

Análise da estimação da diferença de fase entre sinais via Transformada Wavelet *Packet* Discreta Redundante

Rodrigo de A. Coelho* Érica M. Lima* Núbia S. D. Brito**

* Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Universidade
Federal de Campina Grande, PB

(e-mails: {rodrigo.almeida, erica.lima}@ee.ufcg.edu.br

** Departamento de Engenharia Elétrica, Universidade Federal de
Campina Grande, PB

(e-mail: nubia@dee.ufcg.edu.br)

Abstract: Harmonic analysis is one of the main topics of power quality in electric power systems. In the presence of harmonics in voltage and current signals, the traditional power calculation is inadequate. In this context, the monitoring of the impedance angle of each frequency component of voltage and current signals is essential. Besides the importance for power calculation, the phase difference between voltage and current allows the load to be characterized as resistive, inductive, or capacitive. This work is in this scope and presents a study aiming to evaluate the use of the Redundant Discrete Wavelet Packet Transform (RDWPT) in the estimation of the phase difference between signals in different frequency bands. The frequency response of filters based on two families of wavelets was analyzed, from which it was estimated, via RDWPT, the phase difference of simulated voltage and current signals. The results indicated the dissonance between the estimated and the real values in nonsinusoidal signals.

Resumo: A análise de harmônicos consiste em um dos principais tópicos da qualidade da energia elétrica nos sistemas elétricos de potência. Diante da presença de harmônicos nos sinais de tensão e corrente, o cálculo de potência tradicional é inadequado. Nesse contexto, é fundamental o monitoramento do ângulo da impedância de cada componente de frequência que constitui os sinais de tensão e corrente. Além da importância para o cálculo de potência, a diferença de fase entre tensão e corrente propicia a caracterização da carga como resistiva, indutiva ou capacitiva. Este trabalho está inserido nesse âmbito e apresenta um estudo que teve como objetivo avaliar o uso da Transformada Wavelet *Packet* Discreta Redundante (TWPDR) na estimação da defasagem entre sinais em diferentes faixas de frequência. Desse modo, analisou-se a resposta em frequência de filtros baseados em duas famílias de wavelets, a partir das quais estimou-se, via TWPDR, a diferença de fase de sinais de tensão e corrente simulados. Os resultados evidenciaram a dissonância entre os valores estimados e os valores reais em sinais não-senoidais.

Keywords: wavelet transform; wavelet packet transform; power quality; harmonic distortion; phase shift estimation.

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

1. INTRODUÇÃO

O avanço da eletrônica de potência introduziu massivamente cargas não-lineares e variantes no tempo nos Sistemas Elétricos de Potência (SEP), as quais distorcem as formas de onda da tensão e da corrente. Essa problemática impulsionou a área de Qualidade da Energia Elétrica (QEE), que trata dos desvios de tensão e corrente das formas de onda ideais e dos valores nominais (Bollen, 2000). Nesse contexto, as definições de potência convencionais propostas por Steinmetz (1897) são insuficientes para caracterizar e quantificar a transferência de potência em um circuito, isto é, as definições clássicas de potência

são inadequadas para condições não-senoidais (Morsi and El-Hawary, 2007a).

A divergência entre os sinais de tensão e corrente da forma senoidal pura motivou o aperfeiçoamento das definições de potência, cujos primeiros trabalhos foram desenvolvidos por Budeanu (1927), no domínio da frequência, e Fryze (1931), no domínio do tempo. O paradigma de dois domínios distintos (tempo e frequência) para estudos relacionados a esse tema foi extinto a partir do trabalho de Yoon and Devaney (1998), que aplicaram a Transformada Wavelet (TW) para o cálculo de valores eficazes e da potência ativa. Desde então, diversos métodos de cálculo de potência foram desenvolvidos a partir da TW e suas

variantes (Yoon and Devaney, 2000; Hamid et al., 2002; Driesen and Belmans, 2003; Morsi and El-Hawary, 2007b; Vatansever and Ozdemir, 2008; Morsi and El-Hawary, 2009; Alves et al., 2017).

Uma característica comum dos métodos que estimam potência a partir da TW consiste em efetuar o cálculo sem a necessidade de informações sobre a diferença de fase entre os sinais de tensão e corrente. Isto é, o ângulo de cada impedância harmônica é irrelevante para a estimação. Contudo, a informação sobre a diferença de fase entre tensão e corrente é fundamental para a tipificação da característica da carga (resistiva, indutiva ou capacitiva).

De fato, diferentemente da Transformada de Fourier (TF), cujas grandezas são complexas, a representação de um sinal obtida a partir da TW retém apenas indiretamente as informações sobre o ângulo de fase dos sinais (Hamid et al., 2002). Desse modo, a decomposição de sinais efetuada pela TW a partir de wavelets reais fornece uma caracterização de grandezas reais, as quais não contêm informações absolutas sobre a fase dos sinais. Por outro lado, diferentemente da TF, a TW efetua uma análise em tempo-frequência, a qual é fundamental para o estudo de sinais não-estacionários.

Esse trabalho se insere nesse contexto e apresenta uma análise sobre a estimação da diferença de fase entre sinais via Transformada Wavelet *Packet* Discreta Redundante (TWPDR), uma variante da TW. A análise foi realizada a partir de sinais senoidais e não-senoidais, cuja decomposição foi efetuada em faixas de frequências centradas em harmônicos ímpares, os quais são mais comuns no SEP. Desse modo, foi possível extrair individualmente a diferença de fase de cada harmônico ímpar. Para tanto, utilizou-se funções wavelet das famílias Daubechies e Vaidyanathan (Daubechies, 1992; Vaidyanathan and Hoang, 1988).

