os seguintes valores para as fases: $\phi_1 = 0,78$, $\phi_3 = 1,2$ rad, $\phi_5 = 0,8$ rad, $\phi_7 = 0,4$ rad, $\phi_9 = 0$ rad, $\phi_{11} = -0,4$ rad, $\phi_{13} = -0,8$ rad e $\phi_{15} = -1,2$ rad. Os resultados da estimação dos outros harmônicos deste sinal, agora utilizando o filtro 3, são apresentados nas Figs. 5 e 6.

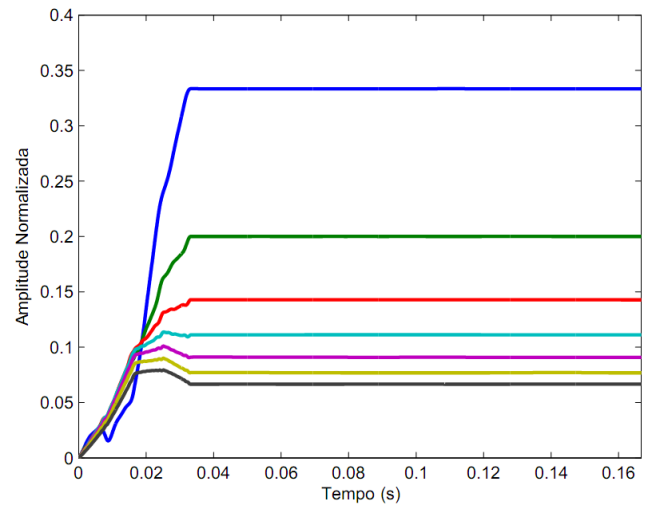


Fig. 5. Estimação das amplitudes dos harmônicos do sinal (16) com a técnica proposta utilizando o filtro 3

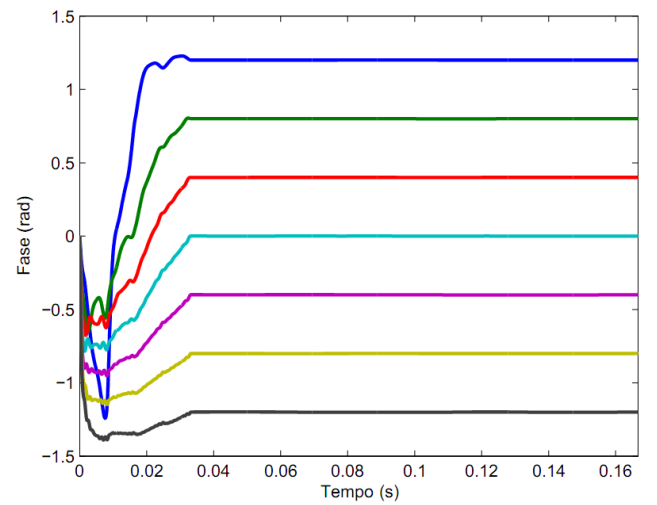


Fig. 6. Estimação das fases dos harmônicos do sinal (16) com a técnica proposta utilizando o filtro 3.

Nestas figuras as estimativas estão representadas do 3º ao 15º harmônico em ordem decrescente de amplitude ou fase. Nota-se, pelos resultados, que para todas as componentes a estimação tem atraso correspondendo ao comprimento do filtro (1/2 e 2 ciclos). Resultados semelhantes podem ser obtidos utilizando o filtro 2.

Note que para a simplificação da apresentação dos resultados, harmônicos pares não foram considerados, devido ao fato de serem frequentemente menos presentes em sistemas elétricos. Entretanto, é importante salientar que tais harmônicos podem ser naturalmente estimados utilizando a técnica proposta.

Objetivando avaliar o erro da estimação, foi calculado o erro quadrático médio (MSE - *mean squared error*). Para a componente fundamental os valores obtidos foram de $1,13 \times 10^{-7}$ e $0,81 \times 10^{-7}$ para amplitude e fase, respectivamente. Para os componentes harmônicos, os valores do MSE para a amplitude são dados na Fig. 7.

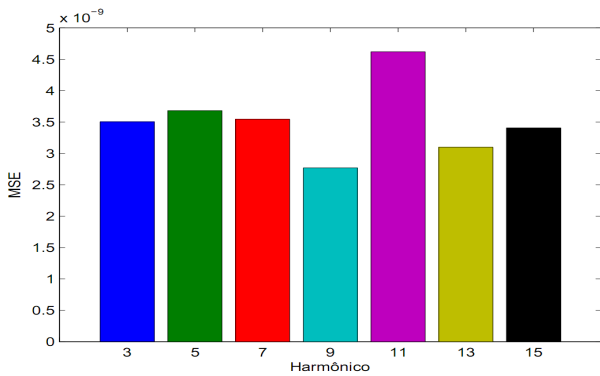


Fig. 7. Valores do MSE para a estimação das amplitudes dos harmônicos do sinal (16).

