

Análise da estimação de valores eficazes via Transformada Wavelet *Packet* Discreta Redundante

Rodrigo de A. Coelho* Núbia S. D. Brito**

* Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica – PPqEE/COPELE, Universidade Federal de Campina Grande – UFCG

** Departamento de Engenharia Elétrica – DEE, Universidade Federal de Campina Grande – UFCG

(e-mail: rodrigo.almeida@ee.ufcg.edu.br)

Abstract: The monitoring of voltage and current signals in the electric power system (EPS) is a fundamental step for studies on power quality. Thus, the effective value of a signal represents one of the crucial quantities in the analysis of EPS. In the presence of distortions, voltage and current signals are discrepant concerning the pure sine waveform, which motivates the monitoring of harmonic distortion of each signal. Therefore, it is necessary to perform a correct estimation of effective values in each frequency component that constitutes the signals. This work is in this context and presents a study aiming to evaluate the application of Redundant Discrete Wavelet Packet Transform (RDWPT) in the estimation of effective values in different frequency bands. From simulated signals, the accuracy of the estimation of both effective values and harmonic distortion obtained via RDWPT was analyzed. The results indicated the existence of discrepancies between estimated values and exact values when the estimation was applied to individual harmonic components.

Resumo: O monitoramento dos sinais de tensão e corrente no sistema elétrico de potência (SEP) constitui uma etapa fundamental para estudos sobre a qualidade da energia elétrica. Diante disso, o valor eficaz de um sinal representa uma das grandezas cruciais na análise do SEP. Na presença de distorções, os sinais de tensão e corrente se distanciam em relação à forma de onda senoidal pura, o que motiva o monitoramento da distorção harmônica de cada sinal. Para tanto, é necessário efetuar uma correta estimação dos valores eficazes em cada componente de frequência que constitui os sinais. Este trabalho se enquadra nesse âmbito e apresenta um estudo que teve com objetivo avaliar a aplicação da Transformada Wavelet *Packet* Discreta Redundante (TWPDR) na estimação de valores eficazes em diferentes faixas de frequência. A partir de sinais simulados, analisou-se a acurácia da estimação tanto dos valores eficazes quanto da distorção harmônica obtidas via TWPDR. Os resultados evidenciaram a existência de discrepâncias entre os valores estimados e os valores exatos quando a estimação foi aplicada a componentes harmônicos individuais.

Keywords: wavelet transform; wavelet packet transform; power quality; harmonic distortion; estimation of effective values.

Palavras-chaves: transformada wavelet; transformada wavelet *packet*; qualidade da energia elétrica; distorção harmônica; estimação de valores eficazes.

1. INTRODUÇÃO

A operação ideal de um Sistema Elétrico de Potência (SEP) em regime permanente requer tensões e correntes puramente senoidais, com frequência e amplitudes constantes, equilíbrio entre fases para sistemas trifásicos, fator de potência unitário e perdas nulas. Na prática, entretanto, é impossível um sistema real satisfazer às condições supracitadas, visto que o SEP e as cargas a ele conectadas são suscetíveis a falhas e perturbações que podem afetar as suas condições de operação. Além disso, os sinais de tensão e corrente estão cada vez mais discrepantes da forma de onda puramente senoidal, devido principalmente à presença de cargas não-lineares no SEP.

Nessa conjuntura, a teoria tradicional de potências desenvolvida por Steinmetz (1897), na qual as potências são definidas conforme Equação (1), já não é mais adequada.

$$S = VI, \quad P = VI \cos(\phi), \quad Q = VI \sin(\phi), \quad (1)$$

em que: S , P e Q denotam as potências aparente, ativa e reativa, respectivamente; ϕ representa a diferença de fase entre tensão e corrente; e V e I correspondem aos valores eficazes da tensão, $v(t)$, e da corrente, $i(t)$, respectivamente, os quais são calculados conforme:

$$V = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T v^2(t) dt}, \quad I = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T i^2(t) dt}, \quad (2)$$

em que T denota o período dos sinais.

Um fato relevante na definição de Steinmetz (1897) é que a potência é calculada considerando o valor eficaz dos sinais integralmente. Entretanto, para o cálculo de potência, quando o sinal possui distorção, é importante distinguir os valores eficazes em cada componente harmônica. Nesse contexto, várias definições de cálculo de potência vêm sendo propostas, como por exemplo o método adotado pelo IEEE (IEEE Std. 1459, 2010), no qual a potência é calculada a partir do valor eficaz da componente fundamental e do valor eficaz correspondente à componente distorcida do sinal, a qual agrupa o nível DC e as componentes harmônicas. Ademais, há definições de potência que consideram a contribuição de cada componente harmônica de maneira isolada, como Budeanu (1927) e Czarnecki (1983), por exemplo.