2. TRANSFORMADA WAVELET *PACKET* DISCRETA REDUNDANTE

A Transformada Wavelet Contínua (TWC) foi proposta por Grossmann and Morlet (1984), a qual, para um sinal $x(t)$, é definida conforme:

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

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

As funções wavelet são provenientes de uma função de referência, denominada wavelet-mãe, $\psi(t)$, por meio de operações simultâneas de escalonamento e translação, as quais possibilitam que a TWC decomponha um sinal em diferentes faixas de frequência. Por outro lado, a TWC requer um esforço computacional elevado, que resulta em uma grande quantidade de informação redundante do sinal.

Esse problema foi contornado pela Transformada Wavelet Discreta (TWD), na qual os fatores a e b são discretizados, conforme proposto por Daubechies (1992). O algoritmo de Mallat (1989) possibilita o cálculo mais eficiente da TWD a partir de um banco de filtros, no qual as informações

do sinal são preservadas a partir da divisão do espectro de frequências em diferentes faixas. Entretanto, uma limitação da TWD consiste no processo de subamostragem que ocorre em cada nível de decomposição, o que pode provocar erros no cálculo dos coeficientes. Este problema foi contornado com a Transformada Wavelet Discreta Redundante (TWDR), a qual é invariante no tempo, visto que não efetua subamostragem em seu processamento.

Por outro lado, tanto a TWD quanto a TWDR apresentam faixas de frequência de comprimento não-uniforme, o que pode restringir sua aplicação para detecção de harmônicos individuais. Essa característica foi dirimida pela Transformada Wavelet *Packet* Discreta (TWPDR), cujo processo de decomposição ocorre tanto nos coeficientes escala quanto nos coeficientes wavelet, promovendo faixas de frequência de comprimento uniforme. Contudo, a TWPDR ainda é uma transformada variante no tempo, o que pode ser contornado a partir da TWPDR, a qual alia as características de uniformidade no comprimento das faixas de frequência da TWPDR e da invariância no tempo da TWDR.

Os coeficientes da TWPDR são obtidos conforme a seguir (Mallat, 2008):

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

$$s_m^{2p+1}[n] = \frac{1}{\sqrt{2}} \sum_{k=-\infty}^{\infty} h_{\psi}[k] s_{m-1}^p[n-k], \quad (3)$$

em que: h_{φ} e h_{ψ} são os filtros passa-baixa (filtro escala) e passa-alta (filtro wavelet), respectivamente; m e p denotam o nível de resolução e o número do nó da decomposição, respectivamente ($0 \leq p \leq 2^{m-1} - 1$, $p \in \mathbb{N}$).

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

$$\sum_{l=1}^L h_{\varphi}[l] = \sqrt{2}, \quad \sum_{l=1}^L h_{\varphi}^2[l] = 1, \quad (4)$$

$$\sum_{l=1}^L h_{\psi}[l] = \sqrt{2}, \quad \sum_{l=1}^L h_{\psi}^2[l] = 1, \quad (5)$$

$$\sum_{l=-\infty}^{\infty} h_{\varphi}[l] h_{\varphi}[l+2k] = 0, \quad \sum_{l=-\infty}^{\infty} h_{\psi}[l] h_{\psi}[l+2k] = 0, \quad (6)$$

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,

$$h_{\varphi}[l] = (-1)^{l+1} h_{\psi}[L-l-1], \quad (7)$$

$$h_{\psi}[l] = (-1)^l h_{\varphi}[L-l-1]. \quad (8)$$

O processo de decomposição de um sinal em três níveis efetuado via TWPDR é ilustrado na Figura 1, em que f_s representa a frequência de amostragem do sinal.

3. MATERIAL E MÉTODOS

Para avaliar o uso da TWPDR para a estimação da diferença de fase entre sinais, aplicou-se a metodologia apresentada na Figura 2. Inicialmente, analisou-se a resposta em frequência dos filtros escala e wavelet da TWPDR e,

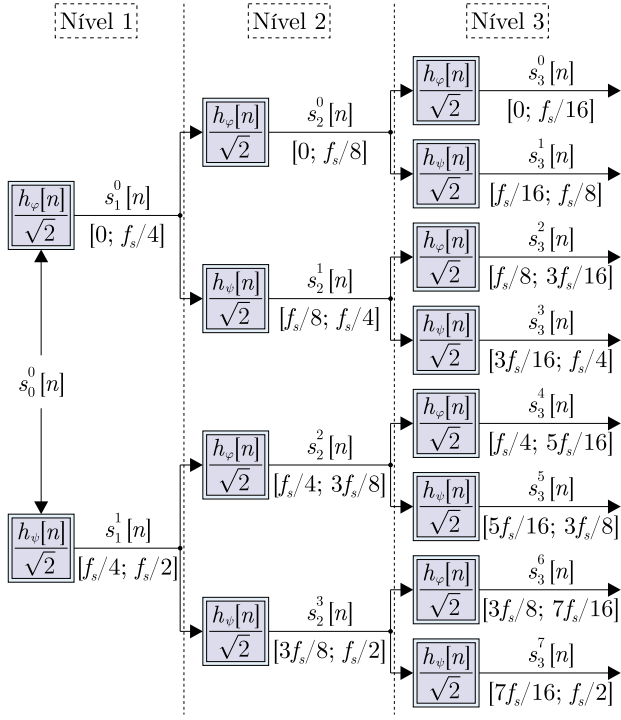


Figura 1. Decomposição TWPDR em três níveis de resolução.

a partir de sinais de teste, aplicou-se a TWPDR para a estimação da diferença de fase entre tensão e corrente. Ademais, com o propósito de comparação, aplicou-se a Transformada de Fourier Discreta (TFD) para a estimação da defasagem entre os sinais de teste. Em seguida, verificou-se a consonância entre os valores estimados e os valores reais.

