

---

# TÉCNICA DE ESTIMAÇÃO DE HARMÔNICOS PARA IMPLEMENTAÇÃO EM DSP DE BAIXO CUSTO

**Cristiano Augusto Gomes Marques\***

cristiano.marques@engenharia.ufjf.br

**Pedro Henrique de Castro Gomes<sup>‡</sup>**

pedro.gomes@eletrobras.com

**Moisés Vidal Ribeiro<sup>†</sup>**

mribeiro@ieee.org

**Eduardo Antônio Barros da Silva\***

eduardo@lps.ufrj.br

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

<sup>†</sup>Universidade Federal de Juiz de Fora  
PPEE  
Juiz de Fora, MG, Brasil

<sup>‡</sup>ELETROBRÁS  
Rio de Janeiro, RJ, Brasil

---

## ABSTRACT

### Harmonic Estimation Technique for Low-cost DSP Implementation.

This work presents a new technique for harmonic estimation (amplitude and phase) with reduced complexity for DSP implementation. This makes use of demodulation followed by filtering approaches. As a result, harmonic estimations with 1/2, 1 and 2 cycles of the fundamental component are attained. Results obtained with synthetic and measured electric power signals indicate that this technique can be a very interesting one for low-cost DSP implementation. The suitability of finite-precision implementation of the proposed technique is presented and evaluated with DSP TMS320F2812.

**KEYWORDS:** Signal demodulation, harmonic estimation, amplitude estimation, phase estimation, digital filtering.

## RESUMO

Este trabalho aborda uma nova técnica para a estimação de harmônicos (amplitude e fase) com reduzida complexidade computacional para implementação em DSP. A técnica utiliza demodulação do sinal seguida de filtragem. Como resultado, estimações de harmônicos em 1/2, 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 DSP de baixo custo. A adequação da técnica para implementação em precisão finita é avaliada através da utilização do DSP TMS320F2812.

**PALAVRAS-CHAVE:** Demodulação de sinal, estimação de harmônicos, estimação de amplitude, estimação de fase, filtragem digital.

## 1 INTRODUÇÃO

Com o aumento do uso de equipamentos advindos da eletrônica de potência, mais e mais cargas não-lineares são conectadas ao sistema elétrico, levando a um

---

Artigo submetido em 19/02/2009 (Id.: 00958)

Revisado em 14/05/2009, 27/10/2009

Aceito sob recomendação do Editor Associado Prof. Darizon Alves de Andrade

significativo aumento do conteúdo harmônico presente no mesmo. Elevado conteúdo harmônico presente no sinal elétrico (tensão e corrente) 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, mal funcionamento dos equipamentos de proteção, sobre-aquecimento nos motores, erros em medidores de energia, surgimento de ressonância série e paralela, dentre outros, são devidos ao elevado conteúdo harmônico do sinal (Filho, 2007), (Souza et al., 2005), (Gonzalez et al., 2005).

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. De fato, a estimação desses harmônicos é uma das principais tarefas de um equipamento 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 (Bollen et al., 2009).

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 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, exceto no caso da proteção de transformadores, em que certos harmônicos também devem ser estimados com o menor intervalo de tempo possível.

Diversas normas tratam a questão de harmônicos. O IEC (*International Electrotechnical Commission*) padroniza nas normas IEC 61000-4-x técnicas de teste e medição de harmônicos e outros distúrbios de QEE (IEC, n.d.). A norma européia EN 50160 aprovada pelo CENELEC (*Comité Européen de Normalisation Électrotechnique*) especifica características e limites de harmônicos (EN50160, n.d.). O IEEE (*Institute of Electrical and Electronics Engineers*) especifica na norma IEEE Std 1531-2003 os componentes, a proteção e o controle de filtros harmônicos (Society, 2003). Já na norma IEEE Std 519-1992 são determinados os limites de harmônicos e os métodos para controle dos mesmos (Society, 1992). No Brasil, a norma PRODIST-Módulo 8 da Agência Nacional de Energia Elétrica (ANEEL) estabelece a terminologia, a metodologia de medição, a instrumentação e os valores de referência para as distorções harmônicas do sistema elétrico brasileiro (ANEEL, 2007).

A norma IEC 61000-4-7 especifica que equipamentos de medição de harmônicos devem estimar os mesmos em 12 ciclos da componente fundamental para efeitos de

monitoramento de limites harmônicos. Já a norma IEEE Std 519-1992 recomenda estimação a partir de 1 ciclo da componente fundamental no caso do monitoramento de sinais com transitórios. Em quesitos de proteção de sistemas elétricos industriais, relés de alta velocidade típicos devem isolar uma falta em um tempo de operação entre 1 e 3 ciclos da componente fundamental (Society, 2001).

Diversas técnicas têm sido desenvolvidas nos últimos anos para a estimação de harmônicos. Em George (1991) é utilizado a DFT (*discrete Fourier transform*), que é uma versão discreta da transformada de Fourier para estimação de harmônicos assumindo periodicidade do sinal. A DFT é um dos algoritmos mais utilizados para este fim. Em Pádua et al. (2007) uma metodologia é proposta para a estimação da componente fundamental utilizando o algoritmo recursivo da DFT. Tal trabalho propõe dois algoritmos adicionais para garantir bom desempenho quando ocorrem desvios de frequência no sinal. Em Liu (1998) o filtro de Kalman adaptativo baseado na correlação é proposto para a estimação de harmônicos. Neste trabalho o autor propõe um algoritmo para lidar com o problema de estimação devido à variações abruptas no sinal. Em Machado et al. (2008) o autor utiliza o filtro de Kalman para estimar harmônicos variantes no tempo, concluindo que o mesmo é adequado para identificar o conteúdo harmônico de um sinal ao longo do tempo. A metodologia descrita em K.-Ghartemani e Iravani (2005) estima os harmônicos de um sinal utilizando diversas estruturas EPLL (*enhanced phase-locked loop*). O autor mostra que a metodologia proposta é adequada quando a frequência do sinal sofre grandes desvios em relação ao valor nominal. O EPLL também é utilizado em Carvalho (2008) para a estimação de harmônicos pela associação de bancos de filtros e processamento multitaxa. O método previne erros de *offset* nas estimativas e ainda aumenta a SNR (*signal-to-noise ratio*) nos estágios de estimação. Em Sun et al. (1996) a estimação de harmônicos é realizada por uma estrutura de banco de filtros ressonantes em laço que utiliza o algoritmo gradiente de Gauss-Newton. O algoritmo proposto por este trabalho é projetado para suportar desvios de frequência do sinal. Em Nascimento et al. (2008) é apresentado um método alternativo baseado em redes neurais artificiais para a estimação dos harmônicos da corrente de um controlador CA (corrente contínua) monofásico. Neste, as estimativas de amplitudes e fases são realizadas em 1/2 ciclo da componente fundamental. Em Ribeiro (2005) a técnica *notch filter warped DFT* é desenvolvida para a estimação de harmônicos com o auxílio de um filtro notch adaptativo. Tal técnica além de estimar os harmônicos do sinal, também faz uma estimativa da frequência do mesmo. Já em Rodrigues et al. (2005), filtros digitais maximamente planos são projetados para estimar harmônicos no caso de ocorrência de desvios de frequência do sinal. Ainda no mesmo trabalho, é mostrado como projetar uma família de janelas para a melhoria do

desempenho.

Cada uma das técnicas citadas possui sua vantagem e desvantagem. No entanto, nota-se ainda a necessidade do desenvolvimento de técnicas que sejam simples para serem implementadas em DSPs de baixo custo e que possuam baixa complexidade computacional. Visando oferecer uma solução que seja simples de ser implementada em DSP de baixo custo, nesta contribuição é proposta uma nova técnica para a estimação de harmônicos contemplando as seguintes características: *i*) um único modelo em que qualquer componente harmônico pode ser estimado sem alteração dos parâmetros de filtragem, *ii*) um algoritmo simples que pode ser implementado em DSP de baixo custo, *iii*) tempo de estimação de harmônicos ímpares com atraso correspondente de até 1/2 ciclo e harmônicos pares com atraso correspondente de até 1 ciclo, e, *iv*) possibilidade de aplicação em diversas áreas da engenharia, tais como controle, proteção e qualidade da energia elétrica.

A técnica proposta utiliza o método de demodulação inicialmente proposto em Phadke et al. (1994). Diferentemente da técnica introduzida em Phadke et al. (1994), em que somente a componente fundamental é estimada, a técnica proposta faz uso de uma nova abordagem de filtragem em que tanto a componente fundamental quanto os componentes harmônicos podem ser estimados.

O artigo é organizado da seguinte forma. A Seção 2 formula a técnica para a estimação de harmônicos. A Seção 3 discute a implementação da técnica. A Seção 4 faz uma análise de desempenho da técnica. E, finalmente, as conclusões do trabalho são apresentadas na Seção 5.

## 2 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  $\phi_h$  são, respectivamente, a amplitude e a fase do harmônico de ordem  $h$ ,  $\Omega_0$  é a frequência angular fundamental,  $N$  é a maior ordem dos harmônicos presentes no sinal, e  $\eta(t)$  representa a contribuição do ruído, inter-harmônicos e transitórios de várias espécies. É importante notar que os componentes harmônicos representados no sinal (1) são os elementos da série de Fourier do mesmo sinal, e que os mesmos não podem ser encontrados por sua forma contínua devido a não se ter acesso a equação analítica do sinal. Além disso, o componente  $\eta(t)$  não é periódico em um ciclo do sinal fundamental, dificultando este tipo de análise no tempo contínuo.

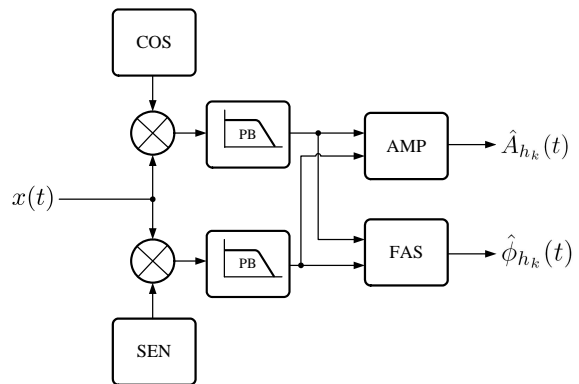


Figura 1: Diagrama de blocos da técnica proposta.