Além dos métodos supracitados, destacam-se na literatura os trabalhos baseados na Transformada Wavelet (TW) (Yoon and Devaney, 1998, 2000; Hamid et al., 2002; Driesen and Belmans, 2003; Morsi and El-Hawary, 2007; Vatansver and Ozdemir, 2008; Morsi and El-Hawary, 2009; Alves et al., 2017), cujo cálculo geralmente é efetuado sem que sejam avaliados individualmente os componentes harmônicos dos sinais de tensão e corrente, como definido em Steinmetz (1897) e IEEE Std. 1459 (2010).

Esse trabalho se insere nesse contexto e tem como objetivo analisar a estimação de valores eficazes a partir da Transformada Wavelet *Packet* Discreta Redundante (TWPDR), uma variante da TW. A partir de sinais distorcidos, estimou-se os valores eficazes de maneira individual, isto é, em cada faixa de frequência que contempla os harmônicos ímpares, os quais são mais comuns no SEP. Para tanto, foram utilizadas diferentes funções wavelets da família Daubechies (1992). Ao final, avaliou-se a acurácia da estimação dos valores eficazes a partir do uso da TWPDR.

2. TRANSFORMADA WAVELET

A formulação matemática da TW foi desenvolvida na década de 1980 (Grossmann and Morlet, 1984), quando se introduziu o conceito da Transformada Wavelet Contínua (TWC). Para um sinal $x(t)$, a TWC é definida conforme:

$$X_{TWC}(a, b) = \frac{1}{\sqrt{a}} \int_{-\infty}^{\infty} x(t) \psi^* \left(\frac{t-b}{a} \right) dt, \quad (3)$$

em que * denota o conjugado complexo, a denota o fator de escala ($a \in \mathbb{R}$) e b representa o fator translação ($b \in \mathbb{R}$).

As wavelets são funções obtidas de uma função padrão conhecida como wavelet-mãe, $\psi(t)$, por meio da atuação simultânea de operações de escalonamento (fator a) e translação (fator b). Essas operações possibilitam que a TW decomponha um sinal em diferentes faixas de frequência.

Na prática, a TWC exige um elevado esforço computacional e acarreta uma grande quantidade de informação redundante do sinal, o que pode ser contornado a partir da discretização dos fatores a e b , obtendo-se assim a Transformada Wavelet Discreta (TWD). Neste contexto, Mallat (1989) desenvolveu um algoritmo para o cálculo da TWD a partir de um banco de filtros, no qual as informações de tempo e frequência são preservadas a partir da divisão do espectro de frequências em diferentes faixas:

$$e_m[n] = \sum_{k=-\infty}^{\infty} h_\varphi[k-2n] e_{m-1}[k], \quad (4)$$

$$w_m[n] = \sum_{k=-\infty}^{\infty} h_\psi[k-2n] e_{m-1}[k], \quad (5)$$

em que: e_m e w_m são os coeficientes escala e wavelet do nível de resolução m , respectivamente; e h_φ e h_ψ são os filtros passa-baixa (filtro escala) e passa-alta (filtro wavelet), respectivamente.

Os coeficientes dos filtros escala e wavelet da TWD dependem da wavelet-mãe utilizada e satisfazem as seguintes propriedades (Percival and Walden, 2000):

$$\sum_{l=1}^L h_\varphi[l] = \sqrt{2}, \quad \sum_{l=1}^L h_\varphi^2[l] = 1, \quad (6)$$

$$\sum_{l=1}^L h_\psi[l] = \sqrt{2}, \quad \sum_{l=1}^L h_\psi^2[l] = 1, \quad (7)$$

$$\sum_{l=-\infty}^{\infty} h_\varphi[l] h_\varphi[l+2k] = 0, \quad \sum_{l=-\infty}^{\infty} h_\psi[l] h_\psi[l+2k] = 0, \quad (8)$$

em que $k \in \mathbb{N}$ e L representa o número de coeficientes dos filtros escala e wavelet. Ademais, h_φ e h_ψ são filtros espelhados em quadratura, isto é,

$$h_\varphi[l] = (-1)^{L+l-1} h_\psi[L-l-1], \quad (9)$$

$$h_\psi[l] = (-1)^l h_\varphi[L-l-1]. \quad (10)$$

Além da versão discreta, uma variante da TW é a Transformada Wavelet Discreta Redundante (TWDWR), que, diferentemente da TWD, possui a vantagem de ser invariante no tempo, visto que não ocorre o processo de subamostragem no cálculo dos coeficientes.