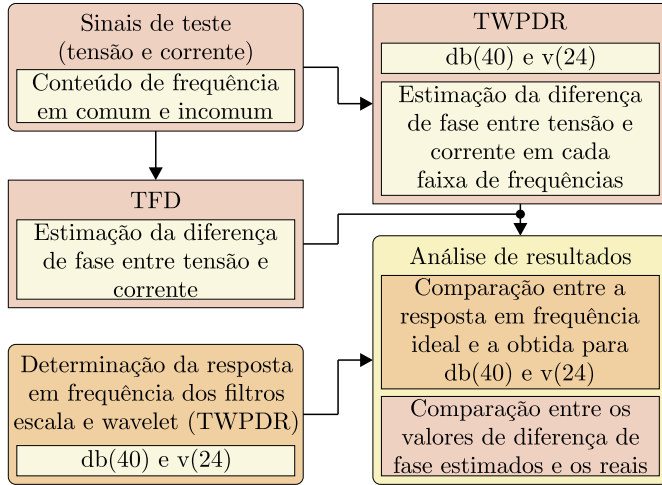


Figura 2. Metodologia aplicada ao estudo.

3.1 Determinação da resposta em frequência dos filtros escala e wavelet (TWPDR)

A TWPDR efetua a decomposição de um sinal em faixas de frequências de comprimento uniforme, cuja quantidade está associada ao nível de resolução. Para verificar se o comportamento de filtros reais se assimila ao de filtros ideais, analisou-se, para três níveis de resolução, a resposta

em frequência de filtros associados a duas funções wavelet, db(40) (Daubechies, 1992) e v(24) (Vaidyanathan and Hoang, 1988). As funções db(40) e v(24) foram adotadas por serem reconhecidamente adequadas para a análise de harmônicos nos SEP (Hamid et al., 2002; Barros and Diego, 2008; Morsi and El-Hawary, 2008; Alves et al., 2017). O número elevado de coeficientes ($L = 40$ e $L = 24$) foi escolhido de modo a fornecer uma estimação mais acurada (Hamid et al., 2002; Morsi and El-Hawary, 2008).

3.2 Sinais de teste

Para efetuar a estimação da diferença de fase entre os sinais, foi necessário gerar conjuntos de pares tensão/corrente. Desse modo, simulou-se sinais contendo componentes de frequência em comum e incomum, conforme descrito a seguir.

Sinais com conteúdo de frequência em comum Dois cenários de sinais com conteúdo harmônico em comum foram adotados:

- **Cenário A** – Nesse caso, buscou-se avaliar a decomposição em sinais senoidais:

$$v_A(t) = \sqrt{2} \{220 \sin(\omega t)\} \text{ V}, \quad (9)$$

$$i_A(t) = \sqrt{2} \{25 \sin(\omega t - 35^\circ)\} \text{ A}. \quad (10)$$

- **Cenário B** – Nesse cenário, avaliou-se a decomposição de sinais não-senoidais:

$$v_B(t) = \sqrt{2} \left\{ \begin{array}{l} 220 \sin(\omega t) \\ + 3 \sin(3\omega t + 60^\circ) \\ + 8 \sin(5\omega t - 160^\circ) \\ + 4 \sin(7\omega t + 30^\circ) \\ + 1 \sin(11\omega t + 60^\circ) \end{array} \right\} \text{ V}, \quad (11)$$

$$i_B(t) = \sqrt{2} \left\{ \begin{array}{l} 25 \sin(\omega t - 35^\circ) \\ + 2 \sin(3\omega t - 80^\circ) \\ + 1,5 \sin(5\omega t - 165^\circ) \\ + 0,8 \sin(7\omega t - 70^\circ) \\ + 1 \sin(11\omega t - 130^\circ) \end{array} \right\} \text{ A}. \quad (12)$$

Sinais com conteúdo de frequência incomum A partir dos cenários A e B, verificou-se a influência da inserção de uma componente contínua e de harmônicos nas faixas de frequência vizinhas às utilizadas para a estimação. Os valores correspondentes às componentes inseridas nos sinais foram definidos arbitrariamente, conforme a seguir.

- **Cenário A1** – Nesse caso, incluiu-se uma componente contínua no sinal de corrente $i_A(t)$:

$$i_{A1}(t) = i_A(t) + 0,5 \text{ A}. \quad (13)$$

- **Cenário A2** – Para esse cenário, inseriu-se uma componente de 180 Hz no sinal de corrente $i_A(t)$:

$$i_{A2}(t) = i_A(t) + \sqrt{2} \{2 \sin(3\omega t - 80^\circ)\} \text{ A}. \quad (14)$$

- **Cenário B1** – Nesse cenário, adicionou-se uma componente contínua no sinal $i_B(t)$:

$$i_{B1}(t) = i_B(t) + 0,5 \text{ A}. \quad (15)$$

- **Cenário B2** – Nesse caso, inseriu-se uma componente harmônica de nona ordem ao sinal $i_B(t)$:

$$i_{B2}(t) = i_B(t) + \sqrt{2} \{0,05 \sin(9\omega t + 70^\circ)\} \text{ A}. \quad (16)$$