Na Fig. 8 é considerada a estimação da amplitude dos harmônicos do sinal (16) quando ocorre uma queda temporária de 50% no sinal. Nota-se o mesmo atraso para a estimação, correspondendo a 2 ciclos.

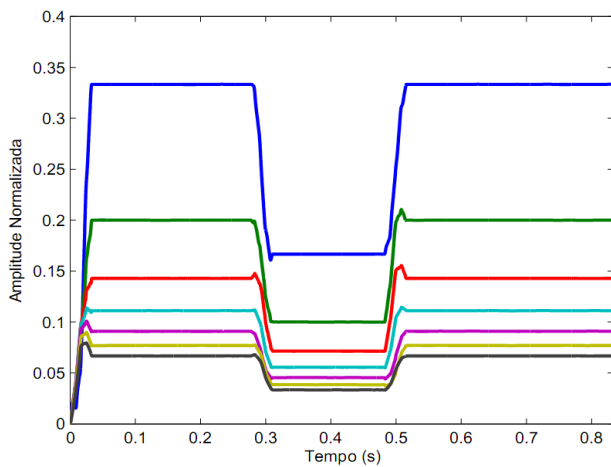


Fig. 8. Estimação dos harmônicos do sinal (16) na ocorrência de uma queda de 50% na amplitude .

A título de ilustração, o desempenho da técnica também é avaliado quando a frequência fundamental do sinal varia de 56 a 64 Hz para o mesmo sinal. Assim, na Fig. 9 o MSE em dB (decibéis) é apresentado para a estimação das amplitudes dos harmônicos no caso de variação da frequência do sinal.

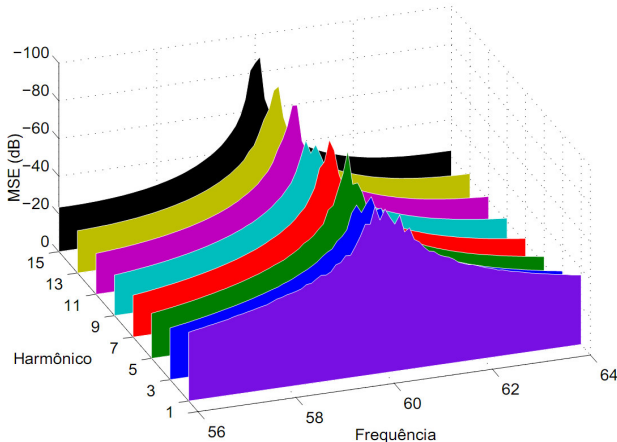


Fig. 9. Valores do MSE da estimação dos harmônicos do sinal dado em (16) quando a frequência fundamental do sinal varia de 56 a 64 Hz.

Por estes resultados, observa-se maiores valores do MSE quando a frequência do sinal possui maiores desvios em relação ao seu valor nominal de 60 Hz. No entanto, é importante notar que, esta variação de frequência adotada para simulação é consideravelmente elevada em relação àquela comumente encontrada na prática. Pois desvios na frequência do sinal maiores que ± 0.1 Hz são raros em sistemas elétricos interligados [10].

O algoritmo proposto nesse trabalho também foi implementado em um microprocessador (DSP) de 32 bits (TMS320F2812) [11], da Texas Instruments®. Para simular um ambiente de programação com precisão finita de 16 bits, (que no momento é utilizado por um grande número de microprocessadores disponíveis no mercado). Todas as variáveis utilizadas na implementação do algoritmo foram quantizadas em 16 bits; e para as operações de soma e multiplicação, foram utilizadas variáveis de 32 bits que, nesse caso, representam alguns registradores presentes nas ALUs (*Arithmetic Logic Units*) de diversos DSP's de 16 bits. O sinal de entrada (16) utilizado na simulação foi gerado internamente pelo DSP e, em seguida, quantizado com 12 bits, para representar o conversor analógico-digital do microprocessador utilizado (TMS320F2812). Desse modo, a Fig. 10 mostra a estimação da amplitude e da fase da componente fundamental quando o sinal dado na equação (16) é sintetizado pelo DSP utilizando o filtro 1. Os valores do MSE são de $1,8535 \times 10^{-5}$ e $1,1272 \times 10^{-5}$ para a amplitude e a fase, respectivamente. Para a estimação dos outros harmônicos, foi utilizado o filtro 3. Tais resultados estão expostos na Fig. 11. O maior valor do MSE neste caso foi de $1,0185 \times 10^{-5}$ para o 3º harmônico. Note que aqui os erros de quantização também afetam as estimativas.