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  $1, 2, 3, \dots, N$ , o qual representa o harmônico de interesse 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

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

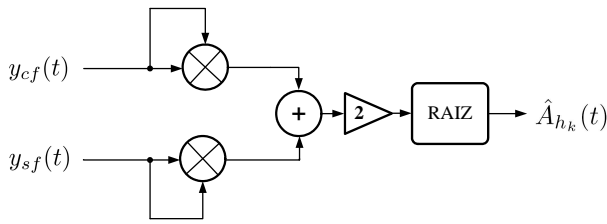


Figura 2: Esquema do bloco AMP.

$$+\eta(t) \cos(h_k \Omega_0 t)$$

e

$$y_s(t) = -\frac{1}{2} A_{h_k} \sin(\phi_{h_k}) \quad (7)$$

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

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 do sinal  $\Omega_0, 2\Omega_0, 3\Omega_0, \dots, (N + h_k)\Omega_0$ , 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. Note que  $y_{cf}(t)$  e  $y_{sf}(t)$  são as componentes CC (corrente contínua) dos sinais  $y_c(t)$  e  $y_s(t)$ , respectivamente. E, que todas as outras componentes, que são senoidais, foram eliminadas.

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

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

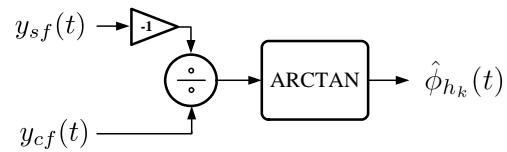


Figura 3: Esquema do bloco FAS.

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 figura 1, na qual os blocos COS e 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 estão representados, respectivamente, nas figuras 2 e 3. Nestes últimos, o bloco RAIZ extrai a raiz quadrada do sinal de sua entrada e o bloco ARCTAN realiza a função arco-tangente.

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 destes métodos mais robustos demandariam maior complexidade de implementação em DSP 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 DSP 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 ( $\phi_k$ ) e não do argumento ( $h\Omega_0 t + \phi_k$ ). Isto leva à não necessidade de utilizar a variável tempo para o cálculo de  $\phi_k$ . Outro detalhe refere-se ao fato de que o valor da fase do sinal estimado tem como referência o sinal  $d_c(t) = \cos(h_k \Omega_0 t)$ . Assim, no caso de se necessitar usar uma outra referência de fase (por exemplo, um outro sinal do sistema), deve-se realizar a diferença das duas estimativas.

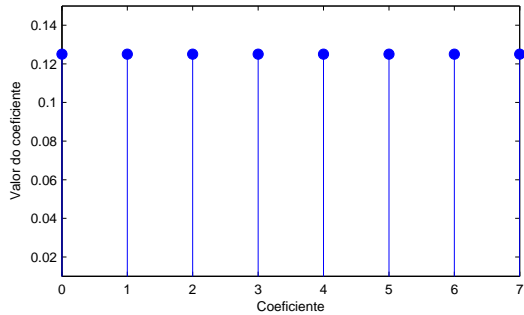


Figura 4: Coeficientes do filtro média-móvel de comprimento correspondente a 1/2 ciclo da componente fundamental considerando  $f_s = 16 \times 60$  Hz e  $f_0 = 60$  Hz.

### 3 IMPLEMENTAÇÃO DA TÉCNICA

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 no DSP, de forma que todas as outras etapas como a demodulação, filtragem e cálculo dos parâmetros sejam realizadas no tempo discreto, sendo o resultado atualizado a cada período de amostragem.

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

$$x[n] = \sum_{h=1}^N A_h \cos(hw_0n + \phi_h) + \eta[n], \quad (12)$$

onde  $w_0 = \Omega_0/f_s$  é a frequência angular fundamental discreta e  $f_s$  é a frequência de amostragem.

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

$$d_c[n] = \cos(h_k w_0 n) \quad (13)$$

e

$$d_s[n] = \sin(h_k w_0 n). \quad (14)$$

Note que para a implementação em DSP, tais sinais podem ser armazenados em vez de gerados, uma vez que são periódicos e fixos. Para isto, basta armazenar apenas 1 ciclo de cada um.

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

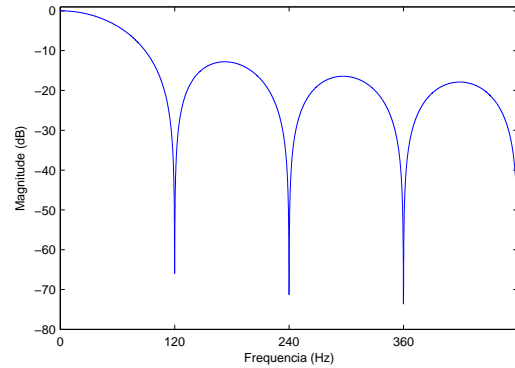


Figura 5: Magnitude da resposta em frequência do filtro média-móvel de comprimento correspondente a 1/2 ciclo da componente fundamental considerando  $f_s = 16 \times 60$  Hz e  $f_0 = 60$  Hz.

serem implementados em DSP do que filtros FIR, uma vez que filtros IIR podem se tornar instáveis devido à quantização de seus coeficientes com reduzido número de bits. Além disso, como não possuem fase linear, tendem a gerar distorções no cálculo da fase (Diniz et al., 2002). Dessa forma, procurou-se atender os requisitos de filtragem com um filtro FIR.

A motivação para o projeto do filtro é a seguinte: dado um sinal com uma componente CC (corrente contínua) e diversos sinais senoidais somados (sinal demodulado), o problema se resume 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. Como a média de um sinal senoidal 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 (Smith, 1999), cuja equação é

$$y[n] = \frac{1}{M+1} \sum_{i=0}^M x[n-i], \quad (15)$$

em que  $x[n]$  é o sinal de entrada,  $y[n]$  é o sinal de saída e  $M$  é a ordem do filtro. Esta estrutura corresponde a um filtro FIR do tipo 2, apresentando fase linear, cujos coeficientes são

dados por

$$h(n) = \begin{cases} \frac{1}{M+1} & \text{para } 0 \leq n \leq M \\ 0 & \text{para os demais valores de } n. \end{cases}$$

Uma importante característica a ser considerada para os filtros média-móvel, é que os mesmos podem ser implementados de forma recursiva, reduzindo de forma significativa o custo computacional e facilitando a implementação em DSP. A forma recursiva é dada por (Diniz et al., 2002)

$$y[n] = y[n-1] + \frac{1}{M+1}(x[n] - x[n-M-1]). \quad (16)$$

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  $1/(2f_0)$  é suficiente para eliminar esta componente. Assim, pode-se usar um filtro FIR média-móvel de meio ciclo (Filtro 1). Os coeficientes de tal filtro são mostrados na figura 4, onde é considerado  $M = 7$ , correspondendo a uma frequência de amostragem de  $f_s = 16 \times 60$  Hz. A magnitude da resposta em frequência deste filtro é mostrada na figura 5. 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 caso as mesmas existam, 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 estes 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 figura 6.

Uma versão com maior atenuação na banda de rejeição pode ser ainda obtida com dois filtros de comprimento correspondente a 1 ciclo em cascata, o que equivale a convoluir linearmente os coeficientes destes filtros resultando em um filtro correspondente a uma janela triangular (Filtro 3). Os coeficientes deste filtro e sua resposta em frequência são mostrados nas figuras 7 e 8 respectivamente. Na figura 8 é mostrada ainda a resposta em frequência do Filtro 2 para efeito de comparação das respostas em frequência. Note que a resposta ao impulso

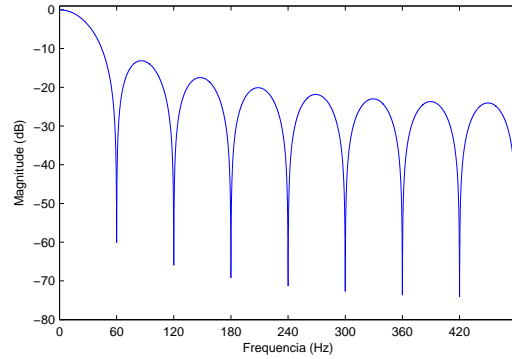


Figura 6: Magnitude da resposta em frequência do filtro média-móvel de comprimento correspondente a 1 ciclo da componente fundamental considerando  $f_s = 16 \times 60$  Hz e  $f_0 = 60$  Hz.

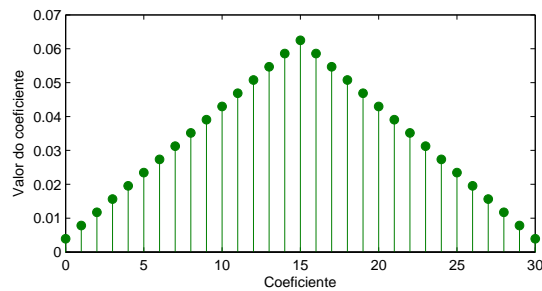


Figura 7: Coeficientes do filtro equivalente ao cascadeamento de dois filtros média-móvel de comprimento correspondente a 1 ciclo da componente fundamental considerando  $f_s = 16 \times 60$  Hz e  $f_0 = 60$  Hz.

mostrada na figura 7 não precisa ser implementada na prática, a mesma pode ser substituída por duas estruturas recursivas em cascata dadas pela equação (16). A figura 9 exemplifica esta situação. No nosso caso,  $H(z)$  representa a função de transferência da equação (16).