Outra variante da TW é a Transformada Wavelet *Packet* Discreta (TWPDR), que pode ser computada mediante uma simplificação da TWD (Percival and Walden, 2000). Na TWPDR o processo de decomposição ocorre tanto nos coeficientes escala quanto nos coeficientes wavelet, o que promove faixas de frequência uniformes. Apesar dessa vantagem, a TWPDR ainda é uma transformada variante no tempo. Esse problema foi contornado com a TWPDR que, por não possuir subamostragem no processo de decomposição, mitiga a variância no tempo da TWPDR, o que traz vantagens à sua aplicação.

De acordo com Mallat (2008), os coeficientes de decomposição da TWPDR são obtidos conforme Equações (11) e (12):

$$s_m^{2p}[n] = \frac{1}{\sqrt{2}} \sum_{k=-\infty}^{\infty} h_\varphi[k] s_{m-1}^p[n-k], \quad (11)$$

$$s_m^{2p+1}[n] = \frac{1}{\sqrt{2}} \sum_{k=-\infty}^{\infty} h_\psi[k] s_{m-1}^p[n-k], \quad (12)$$

em que: m e p denotam o nível de resolução e o número do nó da decomposição, respectivamente ($0 \leq p \leq 2^{m-1} - 1$, $p \in \mathbb{N}$).

O processo de decomposição do sinal em dois níveis efetuado via TWPDR é ilustrado na Figura 1, onde f_s denota a frequência de amostragem do sinal.

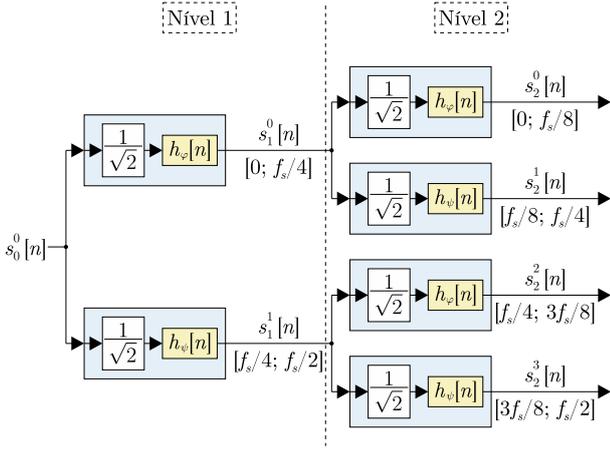


Figura 1. Decomposição TWPDR em dois níveis de resolução.

A estimação dos valores eficazes via TWPDR pode ser efetuada com base em Yoon and Devaney (1998); Barros and Diego (2006); Morsi and El-Hawary (2007); Vatanserver and Ozdemir (2008); Alves et al. (2017). Neste caso, para um sinal $s(t)$, os valores eficazes podem ser obtidos a partir de:

$$S_h = \sqrt{\frac{1}{2N} \left[\sum_k s_m^{h-1}[k]^2 \right]}, \quad (13)$$

$$S = \sqrt{\sum_h S_h^2} = \sqrt{\frac{1}{2N} \left[\sum_{p=0}^{2^m-1} \sum_k s_m^p[k]^2 \right]}, \quad (14)$$

em que: S_h denota o valor eficaz do sinal na h -ésima faixa de frequências e S corresponde ao valor eficaz do sinal.

3. MATERIAL E MÉTODOS

Para avaliar a acurácia da estimação de valores eficazes mediante uso da TWPDR, aplicou-se a metodologia ilustrada resumidamente na Figura 2.

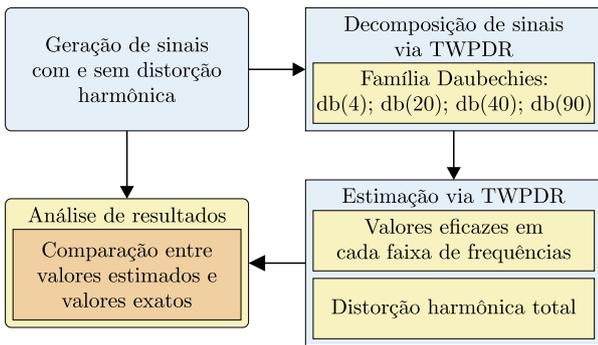


Figura 2. Metodologia aplicada ao estudo.