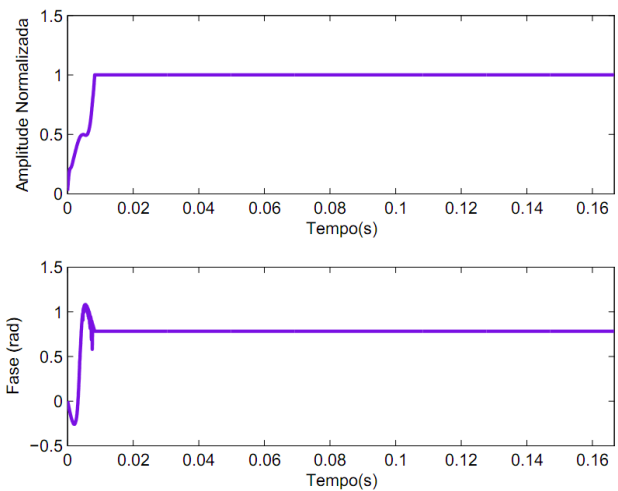


Fig. 10 Estimação da amplitude e fase da componente fundamental do sinal dado em (16) utilizando o DSP TMS320F2812.

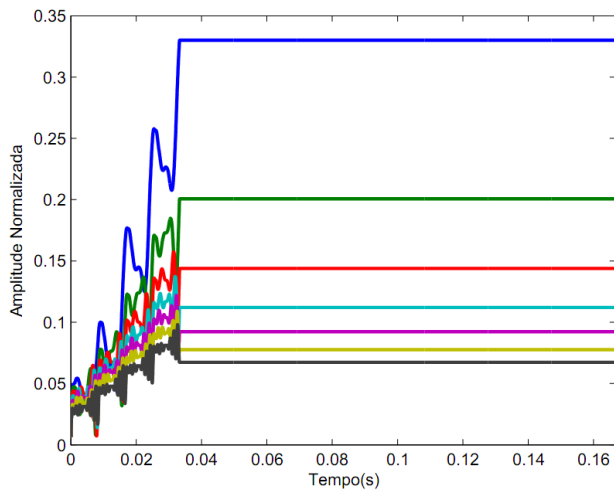


Fig. 11. Estimação da amplitude dos harmônicos do sinal dado em (16) utilizando o DSP TMS320F2812.

Na tabela 1 é apresentado o MSE aferido na estimação dos harmônicos de um sinal real, cujo espectro é visto na Fig. 12, com a técnica proposta e com uma recente técnica introduzida em [5], o EPLL (*enhanced locked loop*). Já na tabela 2 é fornecido os valores médios das estimativas. Tal sinal corresponde a uma corrente de carga de um consumidor industrial. É importante notar pelo espectro do sinal, que a amplitude dos harmônicos pares é pouco significativa, quase inexistente, quando comparada com os harmônicos ímpares. Este espectro foi calculado pela FFT (*fast Fourier transform*) com todo o sinal disponível

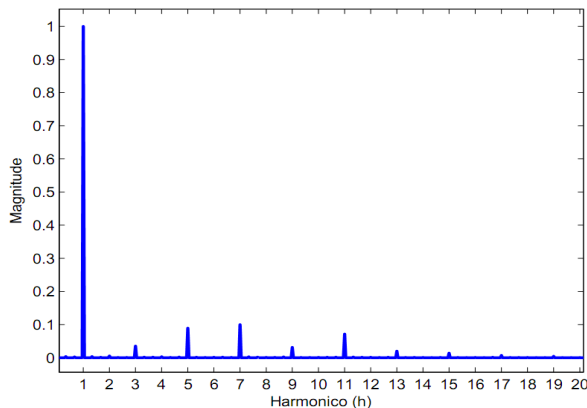


Fig. 12. Espectro do sinal real de corrente de um consumidor industrial.

TABELA I. COMPARAÇÃO DE DESEMPENHO CONSIDERANDO O MSE DA ESTIMAÇÃO DOS HARMÔNICOS DE UM SINAL REAL DE CORRENTE DE UM CONSUMIDOR INDUSTRIAL.