- Cenário B3 – Nesse cenário, incluiu-se uma componente de 780 Hz ao sinal $i_B(t)$:

$$i_{B3}(t) = i_B(t) + \sqrt{2} \{0,5 \sin(13\omega t + 10^\circ)\} \text{ A.} \quad (17)$$

Todos os sinais gerados possuem $f = 60$ Hz, $\omega = 2\pi f$ e foram amostrados a uma frequência de $f_s = 15360$ Hz. Desse modo, têm-se 256 amostras para cada ciclo de 60 Hz (em um total de 30 ciclos). A frequência de amostragem adotada é amplamente empregada em equipamentos de medição, pois está em consonância com as definições da Norma IEC 61850 para aplicações dessa finalidade (Bansal, 2019).

3.3 Decomposição via TWPDR

A TWPDR foi aplicada aos sinais de teste adotando como wavelets as funções db(40) e v(24). Para estimar individualmente harmônicos ímpares, utilizou-se seis níveis de decomposição ($m = 6$), o que corresponde a 64 (2^m) faixas de frequências. A banda de passagem de cada uma das faixas de frequências é de 120 Hz ($((f_s/2)/(2^m))$), as quais estão centradas em harmônicos ímpares, conforme ilustrado na Figura 3.

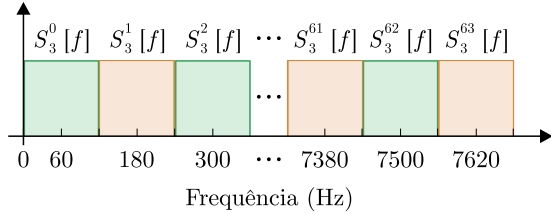


Figura 3. Resposta em frequência ideal para uma decomposição TWPDR em seis níveis de resolução ($f_s = 15360$ Hz).

Segundo Vatansever and Ozdemir (2010) e Alves et al. (2019), a TWPDR pode ser aplicada para estimar a diferença de fase entre tensão e corrente a partir do fator de potência, FP^{TWPDR} , conforme:

$$\begin{aligned} \phi_{FP}^{TWPDR} &= \arccos(FP^{TWPDR}) \\ &= \arccos\left(\frac{P^{TWPDR}}{V^{TWPDR} I^{TWPDR}}\right), \end{aligned} \quad (18)$$

em que:

$$P^{TWPDR} = \sum_{p=0}^{2^m-1} \frac{1}{2N} \sum_k s_{v,m}^p[k] s_{i,m}^p[k], \quad (19)$$

$$V^{TWPDR} = \sqrt{\sum_{p=0}^{2^m-1} \frac{1}{2N} \sum_k s_{v,m}^p[k]^2}, \quad (20)$$

$$I^{TWPDR} = \sqrt{\sum_{p=0}^{2^m-1} \frac{1}{2N} \sum_k s_{i,m}^p[k]^2}, \quad (21)$$

no qual: P^{TWPDR} denota a potência ativa estimada conforme a TWPDR; V^{TWPDR} e I^{TWPDR} correspondem aos valores eficazes dos sinais de tensão e de corrente obtidos via TWPDR; $s_{v,m}^p[k]$ e $s_{i,m}^p[k]$ representam os coeficientes de decomposição da TWPDR no nível de resolução m e no p da tensão e da corrente, respectivamente.

O fator de potência em cada nó da decomposição da TWPDR pode ser determinado a partir de:

$$FP_p^{TWPDR} = \frac{P_p^{TWPDR}}{V_p^{TWPDR} I_p^{TWPDR}}, \quad (22)$$

em que:

$$P_p^{TWPDR} = \frac{1}{2N} \sum_k s_{v,m}^p[k] s_{i,m}^p[k], \quad (23)$$

$$V_p^{TWPDR} = \sqrt{\frac{1}{2N} \sum_k s_{v,m}^p[k]^2}, \quad (24)$$

$$I_p^{TWPDR} = \sqrt{\frac{1}{2N} \sum_k s_{i,m}^p[k]^2}, \quad (25)$$

na qual: P_p^{TWPDR} denota a potência ativa para o nó p calculada conforme TWPDR; V_p e I_p representam a tensão e a corrente eficaz do nó p estimados via TWPDR, respectivamente.

Desse modo, a defasagem entre tensão e corrente considerando cada componente de frequência ímpar, h ($h = 2p + 1$), pode ser calculada conforme:

$$\phi_h^{TWPDR} = \arccos(FP_q^{TWPDR}), \quad q = \frac{h-1}{2}, \quad (26)$$

em que $h \in H$, $H = \{1, 3, 5, \dots, 2^{m+1} - 1\}$.

3.4 Estimação via TFD

A TFD de um sinal discreto, $s[n]$, é obtida conforme (Allen and Mills, 2004):

$$S^{TFD}[z] = \sum_{n=0}^{N-1} s[n] \exp\left(\frac{-j2\pi zn}{N}\right), \quad (27)$$

em que: N denota a quantidade de amostras do sinal; z indexa a frequência; $S = V$ para o sinal de tensão e $S = I$ para o sinal de corrente.