Note que todos os harmônicos (pares e ímpares) podem ser estimados utilizando um mesmo filtro (Filtro 2 ou 3), e que para a estimação de harmônicos ímpares pode-se utilizar qualquer um dos filtros (Filtro 1, 2 ou 3), possibilitando, assim, facilidade e simplicidade de implementação. O que muda para a estimação dos diferentes harmônicos são apenas os sinais demoduladores, um para cada harmônico. Já a frequência de amostragem ( $f_s$ ) do sinal deve corresponder a pelo menos o dobro da frequência do componente harmônico de maior frequência de interesse para estimação, de forma a satisfazer o teorema de amostragem de Nyquist (Diniz

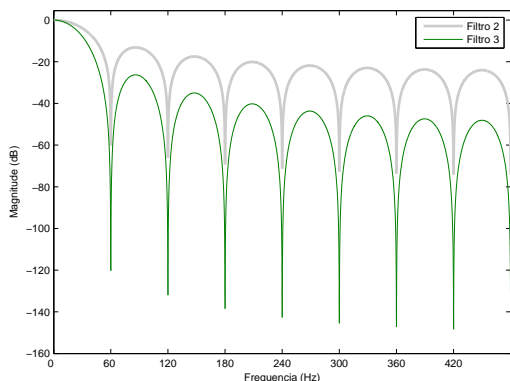


Figura 8: Magnitude da resposta em frequência do filtro equivalente ao cascadeamento de dois filtros média-móvel de comprimento correspondente a 1 ciclo da componente fundamental considerando  $f_s = 16 \times 60$  Hz e  $f_0 = 60$  Hz.

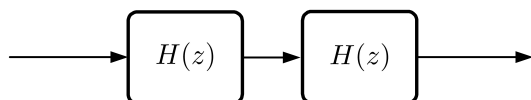


Figura 9: Estrutura de filtragem utilizando duas estruturas recursivas dadas pela equação (16).

et al., 2002).

É importante mencionar que filtros FIR com maior atenuação na banda de rejeição poderiam ser projetados com diversos algoritmos presentes na literatura (Diniz et al., 2002), (Mitra, 2005). No entanto, nenhum ofereceria complexidade computacional tão baixa e atenuação desejada nos componentes harmônicos como os filtros abordados neste trabalho.

Considerando os três filtros apresentados, para apresentação dos resultados nas seções que se seguem, serão definidas três versões diferentes para a técnica proposta:

- i) Versão DEMOD 1: Versão da técnica de demodulação proposta utilizando o comprimento do filtro correspondente a 1/2 ciclo da componente fundamental (Filtro 1);
- ii) Versão DEMOD 2: Versão da técnica de demodulação proposta utilizando o comprimento do filtro correspondente a 1 ciclo da componente fundamental (Filtro 2);
- iii) Versão DEMOD 3: Versão da técnica de demodulação proposta utilizando dois filtros de comprimento

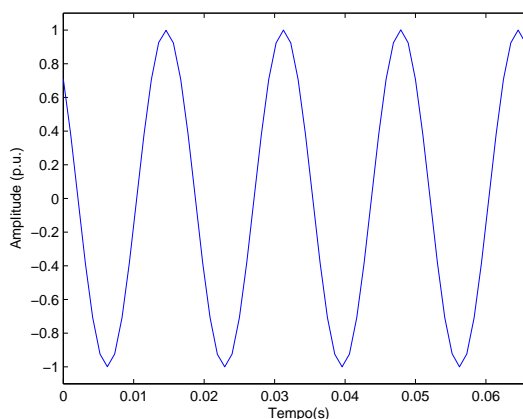


Figura 10: Forma de onda do sinal dado na equação (19).

Versão da técnica	Adequação para estimação	Atraso de estimação
DEMOD 1	Harmônicos ímpares	1/2 ciclo
DEMOD 2	Harmônicos pares e ímpares	1 ciclo
DEMOD 3	Harmônicos pares e ímpares	2 ciclos

Tabela 1: Adequação das versões da técnica proposta em relação a presença de harmônicos pares e/ou ímpares.

correspondente a 1 ciclo da componente fundamental em cascata (Filtro 3).

Na tabela 1 é exposto cada uma destas versões da técnica com suas respectivas adequações em relação a estimação de harmônicos ímpares e/ou pares assim como seus tempos de estimação.

O cálculo dos parâmetros (amplitude e fase) dos componentes harmônicos de interesse é realizado pelas versões discretas das equações (10) e (11) anteriores:

$$\hat{A}_{h_k}(n) = 2\sqrt{y_{cf}(n)^2 + y_{sf}(n)^2} \quad (17)$$

e

$$\hat{\phi}_{h_k}(n) = -\arctan\left(\frac{y_{sf}(n)}{y_{cf}(n)}\right). \quad (18)$$

## 4 ANÁLISE DE DESEMPENHO

Para uma análise de desempenho da técnica proposta, nas simulações a seguir, quando não especificado ao contrário, se considera a frequência fundamental do sinal igual a  $f_0 = 60$  Hz e a relação sinal ruído (SNR - *signal-to-noise ratio*) com o valor de 60 dB, que é o valor médio encontrado na prática (Tomić et al., 2007).

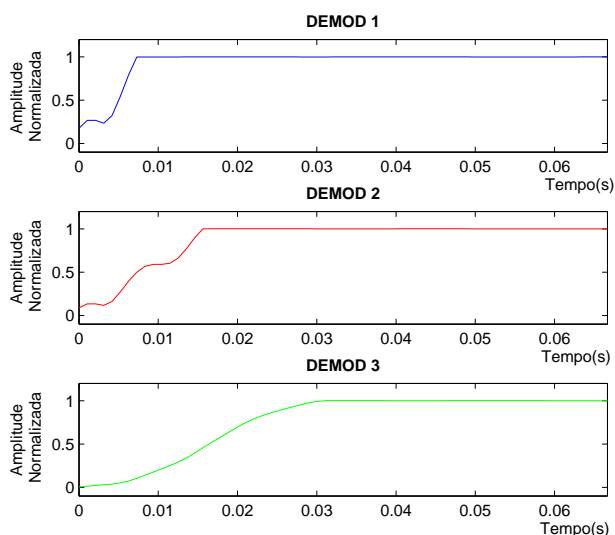


Figura 11: Estimação da amplitude da componente fundamental considerando o sinal dado na equação (19).

Versão	Real	Média	Variância
DEMOD 1	1.0000	1.0003	$0.4262 \times 10^{-7}$
DEMOD 2	1.0000	1.0003	$0.0643 \times 10^{-7}$
DEMOD 3	1.0000	1.0002	$0.0036 \times 10^{-7}$

Tabela 2: Médias e variâncias das estimativas das amplitudes do sinal dado na equação (19).

Deve-se enfatizar que o tratamento da estimação dos parâmetros da componente fundamental é de certa forma diferenciado do tratamento da estimação dos harmônicos de ordem maior que 1. Isto acontece porque, como foi comentado anteriormente, a componente fundamental possui quase a totalidade da potência do sinal. Assim, muitas vezes se deseja estimar a componente fundamental no menor tempo possível para que alguma ação seja tomada se necessário. Já os componentes harmônicos, geralmente, podem ser estimados em um tempo maior.

Desta forma, nesta seção resolveu-se avaliar a estimação da componente fundamental e a estimação de harmônicos separadamente em uma parte dos resultados.

#### 4.1 Desempenho para a Estimação da Componente Fundamental

Nesta subseção é considerado três estratégias de estimação da componente fundamental utilizando as três estruturas de filtro descritas na seção 3. A estimação é realizada para o seguinte sinal:

$$x[n] = \cos(w_0 n + \pi/4) + v(n), \quad (19)$$

em que  $w_0 = 2\pi 60/f_s$ ,  $f_s = 16 \times 60$  Hz e  $v(n)$  é um ruído de fundo Gaussiano. Sua forma de onda é mostrada na figura 10. As estimativas no tempo da amplitude e fase deste sinal são mostradas nas figuras 11 e 12, respectivamente. Tais resultados confirmam que o atraso na estimação é de 0,5, 1 e 2 ciclos do sinal para as versões DEMOD 1, DEMOD 2 e DEMOD 3, respectivamente. Os valores médios e as variâncias das estimativas calculados em 1 ciclo do sinal são expostos nas tabelas 2 e 3, respectivamente. Nota-se que, apesar da obtenção de valores médios muito próximos para as três versões da técnica, as variâncias são maiores para a versão DEMOD 1.

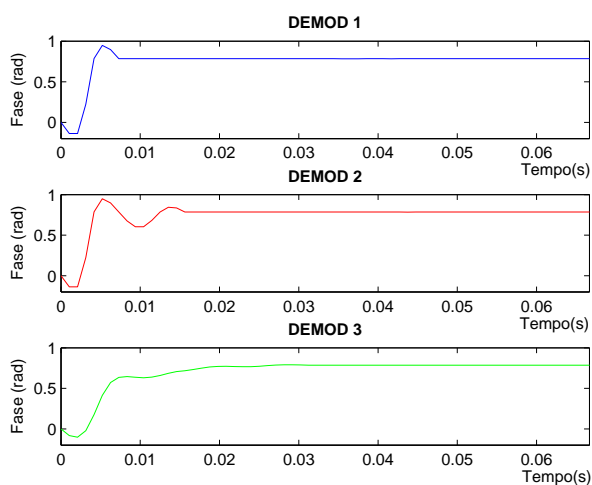


Figura 12: Estimação da fase da componente fundamental considerando o sinal dado na equação (19).

Objetivando analisar o comportamento das estimativas na ocorrência de variações bruscas no sinal, na figura 13 é apresentada a estimativa da amplitude quando há a ocorrência de uma interrupção com duração de 10 ciclos (forma de onda mostrada na figura 14). Para a estimação da fase, uma mudança abrupta de  $\pi/4$  para  $-\pi/4$  rad é



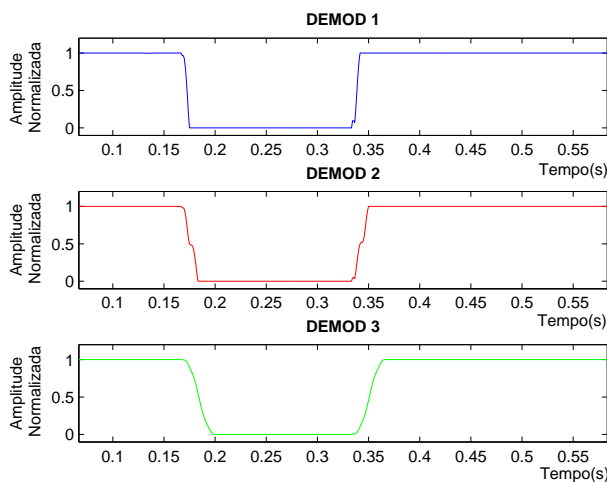


Figura 13: Estimação da amplitude da componente fundamental na ocorrência de uma interrupção.