Harmônico	Técnica Proposta	EPLL
fundamental	$0,3784 \times 10^{-5}$	$0,0014 \times 10^{-3}$
3º harmônico	$0,0386 \times 10^{-5}$	$0,3882 \times 10^{-3}$
5º harmônico	$0,0430 \times 10^{-5}$	$0,0055 \times 10^{-3}$
7º harmônico	$0,2082 \times 10^{-5}$	$0,0049 \times 10^{-3}$
9º harmônico	$0,1346 \times 10^{-5}$	$0,0456 \times 10^{-3}$
11º harmônico	$0,0160 \times 10^{-5}$	$0,0308 \times 10^{-3}$
13º harmônico	$0,0641 \times 10^{-5}$	$0,0100 \times 10^{-3}$
15º harmônico	$0,2786 \times 10^{-5}$	$0,1660 \times 10^{-3}$

TABELA II. COMPARAÇÃO DE DESEMPENHO CONSIDERANDO A MÉDIA DA ESTIMAÇÃO DOS HARMÔNICOS DE UM SINAL REAL DE CORRENTE DE UM CONSUMIDOR INDUSTRIAL.

Harmônico	Real	Técnica Proposta	EPLL
fundamental	1,0000	1,0015	1,0003
3º harmônico	0,0351	0,0357	0,0370
5º harmônico	0,0890	0,0889	0,0887
7º harmônico	0,0998	0,1003	0,0999
9º harmônico	0,0311	0,0299	0,0318
11º harmônico	0,0714	0,0717	0,0755
13º harmônico	0,0197	0,0195	0,0203
15º harmônico	0,0138	0,0134	0,0163

V. CONCLUSÕES

Neste artigo foi apresentada uma nova técnica para a estimação de harmônicos. A técnica apresenta um método simples e eficiente de filtragem utilizando filtros média-móvel, o que a torna uma boa alternativa para implementação em hardware de baixo custo. Resultados mostraram bom desempenho para a técnica, mesmo na presença de variações no sinal de entrada. A técnica proposta é capaz de estimar harmônicos em 1/2, 1 e 2 ciclos da componente fundamental, fazendo com que a mesma seja atraente para diversas aplicações em sistemas elétricos de potência.

REFERÊNCIAS

- [1] F. F. Costa, A. J. M. Cardoso, e D. A. Fernandes (2007). Harmonic analysis based on Kalman filtering and Prony's method, Proc. Int. Conf. Power Engineering, Power Electrical Drives, pp. 696–701.
- [2] T. A. George (1991). Harmonic power flow determination using the fast fourier transform, IEEE Trans. on Power Delivery 2(2): 530–535.
- [3] S. Liu (1998). An adaptive kalman filter for dynamic estimation of harmonics signals, 8a International Conference on Harmonics and Quality of Power
- [4] H. Ma e A. A. Girgis (1996). Identification and tracking of harmonic sources in power system using Kalman filter, IEEE Trans. On Power Delivery. 11(4): 1659–1665.
- [5] M. K.-Ghartemani e M. R. Iravani (2005). Measurement of harmonics/inter-harmonics of time-varying frequencies, IEEE Trans. on Power Delivery 20(1): 23–31.
- [6] H. Sun, G. H. Allen e G. D. Cain (1996). A new filter-bank configuration for harmonic measurement, IEEE Trans. on Instrumentation and Measurement 45(3): 739–744.
- [7] L. L. Lai, W. L. Chan, C. T. Tse, e A. T. P. So (1999). Real-time frequency and harmonic evaluation using artificial neural networks, IEEE Trans. on Power Delivery 14(1): 52–59.
- [8] A. G. Phadke, B. Pickett, M. Adamiak, M. Begovic, G. Benmouyal, R. O. Burnett Jr., T. W. Cease, J. Goossens, D.J. Hansen, M. Kezunovic, L. L. Mankoff, P.G. McLaren, G. Michel, R. J. Murphy, J. Nordstrom, M.S. Sachdev, H. S. Smith, J. S. Thorp, M. Trotignon, T. C. Wang, and M. A. Xavier, "Synchronized sampling and phasor measurements for relaying and control," IEEE Trans. on Instrumentation and Measurement, vol. 9, no. 1, pp. 442–452, Jan. 1994
- [9] P. S. R. Diniz, E. A. B. Silva, and S. L. Netto, Digital Signal Processing: System Analysis and Design, Cambridge University Press., 2002.
- [10] I. P. E. Society (2003). IEEE guide for application and specification of harmonic filters, Technical report, IEEE.
- [11] TI (2001). TMS320F2810, TMS320F2810 digital signal processors, Technical report, Texas Instruments.