Inicialmente, foram gerados quatro sinais com e sem distorção harmônica, de modo a avaliar a estimação de valores eficazes via TWPDR sob diferentes aspectos:

- **Sinal a:** Nesse caso, buscou-se avaliar a decomposição de um sinal senoidal puro, o qual é definido por:

$$s_a(t) = \sqrt{2} \{100 \sin(\omega t)\} \text{ V.} \quad (15)$$

- **Sinal b:** Esse sinal corresponde ao sinal $s_a(t)$ acrescido de um nível DC, visando avaliar o impacto de uma

componente contínua na decomposição. O sinal é obtido a partir de:

$$s_b(t) = \sqrt{2} \left\{ \frac{5}{\sqrt{2}} + 100 \sin(\omega t) \right\} \text{ V.} \quad (16)$$

- **Sinal c:** Além da componente DC e da componente em 60 Hz, este sinal possui componentes harmônicas, isto é,

$$s_c(t) = \sqrt{2} \left\{ \begin{array}{l} \frac{5}{\sqrt{2}} + 100 \sin(\omega t) \\ + 1 \sin(3\omega t) \\ + 5 \sin(5\omega t) + 3 \sin(7\omega t) \\ + 2 \sin(9\omega t) + 1 \sin(11\omega t) \\ + 0,50 \sin(13\omega t) \\ + 0,25 \sin(15\omega t) \end{array} \right\} \text{ V.} \quad (17)$$

- **Sinal d:** O último sinal gerado possui componentes harmônicas ímpares não-consecutivas e desvio de fase em todas as componentes, o qual é definido conforme:

$$s_d(t) = \sqrt{2} \left\{ \begin{array}{l} 24,75 \sin(\omega t + 67^\circ) \\ + 1,98 \sin(3\omega t + 200^\circ) \\ + 1,68 \sin(5\omega t + 148^\circ) \\ + 0,12 \sin(7\omega t + 255^\circ) \\ + 0,15 \sin(9\omega t + 172^\circ) \\ + 0,07 \sin(11\omega t + 247^\circ) \\ + 0,05 \sin(17\omega t + 177^\circ) \end{array} \right\} \text{ A.} \quad (18)$$

Todos os sinais gerados possuem $f = 60$ Hz, $\omega = 2\pi f$ e foram amostrados a uma frequência de $f_s = 15360$ Hz, o que corresponde a 256 amostras para cada ciclo de 60 Hz (em um total de 20 ciclos). A frequência de amostragem adotada neste trabalho é amplamente empregada em equipamentos de medição, visto que está em consonância com as definições da Norma IEC 61850 para aplicações dessa finalidade (Bansal, 2019). Na Figura 3, os quatro sinais são representados em valores por-unidade (p.u.).

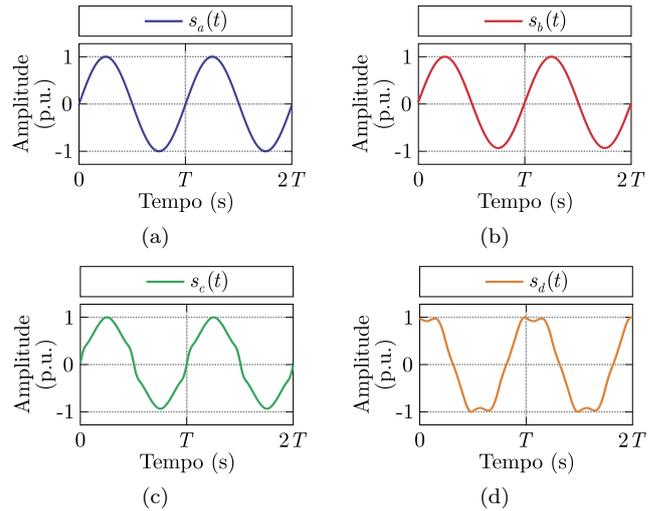


Figura 3. Representação dos sinais: (a) $s_a(t)$; (b) $s_b(t)$; (c) $s_c(t)$; (d) $s_d(t)$.

Em seguida, aplicou-se a TWPDR aos sinais de teste, adotando como wavelets as funções propostas por Daubechies (1992), as quais vêm sendo amplamente utilizadas em pesquisas relacionadas com o cálculo de potência (Morsi and El-Hawary, 2007, 2008b, 2009; Alves et al., 2017). Como se

espera que a acurácia da estimação seja alta para wavelets-mãe com um número de coeficientes elevado (Morsi and El-Hawary, 2008a), efetuou-se uma análise da influência da quantidade de coeficientes (L) nos resultados. Para tanto, selecionou-se quatro funções da família Daubechies, que foram: db(4), db(20), db(40) e db(90).