Versão	Real	Média	Variância
DEMOD 1	0.7854	0.7852	$0.4706 \times 10^{-7}$
DEMOD 2	0.7854	0.7853	$0.0376 \times 10^{-7}$
DEMOD 3	0.7854	0.7853	$0.0352 \times 10^{-7}$

Tabela 3: Médias e variâncias das estimativas das fases do sinal dado na equação (19).

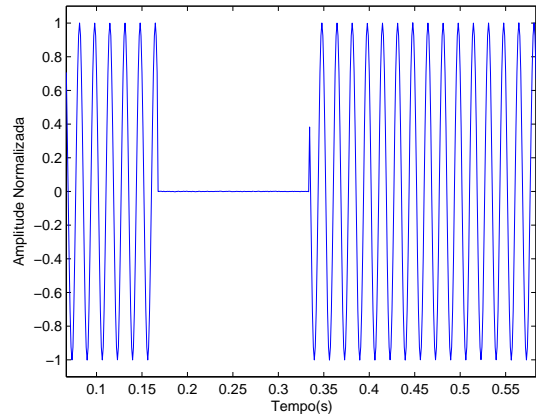


Figura 14: Sinal dado na equação (19) apresentando uma interrupção de 10 ciclos.

simulada (figuras 15 e 16). Os mesmos atrasos de estimação mencionados anteriormente são verificados.

Para a avaliação do erro de estimação do sinal considerado, o erro quadrático médio (MSE - *mean square error*) é calculado para as três versões da técnica proposta. Tal parâmetro é calculado após o período de inicialização do algoritmo de estimação e em estado permanente, utilizando um intervalo de tempo correspondendo a 1 ciclo do sinal. A expressão do MSE para uma estimativa  $\hat{x}(n)$  de uma grandeza  $x(n)$ , utilizando  $N$  amostras é dada por

$$MSE = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N (\hat{x}(n) - x(n))^2. \quad (20)$$

Os resultados dos MSEs para as estimativas do sinal (19) são apresentados nas figuras 17 e 18 para amplitude e fase, respectivamente. Neste caso, foi utilizado  $N = 16$  amostras (considerando  $f_s = 16 \times 60$  Hz). Observa-se um menor erro para a versão da técnica DEMOD 3, pelo fato do uso de um filtro com maior atenuação na banda de rejeição. O contrário ocorre com a versão DEMOD 1, devido à menor atenuação na mesma banda. Também é importante mencionar que o erro para DEMOD 1 seria ainda maior caso o sinal possuísse harmônicos pares.

## 4.2 Desempenho para a Estimação de Harmônicos

Nas figuras 19 e 20 são mostrados, respectivamente, as estimativas das amplitudes e fases dos componentes harmônicos no tempo com a versão DEMOD 3 para o

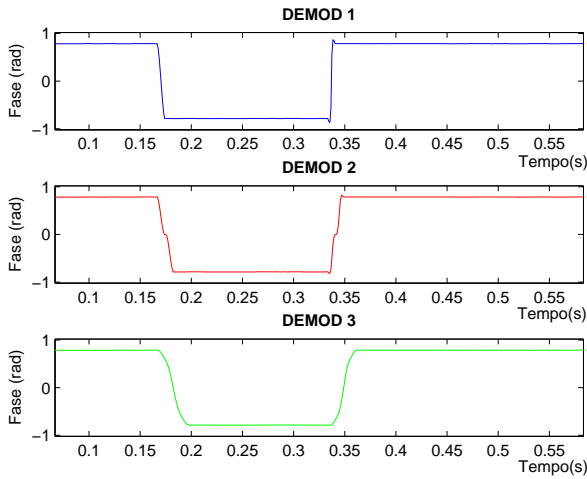


Figura 15: Estimação da fase da componente fundamental na ocorrência de uma mudança de fase.

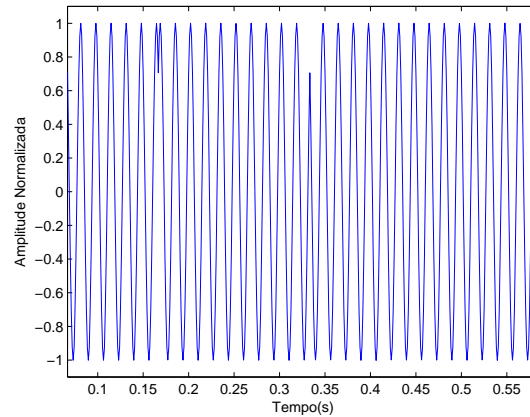


Figura 16: Sinal dado na equação (19) apresentando uma mudança de fase.

seguinte sinal:

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

A forma de onda deste sinal está representada na figura 21.

Por comodidade de visualização dos resultados, foram adotados os seguintes valores para as fases:  $\phi_3 = 1,2$  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. 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 de aproximadamente o comprimento do filtro (atraso correspondente a 2 ciclos). As médias e variâncias das estimativas das amplitudes e fases são mostradas nas tabelas 4 e 5. Já nas tabelas 6 e 7 as médias e variâncias das amplitudes utilizando as versões DEMOD 2 e DEMOD 1 são também fornecidas. Nota-se maiores variâncias para a versão DEMOD 1.

Objetivando avaliar o erro da estimação, na figura 22 são apresentados os valores do MSE para a estimação das amplitudes dos harmônicos do mesmo sinal utilizando DEMOD 3. Para o cálculo do MSE foi utilizado  $N = 256$  amostras (considerando  $f_s = 256 \times 60$  Hz). Observe que os MSEs para este caso são cerca de 100 vezes maiores que os MSEs da componente fundamental (sinal dado na equação (19)) apresentados na figura 17. Isso porque o sinal dado na equação (19) não contém componentes harmônicos.

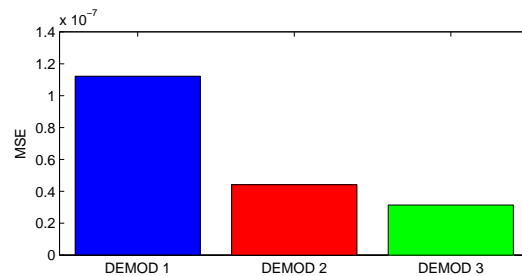


Figura 17: Valores do MSE da estimação da amplitude da componente fundamental do sinal dado na equação (19).

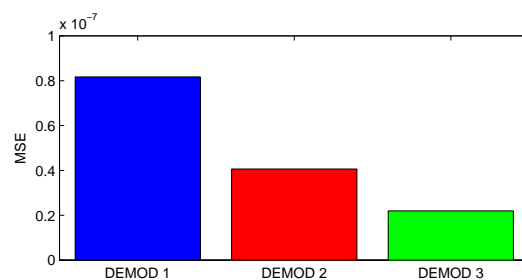


Figura 18: Valores do MSE da estimação da fase da componente fundamental do sinal dado na equação (19).

Harmônico	Real	Média	Variância
fundamental	1.0000	1.0001	$0.1827 \times 10^{-8}$
3º harmônico	0.3333	0.3334	$0.0696 \times 10^{-8}$
5º harmônico	0.2000	0.2001	$0.1037 \times 10^{-8}$
7º harmônico	0.1429	0.1429	$0.0045 \times 10^{-8}$
9º harmônico	0.1111	0.1112	$0.0091 \times 10^{-8}$
11º harmônico	0.0909	0.0909	$0.0157 \times 10^{-8}$
13º harmônico	0.0769	0.0769	$0.1793 \times 10^{-8}$
15º harmônico	0.0667	0.0666	$0.0033 \times 10^{-8}$

Tabela 4: Médias e variâncias das estimativas das amplitudes dos harmônicos do sinal dado na equação (21) com a versão da técnica DEMOD 3.

Harmônico	Real	Média	Variância
fundamental	1.0000	1.0001	$0.2042 \times 10^{-8}$
3º harmônico	0.3333	0.3333	$0.1837 \times 10^{-8}$
5º harmônico	0.2000	0.2000	$0.3655 \times 10^{-8}$
7º harmônico	0.1429	0.1429	$0.1914 \times 10^{-8}$
9º harmônico	0.1111	0.1111	$0.0931 \times 10^{-8}$
11º harmônico	0.0909	0.0910	$0.1820 \times 10^{-8}$
13º harmônico	0.0769	0.0769	$0.2859 \times 10^{-8}$
15º harmônico	0.0667	0.0666	$0.0388 \times 10^{-8}$

Tabela 6: Médias e variâncias das estimativas das amplitudes dos harmônicos do sinal dado na equação (21) com a versão da técnica DEMOD 2.

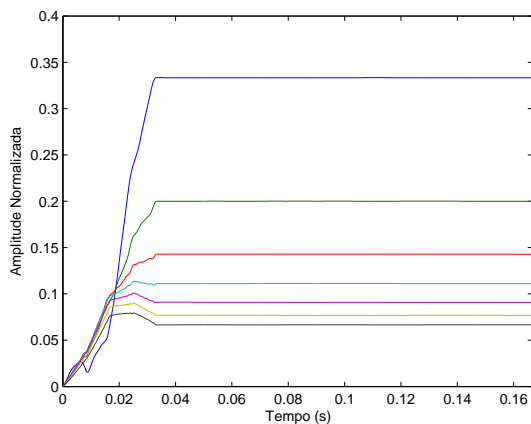


Figura 19: Estimação da amplitude dos harmônicos do sinal dado na equação (21) utilizando a versão da técnica DEMOD 3.