Desse modo, o ângulo de fase de cada múltiplo de frequência do conjunto H corresponde a:

$$\alpha_{S_h}^{TFD} = \arg(S^{TFD}[hf]), \quad (28)$$

na qual $\arg(\cdot)$ representa o operador argumento de números complexos. Portanto, a diferença de fase entre os sinais de tensão e corrente calculada via TFD é obtida a partir de:

$$\phi_h^{TFD} = \alpha_{V_h}^{TFD} - \alpha_{I_h}^{TFD}. \quad (29)$$

3.5 Comparativo entre resultados

Para os sinais que contêm conteúdo harmônico em comum, além de ϕ_h^T , calculou-se o erro relativo percentual considerando o valor exato das grandezas:

$$\varepsilon_r^T = \frac{|\phi^T - \phi|}{\phi} \times 100\%, \quad (30)$$

em que T denota a transformada aplicada, TWPDR ou TFD, ϕ^T corresponde à diferença de fase estimada via T – (26) para a TWPDR e (29) para a TFD –, e ϕ denota o valor exato da defasagem entre tensão e corrente.

Para os sinais dos cenários A1, A2, B1, B2 e B3, em que novas componentes de frequência foram adicionadas às correntes, calculou-se, além de ϕ_h^T , a variação percentual das fases dos sinais que possuem conteúdo harmônico comum e incomum, isto é,

$$\Delta_{\xi x_h}^T = \frac{\phi_{\xi x_h}^T - \phi_{\xi_h}^T}{\phi_{\xi_h}^T} \times 100\%, \quad (31)$$

em que: $\xi = A$ para o Cenário A e $\xi = B$ para o Cenário B; $\Delta_{\xi x_h}^T$ corresponde à variação das fases sinais dos Cenários ξx ($x = [1, 2]$ para o Cenário A e $x = [1, 2, 3]$ para o Cenário B) obtidos via transformada T . Desse modo, a partir de (31), é possível quantificar a variação nos valores estimados devido à inserção de componentes harmônicos apenas no sinal de corrente.

4. RESULTADOS E ANÁLISE

Esta seção é destinada à apresentação e análise dos resultados obtidos a partir da metodologia aplicada ao trabalho.

4.1 Resposta em frequência dos filtros escala e wavelet (TWPDR)

Nas Figuras 4 e 5 são apresentadas as respostas em frequência dos filtros escala e wavelet para as funções $\text{db}(40)$ e $\text{v}(24)$, respectivamente, para uma decomposição TWPDR em três níveis de resolução (BPFE representa a banda passante ideal do filtro escala e BPFW denota banda passante ideal do filtro wavelet).

Conforme Figuras 4(a) e 5(a), já no primeiro nível de resolução, observa-se uma diferença entre as respostas em frequência dos filtros baseados nas funções $\text{db}(40)$ e $\text{v}(24)$ com relação à resposta em frequência de um filtro ideal. Isso implica na passagem de informação do conteúdo dos sinais em frequências que não constam nas bandas passantes ideais $[0; f_s/4]$ e $[f_s/4; f_s/2]$ no primeiro nível, por exemplo). Esse comportamento é comumente referenciado como vazamento de energia (*energy leakage*) e constitui uma limitação da TWD e suas variantes (Peng et al., 2009).

O vazamento de energia ocorrido no primeiro nível de resolução se propaga para o segundo e o terceiro níveis (Figuras 4(b), 4(c), 5(b) e 5(c)), de modo que as bandas passantes obtidas também se distinguem das ideais. Portanto, mesmo utilizando duas wavelets distintas com elevado número de coeficientes, as operações de filtragem efetuadas pela TWPDR podem acarretar erros na representação do conteúdo em frequência dos sinais.

4.2 Estimação da diferença de fase entre tensão e corrente

Cenário A Na Tabela 1 são apresentadas as diferenças de fase estimadas considerando o par $v_A(t)i_A(t)$.

Tabela 1. Cenário A: Diferenças de fase obtidas via TWPDR e TFD.

ϕ	Valor exato	TWPDR				TFD	
		db(40)		v(24)			
		Valor	ε_r^T	Valor	ε_r^T	Valor	ε_r^T
ϕ_{A1}^T	35	35,000°	0%	35,000°	0%	35,000°	0%

A partir da Tabela 1, pode se constatar a exatidão da estimação da diferença de fase em sinais senoidais via TWPDR considerando as funções $\text{db}(40)$ e $\text{v}(24)$. Essa consonância era esperada, visto que todo o conteúdo em frequência dos sinais está centrado em 60 Hz. Além disso, a TFD estimou com exatidão o valor de ϕ_{A1}^{TFD} .