Para contemplar a estimação individual de harmônicos ímpares, utilizou-se seis níveis de decomposição ($m = 6$), de modo que no sexto nível de resolução foram obtidas 64 faixas de frequência, as quais são centradas em harmônicos ímpares, conforme ilustrado na Figura 4.

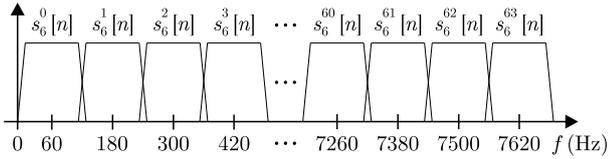


Figura 4. Resposta em frequência (ideal) para uma decomposição TWPDR em 6 níveis ($f_s = 15360$ Hz).

Posteriormente, foram estimados os valores eficazes correspondentes: i) a cada faixa de frequências (Equação (13)); ii) ao sinal integralmente (Equação (14)); iii) à totalidade das faixas de frequência que contemplam os harmônicos, S_H , conforme Equação (19):

$$S_H = \sqrt{\frac{1}{2N} \left[\sum_{p=1}^{2^m-1} \sum_k s_m^p[k]^2 \right]} = \sqrt{\sum_{h>1} S_h^2}. \quad (19)$$

O próximo passo consistiu em estimar a distorção harmônica total do sinal:

$$THD_S = \sqrt{\sum_{h>1} \frac{S_h^2}{S_1^2}} = \frac{S_H}{S_1}. \quad (20)$$

Após o procedimento de estimação dos valores eficazes e da distorção harmônica total dos sinais, comparou-se os valores estimados e os valores exatos. Outrossim, há de se destacar que os valores de referência foram calculados a partir da análise de Fourier adotada pela Norma IEEE 1459 (IEEE Std. 1459, 2010), na qual o valor eficaz que contempla o conjunto de harmônicos também é constituído pelo nível DC dos sinais ($S_H^{IEEE} = \sqrt{\sum_{h \neq 1} S_h^2}$).

Isto é, há uma diferença fundamental na análise adotada pela Norma IEEE 1459 quando efetuada a partir das teorias de Fourier e Wavelet. Desse modo, considerando a existência de componente contínua nos sinais, é de se esperar que ocorram discrepâncias entre os valores reais obtidos via análise de Fourier e os calculados conforme a TW, visto que para a TW o nível DC repercute apenas no valor eficaz da primeira faixa de frequências (S_1).

4. RESULTADOS E ANÁLISE

4.1 Sinal a

Na Tabela 1 são apresentados os valores eficazes calculados conforme Equações (13), (14), (19) e (20) para $s_a(t)$.

A partir da Tabela 1, pode se constatar que o valor de S_a foi estimado com exatidão a partir de db(4), db(20)

Tabela 1. Sinal $s_a(t)$: Valores eficazes e distorção harmônica total obtidos via TWPDR.

Grandeza	Valor exato	TWPDR			
		db(4)	db(20)	db(40)	db(90)
S_a (V)	100,00	100,00	100,00	100,00	99,93
S_{aH} (V)	0	24,96	1,08	0,03	0
S_{a1} (V)	100,00	96,83	99,99	100,00	99,93
THD_{S_a}	0	0,26	0,01	0	0

e db(40). Por outro lado, apenas db(90) propiciou uma estimação exata de S_{aH} . Com relação à S_{a1} , apenas a função db(40) foi exata na estimação, enquanto a wavelet db(4) apresentou o pior resultado. Ademais, as funções db(40) e db(90) proporcionaram uma estimação exata da THD_{S_a} .

Para o Sinal a, constatou-se que a partir da decomposição TWPDR foi possível estimar corretamente os valores eficazes dos sinais. Embora a estimação a partir de db(90) não tenha sido exata, o seu valor foi próximo do valor real do sinal. Entretanto, para as demais faixas de frequência, verificou-se que, de modo geral, quanto maior o número de coeficientes da wavelet-mãe, melhor a representação, o que também reverberou na estimação da THD_{S_a} .

4.2 Sinal b

A estimação dos valores eficazes e da taxa de distorção harmônica do Sinal b é apresentada na Tabela 2.

Tabela 2. Sinal $s_b(t)$: Valores eficazes e distorção harmônica total obtidos via TWPDR.