Harmônico	Real	Média	Variância
fundamental	1.0000	0.9999	$0.0233 \times 10^{-7}$
3º harmônico	0.3333	0.3334	$0.0583 \times 10^{-7}$
5º harmônico	0.2000	0.1998	$0.0145 \times 10^{-7}$
7º harmônico	0.1429	0.1427	$0.0543 \times 10^{-7}$
9º harmônico	0.1111	0.1111	$0.1218 \times 10^{-7}$
11º harmônico	0.0909	0.0909	$0.0865 \times 10^{-7}$
13º harmônico	0.0769	0.0769	$0.1498 \times 10^{-7}$
15º harmônico	0.0667	0.0666	$0.0534 \times 10^{-7}$

Tabela 7: Médias e variâncias das estimativas das amplitudes dos harmônicos do sinal dado na equação (21) com a versão da técnica DEMOD 1

Harmônico	Real	Média	Variância
fundamental	0.0000	0.0001	$0.0034 \times 10^{-7}$
3º harmônico	1.2000	1.1999	$0.0070 \times 10^{-7}$
5º harmônico	0.8000	0.7999	$0.1185 \times 10^{-7}$
7º harmônico	0.4000	0.3995	$0.1551 \times 10^{-7}$
9º harmônico	0.0000	0.0003	$0.7656 \times 10^{-7}$
11º harmônico	-0.4000	-0.4000	$0.7242 \times 10^{-7}$
13º harmônico	-0.8000	-0.7996	$0.1587 \times 10^{-7}$
15º harmônico	-1.2000	-1.2009	$0.0676 \times 10^{-7}$

Tabela 5: Médias e variâncias das estimativas das fases dos harmônicos do sinal dado na equação (21) com a versão da técnica DEMOD 3.

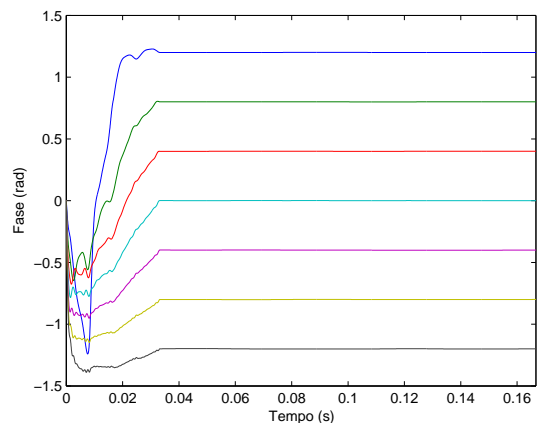


Figura 20: Estimação da fase dos harmônicos do sinal dado na equação (21) utilizando a versão da técnica DEMOD 3.

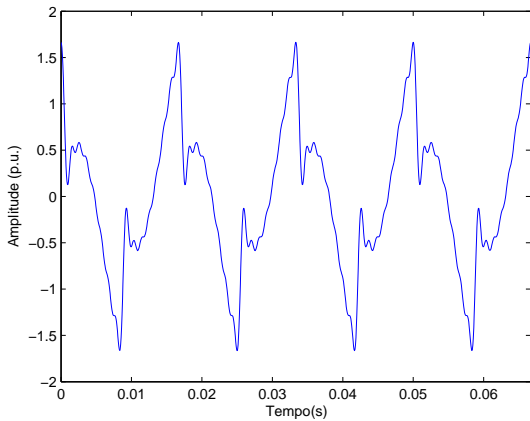


Figura 21: Forma de onda do sinal dado na equação (21).

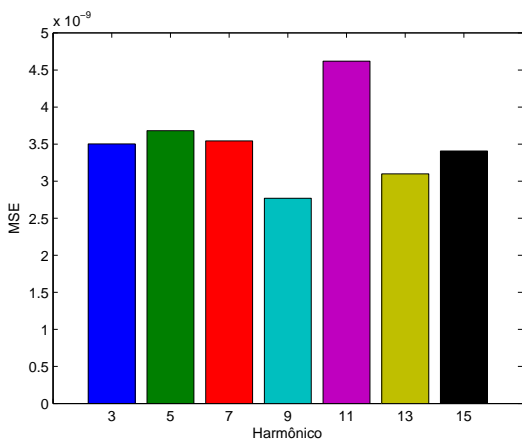


Figura 22: Valores do MSE da estimação da amplitude do sinal dado na equação (21) utilizando a versão da técnica DEMOD 3.

Para mostrar o desempenho da técnica proposta na estimação de harmônicos pares, o seguinte sinal teste foi gerado:

$$\begin{aligned}
 x[n] = & \cos(w_0 n) + 0,01 \cos(2w_0 n) + 0,01 \cos(3w_0 n) \\
 & + 0,01 \cos(4w_0 n) + 0,01 \cos(5w_0 n) + 0,01 \cos(6w_0 n) \\
 & + 0,01 \cos(7w_0 n) + 0,01 \cos(8w_0 n) + 0,01 \cos(9w_0 n) \\
 & + 0,01 \cos(10w_0 n) + 0,01 \cos(11w_0 n) + 0,01 \cos(12w_0 n) \\
 & + 0,01 \cos(13w_0 n) + 0,01 \cos(14w_0 n) + 0,01 \cos(15w_0 n).
 \end{aligned}
 \tag{22}$$

Neste sinal, as distorções harmônicas individuais e a distorção harmônica total estão dentro dos limites do PRODIST-Módulo 8 (ANEEL, 2007). Sua forma de onda é mostrada na figura 23. As médias e variâncias das estimativas com DEMOD 2 são apresentadas na tabela 8.

Harmônico	Real	Média	Variância
fundamental	1.0000	1.0001	$0.0222 \times 10^{-8}$
2º harmônico	0.0100	0.0100	$0.0453 \times 10^{-8}$
3º harmônico	0.0100	0.0099	$0.0575 \times 10^{-8}$
4º harmônico	0.0100	0.0100	$0.0601 \times 10^{-8}$
5º harmônico	0.0100	0.0100	$0.1981 \times 10^{-8}$
6º harmônico	0.0100	0.0100	$0.1387 \times 10^{-8}$
7º harmônico	0.0100	0.0100	$0.0615 \times 10^{-8}$
8º harmônico	0.0100	0.0100	$0.4050 \times 10^{-8}$
9º harmônico	0.0100	0.0100	$0.1816 \times 10^{-8}$
10º harmônico	0.0100	0.0100	$0.1047 \times 10^{-8}$
11º harmônico	0.0100	0.0101	$0.0753 \times 10^{-8}$
12º harmônico	0.0100	0.0100	$0.1325 \times 10^{-8}$
13º harmônico	0.0100	0.0100	$0.4036 \times 10^{-8}$
14º harmônico	0.0100	0.0100	$0.1217 \times 10^{-8}$
15º harmônico	0.0100	0.0101	$0.0823 \times 10^{-8}$

Tabela 8: Médias e variâncias das estimativas das amplitudes dos harmônicos do sinal dado na equação (22)

Já na figura 24 é considerada a estimação da amplitude dos harmônicos quando ocorre uma queda temporária de 50% na amplitude do sinal dado na equação (21). A forma de onda do sinal para esta situação é mostrada na figura 25. Nota-se o mesmo atraso para a estimação, correspondendo a 2 ciclos.

### 4.3 Desempenho para a Estimação da Componente Fundamental e Harmônicos para Diferentes Valores de SNR

Para ilustrar o desempenho da técnica na presença de ruídos de fundo, na figura 26, são apresentados os MSEs para os harmônicos de 1ª, 3ª, 5ª, 7ª, 9ª, 11ª, 13ª, e 15ª ordens, quando a SNR do sinal apresentado na equação (21) varia de 40 a 80 dB. Os valores de MSE são apresentados em dB para melhor visualização. Pelo resultado apresentado na figura, observa-se que menores valores de SNR conduzem a maiores erros devido a maiores potências do ruído. Vale ressaltar que a SNR considerada neste trabalho tem como referência a potência da componente fundamental.

### 4.4 Desempenho para Desvios de Frequência do Sinal

A título de ilustração, nesta subseção o desempenho da técnica é avaliado quando a frequência fundamental do sinal varia de 56 a 64 Hz. Assim, na figura 27 os MSEs são apresentados para as estimativas das amplitudes dos harmônicos do sinal dado na equação (21) na ocorrência de

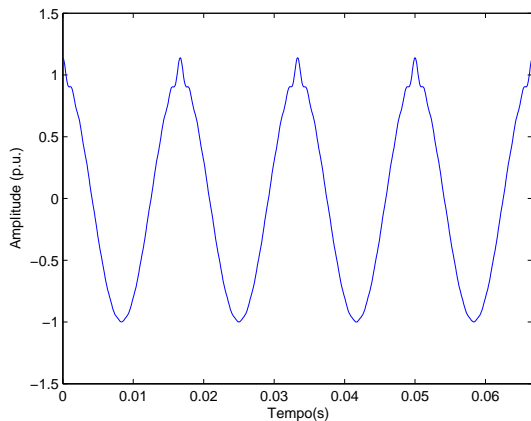


Figura 23: Forma de onda do sinal dado na equação (22).

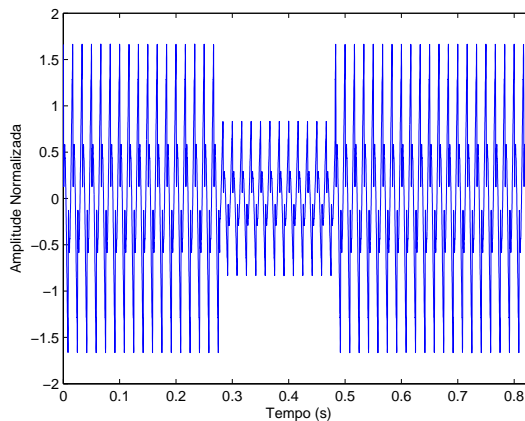


Figura 25: Sinal dado na equação (21) apresentando uma queda de 50% na amplitude.