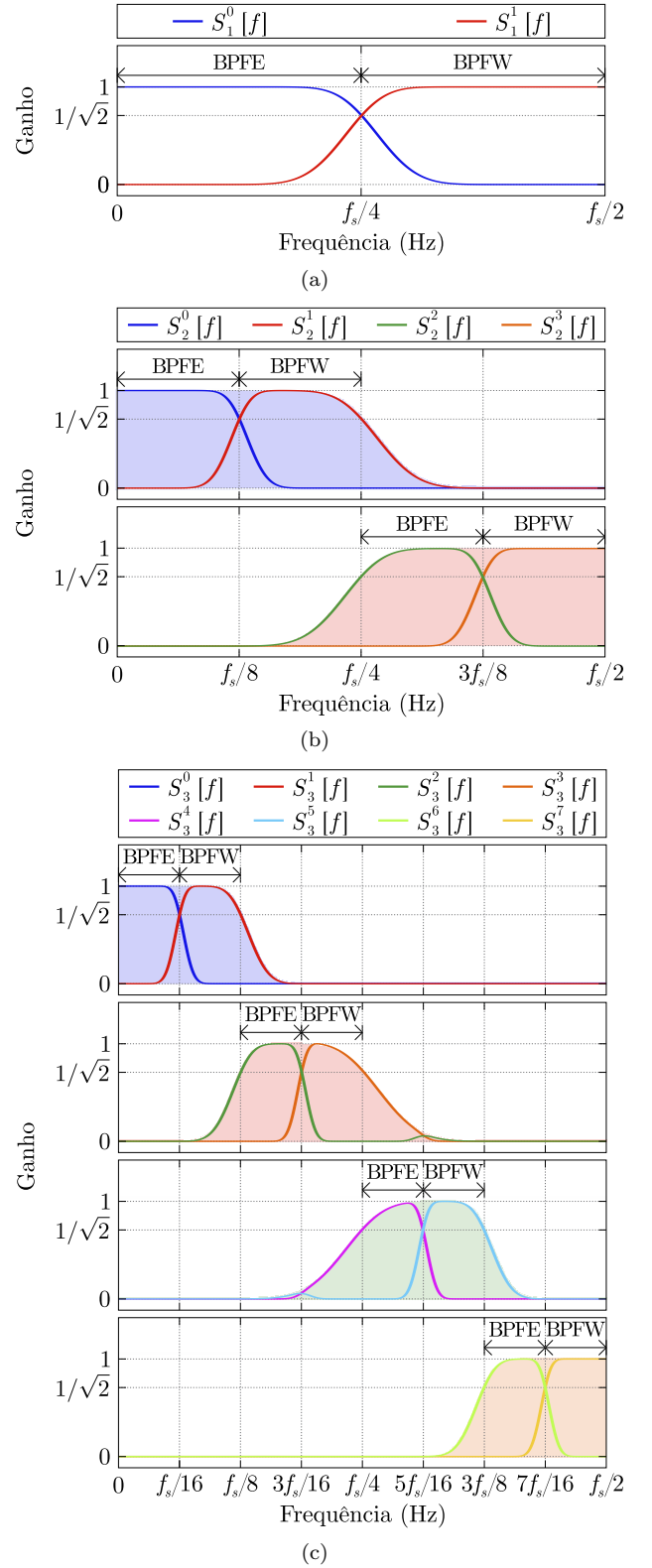


Figura 4. Resposta em frequência dos filtros escala e wavelet para a função $\text{db}(40)$: (a) Nível 1, (b) Nível 2 e (c) Nível 3.

Os valores estimados considerando o par $v_A(t)i_{A1}(t)$ são apresentados na Tabela 2. Como se vê, a inserção de uma componente contínua acarretou uma pequena variação em $\phi_{A1h}^{\text{TWPDR}}$. Esse comportamento ocorreu devido à componente contínua da corrente estar contida na primeira

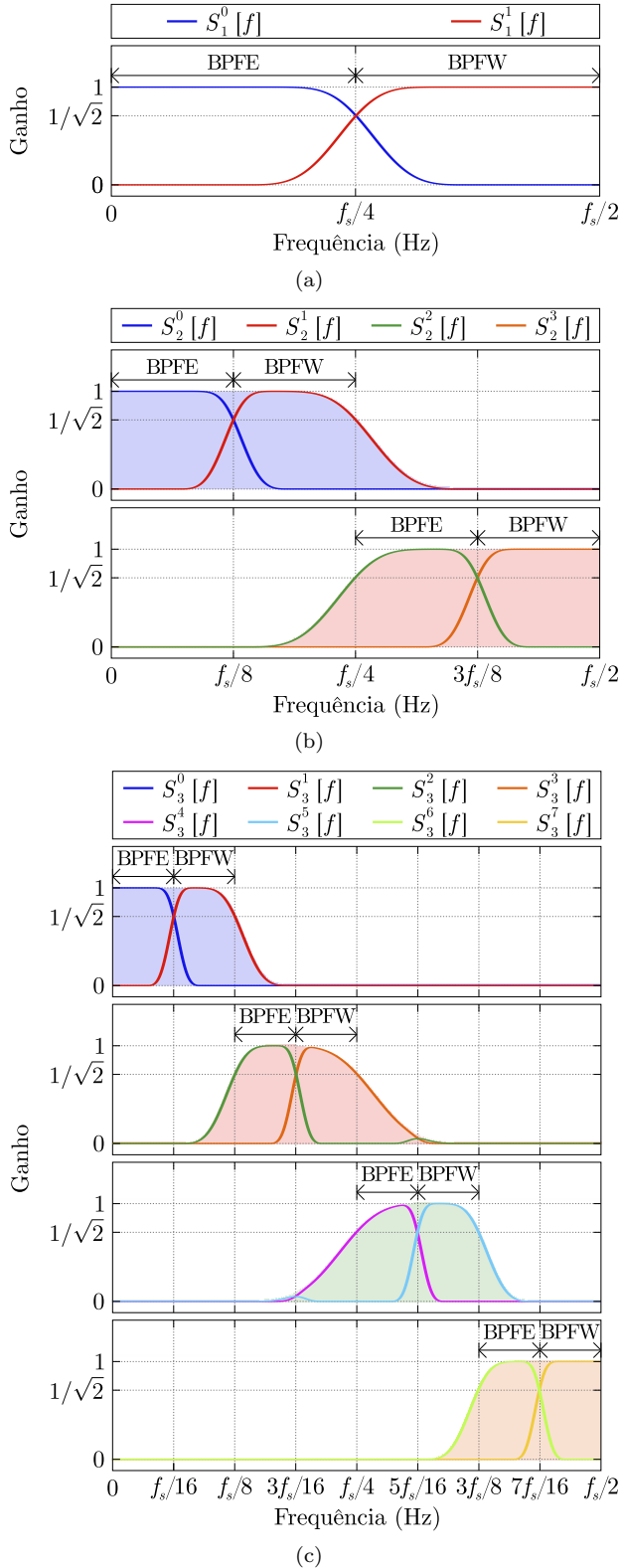


Figura 5. Resposta em frequência dos filtros escala e wavelet para a função $v(24)$ nos níveis: (a) Nível 1, (b) Nível 2 e (c) Nível 3.