Grandeza	Valor exato	TWPDR			
		db(4)	db(20)	db(40)	db(90)
S_b (V)	100,12	100,12	100,12	100,12	100,06
S_{bH} (V)	5,00	24,96	1,08	0,03	0
S_{b1} (V)	100,00	96,96	100,12	100,12	100,06
THD_{S_b}	0	0,26	0,01	0	0

O Sinal b corresponde ao Sinal a acrescido de um nível DC. A comparação dos valores apresentados na Tabela 2 com os indicados na Tabela 1 evidencia que o nível DC de $s_b(t)$ não afetou a estimação de S_{bH} . Esse comportamento era esperado, visto que a componente contínua está contida na primeira faixa de frequências (centrada em 60 Hz). Isto é, a componente DC do sinal alterou apenas o valor eficaz da primeira faixa de frequências. Este comportamento pode indicar uma limitação do uso da TWPDR – e da TWD como um todo – para a estimação do valor eficaz da componente fundamental em sinais com componente contínua.

Embora tenha havido variação nos valores eficazes estimados, S_b , para a wavelet-mãe db(90) o comportamento foi similar ao observado no Sinal a, no qual a estimação do valor eficaz não foi exata. Isso pode ser explicado pelo fato de wavelets-mãe com número de coeficientes elevado poderem causar instabilidade no algoritmo utilizado para o cálculo dos filtros (Morsi and El-Hawary, 2009). Além disso, o esforço computacional e a quantidade de informação redundante são maiores em wavelets com um número elevado de coeficientes. Isto é, apesar de ser esperado que os resultados fossem mais acurados para wavelets com um número maior de coeficientes, observa-se que entre db(20)

e db(40), assim como entre db(40) e db(90), a melhoria não foi considerável, havendo até prejuízo com relação à estimação de S_b (considerando db(90)).

4.3 Sinal c

Os valores estimados para o Sinal c são apresentados na Tabela. 3.

Tabela 3. Sinal $s_c(t)$: Valores eficazes e distorção harmônica total obtidos via TWPDR.

Grandeza	Valor exato	TWPDR			
		db(4)	db(20)	db(40)	db(90)
S_c (V)	100,33	100,33	100,33	100,33	100,26
S_{cH} (V)	8,08	25,75	6,44	6,35	6,34
S_{c1} (V)	100	96,96	100,12	100,12	100,06
S_{c3} (V)	1	24,15	1,76	1,07	1,00
S_{c5} (V)	5	4,34	4,90	4,98	5,00
S_{c7} (V)	3	6,88	2,84	2,91	2,97
S_{c9} (V)	2	2,29	2,23	2,13	2,04
S_{c11} (V)	1	1,77	1,02	1,00	1,00
S_{c13} (V)	0,5	1,06	0,51	0,50	0,50
S_{c15} (V)	0,25	1,64	0,20	0,21	0,23
THD_{S_c}	0,08	0,26	0,06	0,06	0,06

A análise da Tabela 3 evidencia que apenas as funções db(40) e db(90) foram capazes de estimar com exatidão o valor eficaz em algumas componentes harmônicas individuais (3, 5, 11 e 13). Nas demais faixas de frequências, db(40) e db(90) proporcionaram resultados próximos aos exatos, enquanto db(4) e db(20) apresentaram os piores resultados. Por outro lado, apesar de haver um bom nível de exatidão na estimação de S_c , o valor de S_{cH} foi comprometido por englobar faixas de frequências, diferentemente do que ocorre na análise de Fourier, na qual cada harmônico é estimado individualmente.

Além disso, os valores de S_{cH} e THD_{S_c} estimados com maior exatidão foram obtidos a partir de db(20), o que corrobora o que foi verificado para o Sinal b. Isto é, considerando apenas essas duas grandezas, um maior número de coeficientes na wavelet-mãe pode não proporcionar resultados mais acurados com relação a uma wavelet da mesma família com um L menor.

4.4 Sinal d

Na Tabela 4 são apresentados os valores estimados para o Sinal d.

A partir da Tabela 4, constatou-se que a estimação de S_d , S_{dH} e S_{d1} obteve acurácia elevada a partir das wavelets-mãe db(20), db(40) e db(90). Devido à inexistência de componente contínua no sinal, a representação da componente fundamental – e, conseqüentemente, do conjunto das harmônicas – do Sinal d não foi prejudicada. Isso também foi verificado na estimação da THD_{S_d} , a qual foi realizada com exatidão a partir de db(40) e db(90). Além disso, assim como o ocorrido nos sinais a, b e c, de modo geral, não houve melhoria significativa entre os valores estimados a partir de db(90) com relação aos obtidos via db(40).

De maneira similar ao observado para o Sinal c, a estimação dos valores eficazes não foi exata em todas as faixas

Tabela 4. Sinal $s_d(t)$: Valores eficazes e distorção harmônica total obtidos via TWPDR.