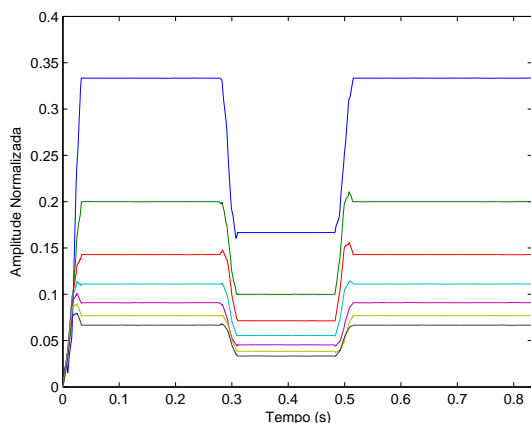


Figura 24: Estimação dos harmônicos de um sinal na ocorrência de uma queda de 50% na sua amplitude.

desvios na frequência do sinal. 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.

Para proporcionar uma melhor compreensão do erro neste último caso, na figura 28 os erros absolutos são apresentados. O limiar representado pela linha tracejada mostra que para um desvio de até  $\pm 0,88$  Hz na frequência fundamental do sinal, os componentes harmônicos de ordem até 15 apresentam erros de estimação menores que 1%.

É importante notar que, esta variação de frequência adotada para simulação é significativamente mais elevada do que a comumente encontrada na prática, pois desvios na frequência do sinal maiores que  $\pm 0,1$  Hz são raros em sistemas elétricos interligados (Society, 2003). Assim, se for considerada uma

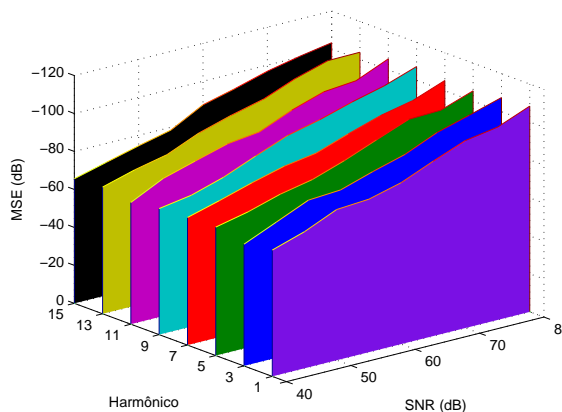


Figura 26: Valores do MSE da estimação da amplitude dos harmônicos do sinal dado na equação (21) quando a SNR varia de 40 a 80 dB.

variação real de  $\pm 0,1$  Hz, o erro absoluto é menor do que 0,014 % neste caso.

A influência do desvio de frequência na técnica proposta pode ser melhor compreendida observando a figura 5. Quando a frequência fundamental do sinal sofre algum desvio, as frequências dos componentes harmônicos sofrem desvios proporcionais a suas ordens. Assim, o espectro do sinal se move levemente para a esquerda ou para a direita de acordo com o desvio ocorrido, fazendo com que a filtragem das suas componentes não ocorra exatamente nos zeros dos filtros, mas sim em suas proximidades.

Apesar de haver variação de frequência do sinal, é importante mencionar que a frequência dos sinais demoduladores

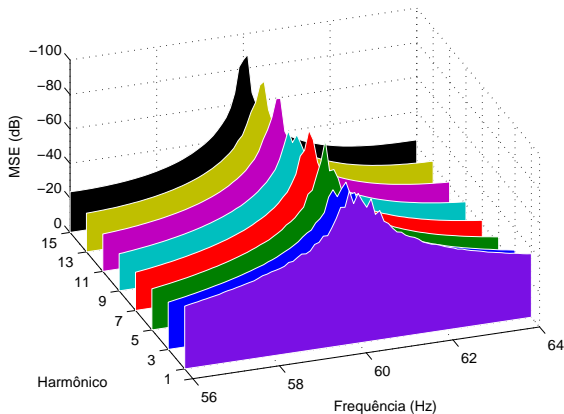


Figura 27: Valores do MSE da estimação dos harmônicos do sinal dado na equação (21) quando a frequência fundamental do sinal varia de 56 a 64 Hz.

expressos nas equações (13) e (14) devem ser mantidas constantes devido aos filtros possuírem resposta em frequência fixa.

#### 4.5 Implementação em DSP

O algoritmo proposto nesse trabalho foi implementado em um microprocessador (DSP - *digital signal processor*) de 32 bits (TMS320F2812) (TI, 2001), da Texas Instruments<sup>®</sup>. Para a implementação do algoritmo, foi utilizada a linguagem de programação C. Todas as variáveis utilizadas na implementação foram quantizadas em 16 ou em 32 bits através da utilização das variáveis *integer* e *long integer*, respectivamente. Nesse caso, a quantização em 32 bits de algumas variáveis foi necessária para se obter uma maior precisão nos resultados do algoritmo. Não foram utilizadas variáveis de ponto flutuante na implementação proposta. Ressalva-se que a utilização de variáveis de 32 bits em microprocessadores de 16 bits é factível, desde que o microprocessador considerado tenha uma ULA (Unidade lógica aritmética) capaz de realizar operações de multiplicação e soma de  $16 \times 16 = 32$  bits e de  $16 + 16 = 32$  bits, respectivamente.

Para a obtenção dos sinais demoduladores representados nos blocos COS e SEN, um período de cada um deles foi armazenado em um vetor, e um ponteiro foi utilizado para a aquisição do mesmo no momento da demodulação. Para o cálculo dos sinais  $y_{sf}[n]$  e  $y_{cf}[n]$ , os quais são resultados da filtragem pelo filtro média-móvel, foram utilizados dois vetores de  $2(M + 1)$  palavras de 16 bits. Na implementação das operações *arctan* e *raiz*, foram utilizadas séries de Taylor de quinta ordem (TI, 2002). Nesse caso, os coeficientes das

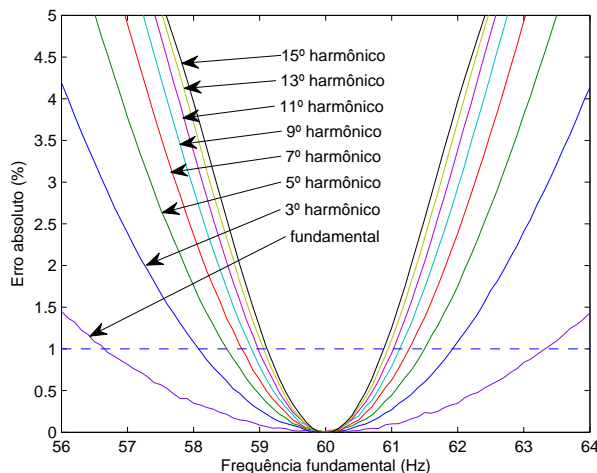


Figura 28: Curvas do erro absoluto das estimativas dos harmônicos do sinal dado na equação (21) quando a frequência fundamental do sinal varia de 56 a 64 Hz.

séries de Taylor foram quantizados em 16 bits e os sinais de entrada para as operações *arctan* e *raiz* foram quantizados em 32 bits. As saídas desses blocos fornecem sinais de 16 bits. A operação de divisão que auxilia o cálculo da fase é realizada através de um algoritmo iterativo, que ajusta cada bit do quociente em 0 ou 1, desde o MSB (*most significant bit*) até o LSB (*low significant bit*), até a obtenção de um resultado de 32 bits. Resultados experimentais comprovaram que a utilização de séries de Taylor de no mínimo quinta ordem, e operações de divisão com um quociente de 32 bits, são suficientes para a obtenção de erros menores que 1% na medição de um harmônico com amplitude de pelo menos 4% do fundo de escala de um conversor A/D de 12 bits. Para a obtenção de maior precisão nos resultados, torna-se necessário a utilização de um conversor A/D de maior resolução.

Os requisitos de memória de dados para a implementação do algoritmo são dependentes do filtro utilizado no projeto (filtro 1, filtro 2 ou filtro 3). A tabela 9 mostra a quantidade necessária de palavras de dados de 16 bits para a implementação do algoritmo proposto. Na mesma tabela, ainda é exposta a quantidade de palavras de dados de 32 bits caso seja utilizado um microprocessador de 32 bits. Nesta tabela é adotado que  $N = M + 1$ .

Para a aquisição da amplitude e fase de uma componente harmônica utilizando o DSP TMS320F2812, são gastos 386 ciclos de clock. O que é menor que um período de amostragem do sinal discreto. Assim, como tal DSP possui velocidade de processamento de 150MHz, é possível adquirir até 26 harmônicas (amplitudes e fases) quando a

Versão da Técnica	16 bits	32 bits
DEMODO 1	$4N + 4$	$6N + 2$
DEMODO 2	$6N + 4$	$4N + 2$
DEMODO 3	$10N + 4$	$6N + 2$

Tabela 9: Quantidade de palavras de 16 ou 32 bits para implementação do algoritmo proposto.

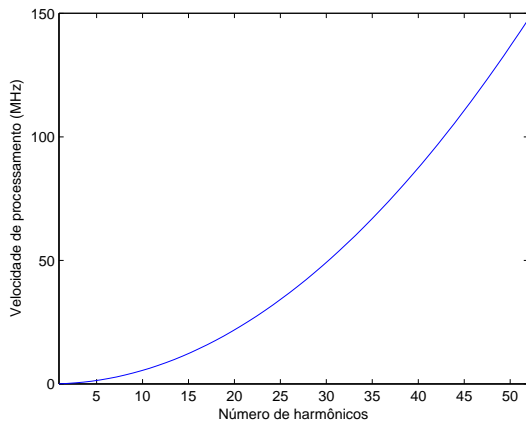


Figura 29: Requisitos do processador a ser utilizado em função do número de componentes harmônicos de interesse a ser aquisitado.

frequência de amostragem é de  $f_s = 256 \times 60$  Hz. Se a frequência de amostragem for de  $f_s = 128 \times 60$  Hz, este número dobra (52 harmônicos). Como ilustração, a figura 29 mostra os requisitos do processador a ser utilizado em função do número de componentes harmônicos de interesse a ser aquisitado. Neste caso, é considerado  $f_s = 128 \times 60$  Hz.

Em relação ao número de operações matemáticas (número de adições e multiplicações) realizadas por período de amostragem, é necessário 14 somas e 34 multiplicações para a aquisição da amplitude e fase de cada componente harmônico.