faixa de frequências $[0; 120]$ Hz), a qual corresponde à representação da componente fundamental ($h = 1$). Por outro lado, não houve variação no valor estimado via TFD.

O Cenário A2 considerou o par $v_A(t)i_{A2}(t)$, cuja diferença de fase estimada é apresentada na Tabela 3. Nesse caso, a

Tabela 2. Cenário A1: Variação nas diferenças de fase obtidas via TWPDR e TFD.

h	TWPDR				TFD	
	db(40)		$v(24)$			
	ϕ_{A1h}^T	Δ_{A1h}^T	ϕ_{A1h}^T	Δ_{A1h}^T	ϕ_{A1h}^T	Δ_{A1h}^T
1	35,016°	0,047%	35,016°	0,047%	35,000°	0%

componente de terceira ordem inserida no sinal de corrente não interferiu na representação dos sinais, mesmo estando situada na faixa de frequências vizinha $[120; 240]$ Hz) à considerada para o cálculo $[0; 120]$ Hz). Ademais, similarmente ao ocorrido no Cenário A1, o valor estimado via TFD não variou com a inserção de novas componentes no sinal de corrente.

Tabela 3. Cenário A2: Variação nas diferenças de fase obtidas via TWPDR e TFD.

h	TWPDR				TFD	
	db(40)		$v(24)$			
	ϕ_{A2h}^T	Δ_{A2h}^T	ϕ_{A2h}^T	Δ_{A2h}^T	ϕ_{A2h}^T	Δ_{A2h}^T
1	35,000°	0%	35,000°	0%	35,000°	0%

O Cenário A indicou resultados promissores para o uso da TWPDR para a estimação da diferença de fase entre sinais senoidais. Conforme Cenário A1, a presença de componente contínua (0 Hz) em algum dos sinais comprometeu a estimação em 60 Hz, visto que a faixa de frequências é composta por $[0; 120]$ Hz. Por outro lado, de acordo com o Cenário A2, componentes de frequência acima de 60 Hz não interferiram na estimação na primeira faixa de frequências.

Cenário B Na Tabela 4 são apresentadas as diferenças de fase estimadas considerando o par $v_B(t)i_B(t)$.

Tabela 4. Cenário B: Diferenças de fase obtidas via TWPDR e TFD.

ϕ	Valor exato	TWPDR				TFD	
		db(40)		$v(24)$			
		Valor	ϵ_r^T	Valor	ϵ_r^T	Valor	ϵ_r^T
ϕ_{B1}^T	35°	35,000°	0%	35,000°	0%	35,000°	0%
ϕ_{B3}^T	140°	137,390°	1,864%	137,894°	1,505%	140,000°	0%
ϕ_{B5}^T	5°	8,922°	78,432%	8,296°	65,913%	5,000°	0%
ϕ_{B7}^T	100°	100,000°	0%	99,999°	0,001%	100,000°	0%
ϕ_{B11}^T	190°	169,061°	11,020%	169,909°	10,574%	190,000°	0%

Conforme Tabela 4, independentemente da função wavelet adotada, os valores estimados para $h = 3, 5$ e 11 possuem erros. Considerando os harmônicos, apenas ϕ_{B7}^T foi estimado com exatidão (a partir da função db(40)). Diferentemente do Cenário A, os sinais possuem componentes em diversas faixas de frequência, o que acentua o vazamento de energia ocorrido no processo de filtragem provido pela TWPDR. Além disso, independentemente da função wavelet adotada, as estimativas para $h = 5$ e 7 foram comprometidas pelos níveis de erro elevados. Por outro lado, a TFD calculou corretamente a defasagem entre os sinais para cada componente harmônico.

Caso as diferenças de fase do Cenário B fossem consideradas para a caracterização da natureza da impedância da carga em cada componente harmônica, os valores obtidos via TWPDR para $h = 11$ proveriam uma análise

incorreta. O valor exato de ϕ_{B11} indica uma característica capacitiva da carga ($\sin(190^\circ) < 0$) para essa componente de frequência, diferentemente dos valores obtidos a partir de $\text{db}(90)$ e $v(24)$ ($\sin(169,061^\circ)$ e $\sin(169,909^\circ) > 0$), os quais representam uma carga de natureza indutiva.

Para o par $v_B(t)i_{B1}(t)$, os resultados são apresentados na Tabela 5. Nessa condição, a componente contínua que foi inserida no sinal de corrente acarretou variação na estimação via TWPDR apenas para a primeira faixa de frequências ($[0; 120]$ Hz), de maneira similar à ocorrida no Cenário A1. Ademais, não houve variação nos valores calculados via TFD.