Grandeza	Valor exato	TWPDR			
		db(4)	db(20)	db(40)	db(90)
S_d (A)	24,88	24,88	24,88	24,88	24,87
S_{dH} (A)	2,61	6,69	2,62	2,61	2,60
S_{d1} (A)	24,75	23,97	24,74	24,75	24,73
S_{d3} (A)	1,98	6,22	1,99	1,98	1,98
S_{d5} (A)	1,68	1,66	1,69	1,68	1,68
S_{d7} (A)	0,12	1,62	0,13	0,13	0,12
S_{d9} (A)	0,15	0,19	0,14	0,15	0,15
S_{d11} (A)	0,07	0,53	0,12	0,08	0,07
S_{d13} (A)	0	0,38	0,02	0,01	0,00
S_{d15} (A)	0	0,41	0,03	0,02	0,02
S_{d17} (A)	0,05	0,04	0,04	0,04	0,04
THD_{S_d}	0,10	0,28	0,11	0,10	0,10

de frequências. Isto pode explicar o porquê dos métodos utilizados para cálculo de potência definidos a partir da TWD e suas variantes (Yoon and Devaney, 1998; Morsi and El-Hawary, 2007, 2008b; Vatansever and Ozdemir, 2008; Morsi and El-Hawary, 2009; Alves et al., 2017) estimarem os valores eficazes do sinal como um todo (para esse sinal, S_d) e/ou agrupados em termos das componentes harmônicas (nesse caso, S_{dH}).

De modo geral, os erros em relação aos valores exatos foram condizentes com trabalhos da literatura, como Morsi and El-Hawary (2007), que utilizaram como wavelet-mãe a função db(10) e $f_s = 7680$ Hz e Barros and Diego (2008), que adotaram $f_s = 1600$ Hz e db(20) e v(24) (Vaidyanathan com $L = 24$) como funções wavelet.

5. CONCLUSÕES

Nesse trabalho foram analisados os efeitos da estimação de valores eficazes a partir da TWPDR. Avaliou-se o desempenho da estimação a partir de quatro wavelets-mãe – db(4), db(20), db(40) e db(90) – em sinais com diferentes características. Adicionalmente, a partir dos valores eficazes, estimou-se a distorção harmônica total desses sinais.

Os resultados atestaram a acurácia da TWPDR no que diz respeito à estimação de valores eficazes de sinais. Para os quatro sinais de teste, considerando db(4), db(20) e db(40), os valores eficazes foram iguais aos exatos. Por outro lado, a estimação de S_h foi comprometida em algumas faixas de frequências.

Na presença de nível DC, a representação da componente fundamental foi prejudicada, conforme evidenciado nos Sinais b e c. O fato dessa transformada efetuar os cálculos em faixas de frequências compromete a estimação da componente fundamental em sinais que contêm nível médio, o que se deve à primeira faixa de frequências compreender, além da componente fundamental, a componente contínua dos sinais. Para as demais componentes de frequência, as wavelets com uma maior quantidade de coeficientes propiciaram melhores resultados, embora eles não tenham sido exatos em todas as faixas de frequências.

No que diz respeito à estimação do valor eficaz total das harmônicas, S_H , a acurácia dos resultados foi comprometida nos sinais que continham componente contínua.

Para esses sinais, também houve prejuízo na estimação da THD_S , visto que esta grandeza é associada à S_H . Outrossim, considerando S_H e THD_S , o aumento do número de coeficientes não provocou melhorias significativas com relação à acurácia da estimação. Para as wavelets analisadas, houve uma melhoria considerável apenas da wavelet db(20) quando comparada à função db(4).

Portanto, há uma limitação do uso da TWPDR para aplicações nas quais é necessária a estimação exata de cada componente do sinal. Além das discrepâncias observadas em sinais com nível médio, a adoção de faixas de frequência para a estimação de harmônicos ímpares só pode ser efetuada em sinais que não contenham componentes de frequência pares.

Por tudo isso, constatou-se a relevância da TWPDR no contexto da estimação de valores eficazes de sinais. Contudo, para analisar harmônicos de maneira individual, outras técnicas podem propiciar resultados mais acurados, a exemplo das transformadas baseadas na Teoria de Fourier.

AGRADECIMENTOS

Os autores agradecem ao Conselho Nacional de Desenvolvimento Científico e Tecnológico (CNPq) e ao Programa de Pós-graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Campina Grande.