A figura 30 mostra a estimação da amplitude e fase da componente fundamental do sinal dado na equação (19) pelo DSP. Neste caso se optou pela técnica DEMODO 1. Os valores da média e da variância são de 0,9988 e  $5,1278 \times 10^{-8}$  para amplitude e 0,7850 e  $9,5847 \times 10^{-8}$  para a fase. Observe que este sinal não possui harmônicos.

Para a estimação de harmônicos, considerou-se a versão da técnica DEMODO 3 para a estimação das amplitudes dos harmônicos do sinal dado na equação (21). Estes resultados estão expostos na figura 31. As medias e variâncias são

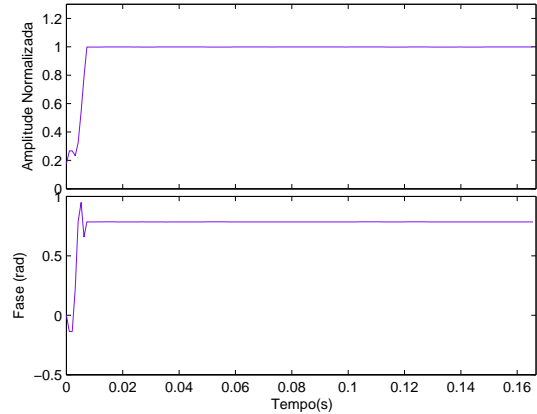


Figura 30: Estimação da amplitude e fase da componente fundamental do sinal dado na equação (19) utilizando o DSP TMS320F2812.

Harmônico	Real	Média	Variância
fundamental	1.0000	0.9991	$0.0796 \times 10^{-8}$
3º harmônico	0.3333	0.3345	$0.1327 \times 10^{-8}$
5º harmônico	0.2000	0.2001	$0.0864 \times 10^{-8}$
7º harmônico	0.1429	0.1417	$0.2213 \times 10^{-8}$
9º harmônico	0.1111	0.1089	$0.5985 \times 10^{-8}$
11º harmônico	0.0909	0.0899	$0.2922 \times 10^{-8}$
13º harmônico	0.0769	0.0758	$0.0419 \times 10^{-8}$
15º harmônico	0.0667	0.0656	$0.0442 \times 10^{-8}$

Tabela 10: Médias e variâncias das estimativas das amplitudes dos harmônicos do sinal dado na equação (21) pelo DSP TMS320F2812

dadas na tabela 10. 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.

O DSP foi também testado com um sinal real. A forma de onda deste sinal é mostrada na figura 32. Tal sinal corresponde a uma corrente de carga de um consumidor industrial cujo espectro calculado pela FFT (*fast Fourier transform*) com todo o sinal disponível, é mostrado na figura 33. É importante notar pelo espectro do sinal que a amplitude dos harmônicos pares é pouco significativa, quase inexistente, quando comparada com os harmônicos ímpares. As médias e variâncias das estimativas das amplitudes dos harmônicos deste sinal utilizando a versão DEMODO 3 são dadas na tabela 11.



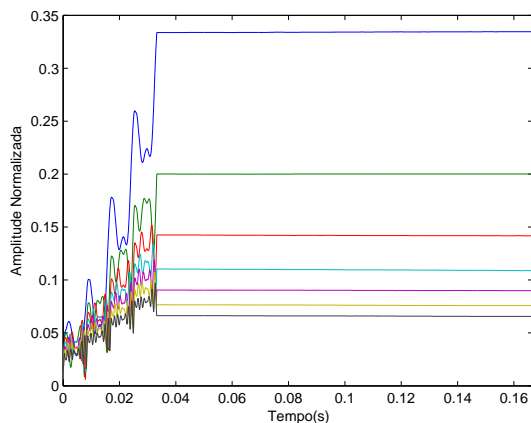


Figura 31: Estimação da amplitude dos harmônicos do sinal dado na equação (21) utilizando o DSP TMS320F2812.

Harmônico	Real	Média	Variância
fundamental	1.0000	1.0018	0.7723
3º harmônico	0.0351	0.0390	0.1675
5º harmônico	0.0890	0.0908	0.2018
7º harmônico	0.0998	0.0967	0.5005
9º harmônico	0.0311	0.0260	0.1366
11º harmônico	0.0714	0.0683	0.0391
13º harmônico	0.0197	0.0190	0.2011
15º harmônico	0.0138	0.0111	0.0327

Tabela 11: Médias e variâncias das estimativas das amplitudes dos harmônicos do sinal real obtidas com o DSP TMS320F2812

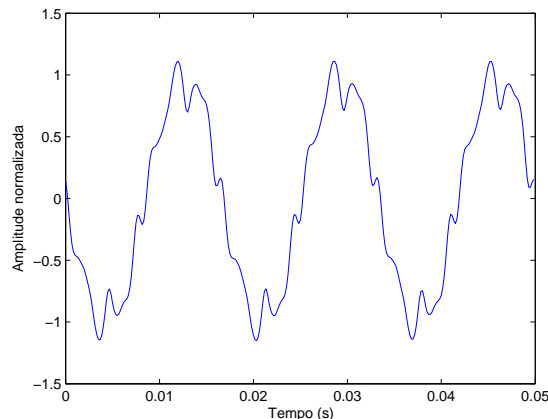


Figura 32: Sinal real de corrente de um consumidor industrial.

#### 4.6 Comparação de Desempenho

Em todas as comparações que se seguem será utilizada a versão DEMOD 3 para a técnica proposta. Inicialmente, nesta subseção, é feita uma comparação da técnica proposta com a técnica de demodulação introduzida em Djurić et al. (1992). Esta última estima a componente fundamental fazendo uso do filtro de Bessel para a filtragem, no entanto componentes harmônicos maiores que 1 não são suportadas. Na figura 34 são mostradas as estimativas no tempo da amplitude e fase para estas duas técnicas mencionadas considerando o sinal dado na equação (21) com SNR típica de 60 dB. Os MSEs, para amplitude e fase, são de  $1.0195 \times 10^{-9}$  e  $6.3993 \times 10^{-10}$  para a técnica proposta e  $1.4617 \times 10^{-9}$  e  $1.7848 \times 10^{-9}$  para a técnica introduzida em Djurić et al. (1992). Mostrando assim, que esta última, além de possuir maior atraso de estimação, também apresenta maior erro de estimação.

Para a comparação de desempenho com uma técnica mais recente, a técnica proposta é comparada com a técnica EPLL para a estimação de harmônicos proposta em K.-Ghartemani e Iravani (2005).

Na figura 35 é mostrada a estimação dos harmônicos quando ocorre uma queda de 50% na amplitude do seguinte sinal:

$$x[n] = \cos(w_0 n) + \frac{1}{3} \cos(3w_0 n) + \frac{1}{5} \cos(5w_0 n) + v(t). \quad (23)$$

Tal sinal apresenta o comportamento mostrado na figura 36.

Observa-se que a técnica EPLL apresenta um maior atraso de estimação quando comparada com a técnica de demodulação proposta.



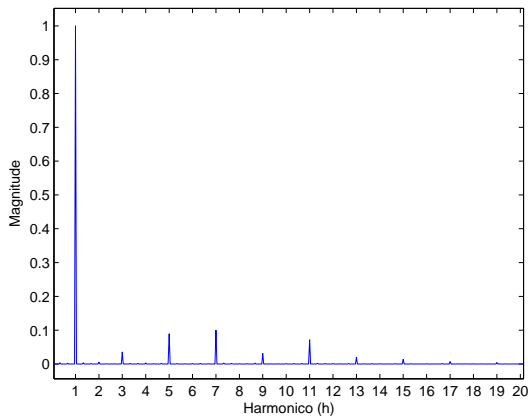


Figura 33: Espectro do sinal real de corrente de um consumidor industrial.

Na tabela 12 são apresentados as médias das estimativas dos harmônicos do sinal real mostrado na figura 32 com ambas as técnicas. As variâncias são dadas na tabela 13.

Apesar da técnica EPLL apresentar maiores erros de estimação quando a frequência do sistema assume o valor nominal (60 Hz), deve-se considerar que a mesma tende a apresentar menores erros quando a frequência assume grandes desvios, como pode ser visto pelo resultado do MSE na figura 37 para o sinal (23) sofrendo desvio da frequência fundamental de 57 a 63 Hz. No entanto, como discutido anteriormente, variações de frequência maiores que  $\pm 0,1$  Hz são raras em sistemas interligados, o que corresponde a uma faixa muito inferior a esta comparada. No entanto, em sistemas isolados onde a variação de frequência é maior do que em sistemas interligados, a técnica proposta pode apresentar significativos erros de estimação, o que corresponde a uma limitação. Neste caso o EPLL poderia ser a melhor opção dependendo dos limites de desvio de frequência. No Brasil, os sistemas isolados correspondem a apenas 3% da energia elétrica produzida no país (ANEEL, 2005).

## 5 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 DSP 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 ímpares com um tempo mínimo de 1/2 ciclo

Harmônico	Real	DEM0D 3	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

Tabela 12: Comparação entre as médias das estimativas das amplitudes dos harmônicos do sinal real obtidas com DEM0D 3 e o EPLL.

Harmônico	DEM0D 3	EPLL
fundamental	$0.0987 \times 10^{-5}$	$0.1061 \times 10^{-5}$
3º harmônico	$0.0015 \times 10^{-5}$	$0.0516 \times 10^{-5}$
5º harmônico	$0.0153 \times 10^{-5}$	$0.0870 \times 10^{-5}$
7º harmônico	$0.0290 \times 10^{-5}$	$0.0323 \times 10^{-5}$
9º harmônico	$0.0174 \times 10^{-5}$	$0.0305 \times 10^{-5}$
11º harmônico	$0.0073 \times 10^{-5}$	$0.0059 \times 10^{-5}$
13º harmônico	$0.0278 \times 10^{-5}$	$0.0148 \times 10^{-5}$
15º harmônico	$0.0009 \times 10^{-5}$	$0.0007 \times 10^{-5}$

Tabela 13: Comparação entre as variâncias das estimativas das amplitudes dos harmônicos do sinal real obtidas com DEM0D 3 e o EPLL.

e harmônicos pares e ímpares com um tempo mínimo de 1 ciclo, fazendo com que seja atraente para diversas aplicações na engenharia. Trabalhos futuros serão realizados para investigar um método de filtragem que se aproxima da resposta em frequência do filtro média-móvel e que ao mesmo tempo apresente uma faixa mais ampla de rejeição em torno dos componentes harmônicos, fazendo com que uma precisão maior na estimação seja alcançada em sistemas onde há uma variação ampla na frequência, como é o caso dos sistemas elétricos isolados.

## AGRADECIMENTOS

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

## REFERÊNCIAS

- ANEEL (2005). *Atlas de Energia Elétrica do Brasil*, segunda edn.
- ANEEL (2007). Procedimentos de distribuição de energia elétrica no sistema elétrico nacional, *Technical report*, IEEE.

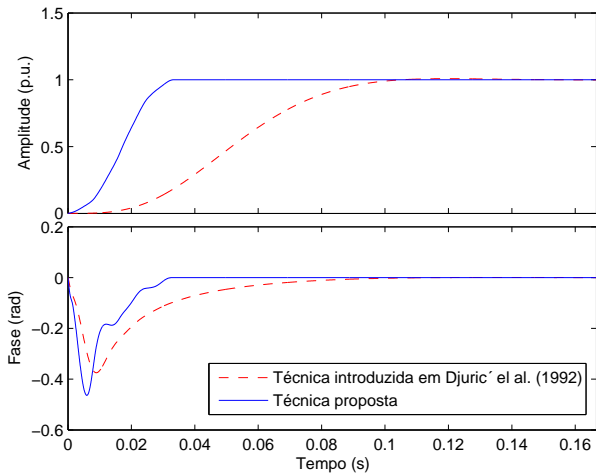


Figura 34: Comparação de desempenho para a estimação da amplitude da componente fundamental do sinal dado na equação (21) considerando a técnica proposta e a técnica introduzida em Djurić et al. (1992).

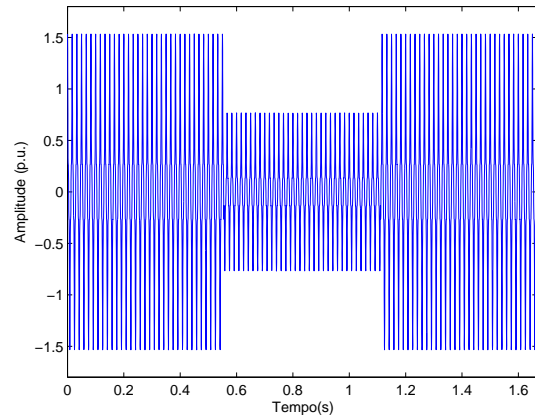


Figura 36: Forma de onda do sinal dado na equação (23) com uma queda de 50% em sua amplitude.

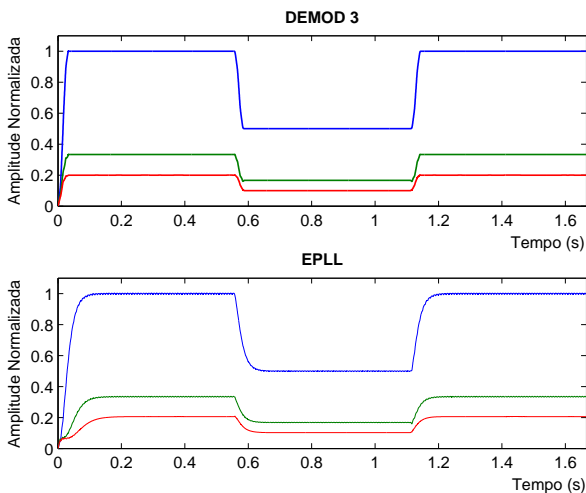


Figura 35: Comparação de desempenho para a estimação dos harmônicos do sinal dado na equação (23) na ocorrência de uma queda de tensão de 50% considerando a técnica proposta e o EPLL.

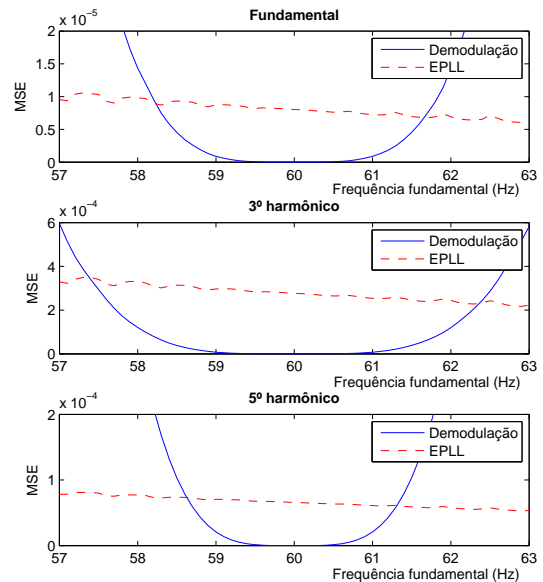


Figura 37: Comparação de desempenho considerando o MSE da estimação dos harmônicos de ordens 1, 3 e 5 do sinal dado por (23) quando a frequência fundamental varia de 57 a 63 Hz.

- Bollen, M. H. J., Gu, I. Y. H., Santoso, S., M. F. McGranaghan, P. A. Crossley, M. V. R. e Ribeiro, P. F. (2009). Bridging the gap between signal and power: Assessing power system quality using signal processing techniques, *IEEE Signal Processing Magazine*. **26**: 12–31.
- Carvalho, J. R. (2008). *Estimação de harmônicos/interharmônicos: uma abordagem multitaxa*, Master's thesis, Universidade Federal de Juiz de Fora.
- Diniz, P. S. R., Silva, E. A. B. e Netto, S. L. (2002). *Digital Signal Processing: System Analysis and Design*, Cambridge University Press.
- Djurić, P. M., Begović, M. M. e Doroslovački, M. (1992). Instantaneous phase tracking in power networks by demodulation, *IEEE Trans. on Instrumentation and Measurement* **41**(6): 963–967.
- EN50160 (n.d.). Voltage characteristics of electricity supplied by public distribution systems, *Technical report*.
- Filho, J. M. (2007). *Instalações Elétricas Industriais*, sétima edn, LTC.
- George, T. A. (1991). Harmonic power flow determination using the fast fourier transform, *IEEE Trans. on Power Delivery* **2**(2): 530–535.
- Gonzalez, M. L., Pires, I. A., Silva, S. R. e Almeida, P. C. A. (2005). Correntes harmônicas em aparelhos eletrodomésticos, *VI Seminário Brasileiro sobre Qualidade da Energia Elétrica (VI SBQEE)*, Belém (PA).
- IEC (n.d.). electromagnetic compatibility (emc) standards, *Technical report*, IEEE.
- K.-Ghartemani, M. e 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. e Aguirre, L. A. (2008). Uma abordagem prática sobre a estimação de harmônicos variantes no tempo utilizando estimadores recursivos, *XVII Congresso Brasileiro de Automática (CBA 2008)*, Juiz de Fora (MG).
- Mitra, S. K. (2005). *Digital Signal Processing: A computer-based approach*, third edn, McGraw-Hill.
- Nascimento, C. F., Jr, A. A. O., Goedel, A., Silva, I. N. e Serni, P. J. A. (2008). Aplicação de redes neurais na determinação 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).
- Phadke, A. G., Pickett, B., Adamiak, M., Begovic, M., Benmouyal, G., Jr, R. . B., Cease, T. W., Goossens, J., Hansen, D., Kezunovic, M., Mankoff, L. L., McLaren, P., Michel, G., Murphy, R. J., Nordstrom, J., Sachdev, M., Smith, H. S., Thorp, J. S., Trotignon, M., Wang, T. C. e Xavier, M. A. (1994). Synchronized sampling and phasor measurements for relaying and control , *IEEE Trans. on Instrumentation and Measurement* **9**(1): 442–452.
- Pádua, M. S., Lopes, A., Deckman, S. M., Marafao, F. P. e Moreira, A. C. (2007). Metodologia para identificação do componente fundamental da tensão da rede baseada no algoritmo recursivo da TDF, *Revista Controle e Automação*. **18**(3): 381–396.
- Ribeiro, M. V. (2005). *Técnicas de Processamento de Sinais Aplicadas à Trasmissoão de Dados Via Rede Elétrica e ao Moitoramento da Qualidade de Energia* , Tese Ph.D., Universidade de Campinas (UNICAMP).
- Rodrigues, M. A. M., Miranda, A. L. L., Silva, E. A. B. e Ross, R. P. D. (2005). Filtros com resposta maximamente plana para cálculo de harmônicos, *VI Seminário Brasileiro sobre Qualidade da Energia Elétrica (VI SBQEE)*, Belém (PA).
- Smith, S. W. (1999). *The scientist and engineer's guide to digital signal processing*, second edn, California Technical Publishing.
- Society, I. I. A. (2001). Ieee recommended practice for protection and coordination of industrial and commercial power systems, *Technical report*, IEEE.
- Society, I. I. A. S. . P. E. (1992). Ieee recommended practices and requeriments for harmonic control in electrical power systems, *Technical report*, IEEE.
- Society, I. P. E. (2003). Ieee guide for application and specification of harmonic filters, *Technical report*, IEEE.
- Souza, L. F. W., Ross, R. P. D. e Watanabe, E. H. (2005). Uma discussão sobre harmônicos produzidos por equipamentos de eletrônica de potência, *VI Seminário Brasileiro sobre Qualidade da Energia Elétrica (VI SBQEE)*, Belém (PA).

- 
- Sun, H., Allen, G. H. e Cain, G. D. (1996). A new filter-bank configuration for harmonic measurement, *IEEE Trans. on Instrumentation and Measurement* **45**(3): 739–744.
- TI (2001). Tms320f2810, tms320f2812 digital signal processors, *Technical report*, Texas Instruments.
- TI (2002). Fixed point math library, *Technical report*, Texas Instruments.
- Tomić, J. J., Kušljević, M. D. e Vujičić, V. V. (2007). A new power system digital harmonic analyzer, *IEEE Trans. on Power Delivery* **22**(2): 772–780.