REFERÊNCIAS

- Alves, D.K., Costa, F.B., de A. Ribeiro, R.L., de Sousa Neto, C.M., and de O. A. Rocha, T. (2017). Real-time power measurement using the maximal overlap discrete wavelet-packet transform. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 64, 3177–3187. doi:10.1109/TIE.2016.2637304.
- Bansal, R. (2019). *Power system protection in smart grid environments*. Taylor & Francis;CRC.
- Barros, J. and Diego, R.I. (2006). Application of the wavelet-packet transform to the estimation of harmonic groups in current and voltage waveforms. *IEEE Transactions on Power Delivery*, 21, 533–535. doi:10.1109/TPWRD.2005.848437.
- Barros, J. and Diego, R.I. (2008). Analysis of harmonics in power systems using the wavelet-packet transform. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, 57, 63–69. doi:10.1109/tim.2007.910101.
- Budeanu, C. (1927). Puissances reactives et fictives. *Institut Romain de l’Energie*.
- Czarnecki, L.S. (1983). An orthogonal decomposition of the current of non-sinusoidal voltage source applied to non-linear loads. *International Journal of Circuit Theory and Applications*, 11, 235–239.
- Daubechies, I. (1992). *Ten lectures on wavelets*. CBMS-NSF regional conference series in applied mathematics 61. Society for Industrial and Applied Mathematics, 1 edition.
- Driesen, J.L.J. and Belmans, R.J.M. (2003). Wavelet-based power quantification approaches. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, 52, 1232–1238. doi:10.1109/tim.2003.816833.
- Grossmann, A. and Morlet, J. (1984). Decomposition of hardy functions into square integrable wavelets of constant shape. *SIAM Journal on Mathematical Analysis*, 15, 723–736. doi:10.1137/0515056.
- Hamid, E.Y., Mardiana, R., and Kawasaki, Z.I. (2002). Method for rms and power measurements based on the wavelet packet transform. *IEE Proceedings - Science Measurement and Technology*, 149, 60 – 66. doi:10.1049/ip-smt:20020156.
- IEEE Std. 1459 (2010). IEEE Standard Definitions for the Measurement of Electric Power Quantities Under Sinusoidal, Nonsinusoidal, Balanced, or Unbalanced Conditions. *IEEE Std 1459-2010 (Revision of IEEE Std 1459-2000)*, 1–40. doi:10.1109/IEEESTD.2010.5439063.
- Mallat, S. (2008). *A Wavelet Tour of Signal Processing: The Sparse Way*. Academic Press, 3 edition.
- Mallat, S.G. (1989). A theory for multiresolution signal decomposition: the wavelet representation. *IEEE Transactions on Pattern Analysis and Machine Intelligence*, 11(7), 674–693. doi:10.1109/34.192463.
- Morsi, W.G. and El-Hawary, M.E. (2007). Reformulating power components definitions contained in the iee standard 1459–2000 using discrete wavelet transform. *IEEE Transactions on Power Delivery*, 22, 1910–1916. doi:10.1109/TPWRD.2007.899777.
- Morsi, W.G. and El-Hawary, M.E. (2008a). The most suitable mother wavelet for steady-state power system distorted waveforms. In *2008 Canadian Conference on Electrical and Computer Engineering*. IEEE, Niagara Falls, Canada. doi:10.1109/ccece.2008.4564487.
- Morsi, W.G. and El-Hawary, M.E. (2008b). A new perspective for the iee standard 1459-2000 via stationary wavelet transform in the presence of nonstationary power quality disturbance. *IEEE Transactions on Power Delivery*, 23, 2356–2365. doi:10.1109/TPWRD.2008.2002660.
- Morsi, W.G. and El-Hawary, M.E. (2009). A new reactive, distortion and non-active power measurement method for nonstationary waveforms using wavelet packet transform. *Electric Power Systems Research*, 79, 1408–1415. doi:10.1016/j.epsr.2009.04.018.
- Percival, D.B. and Walden, A.T. (2000). *Wavelet methods for time series analysis*. Cambridge Series in Statistical and Probabilistic Mathematics. Cambridge University Press, 1 edition.
- Steinmetz, C.P. (1897). *Theory and Calculation of Alternating Current Phenomena*. The W. J. Johnston co., New York, USA, 1 edition.
- Vatansever, F. and Ozdemir, A. (2008). A new approach for measuring rms value and phase angle of fundamental harmonic based on wavelet packet transform. *Electric Power Systems Research*, 78, 74–79. doi:10.1016/j.epsr.2006.12.009.
- Yoon, W.K. and Devaney, M.J. (1998). Power measurement using the wavelet transform. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, 47, 1205–1210. doi:10.1109/19.746584.
- Yoon, W.K. and Devaney, M.J. (2000). Reactive power measurement using the wavelet transform. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, 49, 246–252. doi:10.1109/19.843057.