Tabela 5. Cenário B1: Variação nas diferenças de fase obtidas via TWPDR e TFD.

h	TWPDR				TFD	
	db(40)		v(24)		ϕ_{B1h}^T	Δ_{B1h}^T
	ϕ_{B1h}^T	Δ_{B1h}^T	ϕ_{B1h}^T	Δ_{B1h}^T		
1	35,016°	0,047%	35,016°	0,047%	35,000°	0%
3	137,390°	0%	137,894°	0%	140,000°	0%
5	8,922°	0%	8,296°	0%	5,000°	0%
7	100,000°	0%	99,999°	0%	100,000°	0%
11	169,061°	0%	169,909°	0%	190,000°	0%

No Cenário B2, considerou-se o par $v_B(t)i_{B2}(t)$, cujos resultados são apresentados na Tabela 6. Como se vê, houve variação na estimação apenas de $\phi_{B27}^{\text{TWPDR}}$ ($[360; 480]$ Hz), embora a componente de nona ordem esteja inserida na faixa de $[480; 600]$ Hz. Isto é, a estimação efetuada via TWPDR em uma faixa de frequências pode ser comprometida por harmônicos contidos em faixas que sejam imediatamente vizinhas às consideradas para o cálculo.

Tabela 6. Cenário B2: Variação nas diferenças de fase obtidas via TWPDR e TFD.

h	TWPDR				TFD	
	db(40)		v(24)		ϕ_{B2h}^T	Δ_{B2h}^T
	ϕ_{B2h}^T	Δ_{B2h}^T	ϕ_{B2h}^T	Δ_{B2h}^T		
1	35,000°	0%	35,000°	0%	35,000°	0%
3	137,390°	0%	137,894°	0%	140,000°	0%
5	8,922°	0%	8,296°	0%	5,000°	0%
7	99,999°	0%	99,996°	-0,002%	100,000°	0%
11	169,061°	0%	169,909°	0%	190,000°	0%

Os valores estimados considerando o par $v_B(t)i_{B3}(t)$ são apresentados na Tabela 7. Nesse caso, a componente de 780 Hz que foi inserida no sinal de corrente provocou uma variação na estimação de $\phi_{B311}^{\text{TWPDR}}$ ($-0,131\%$ para $\text{db}(40)$ e $-0,114\%$ para $v(24)$), o qual corresponde à faixa de frequências imediatamente anterior ($[600; 720]$ Hz) à faixa que contém o harmônico de décima terceira ordem ($[720; 840]$ Hz).

Tabela 7. Cenário B3: Variação nas diferenças de fase obtidas via TWPDR e TFD.

h	TWPDR				TFD	
	db(40)		v(24)		ϕ_{B3h}^T	Δ_{B3h}^T
	ϕ_{B3h}^T	Δ_{B3h}^T	ϕ_{B3h}^T	Δ_{B3h}^T		
1	35,000°	0%	35,000°	0%	35,000°	0%
3	137,390°	0%	137,894°	0%	140,000°	0%
5	8,922°	0%	8,296°	0%	5,000°	0%
7	100,000°	0%	99,999°	0%	100,000°	0%
11	168,840°	-0,131%	169,715°	-0,114%	190,000°	0%

O Cenário B evidenciou que o uso da TWPDR para a estimação da defasagem entre sinais não-senoidais provocou erros significativos. Como descrito na Seção 4.1, embora se utilize um número elevado de coeficientes, os filtros escala e wavelet provocam um vazamento de energia na operação de filtragem que ocorre na TWPDR. Além disso, a inserção de harmônicos em faixas diferentes das utilizadas na estimação pode provocar erros na representação em sua vizinhança.

Portanto, este comportamento pode caracterizar uma limitação do uso da TWPDR, com wavelets reais ($\text{db}(40)$ e $v(24)$, nesse estudo), para aplicações que necessitam de uma correta identificação da diferença de fase entre sinais. Uma dessas aplicações é o cálculo de potência em condições não-senoidais, cuja informação de módulo e ângulo de impedância em cada componente de frequência é essencial.

Por outro lado, os valores estimados via TFD foram mais acurados em todos os cenários analisados, visto que essa transformada efetua o cálculo para cada componente de frequência de maneira independente. Como consequência, não houve variação nos valores estimados diante da inserção de novas componentes de frequência nos sinais de corrente.

5. CONCLUSÕES

Este trabalho apresentou uma análise dos efeitos da estimação da diferença de fase entre sinais via TWPDR considerando duas wavelets reais das famílias Daubechies e Vaidyanathan, $\text{db}(40)$ e $v(24)$. Avaliou-se a resposta em frequência de filtros escala e wavelet baseados nas funções $\text{db}(40)$ e $v(24)$ e seus efeitos na decomposição TWPDR. Além disso, considerando sinais com conteúdo de frequência em comum e incomum, estimou-se a diferença de fase via TWPDR e TFD.

A análise da resposta em frequência dos filtros para a decomposição TWPDR evidenciou que ocorre um vazamento de energia no processo de filtragem, o qual se propaga para todos os níveis de resolução. Este comportamento pode provocar erros na representação em faixas de frequência provida pela TWPDR. Isto é, componentes de frequência que não constem em uma faixa podem estar erroneamente ali representadas.

Com relação à estimação da diferença de fase entre sinais via TWPDR, houve êxito apenas quando os sinais foram puramente senoidais. Em sinais com nível médio, a estimação acarretou erros devido à componente contínua estar presente na faixa de frequências centrada em 60 Hz. Além disso, em condições não-senoidais, a estimação provocou erros de representação nas faixas de frequência superiores à que continha a componente de 60 Hz ($[0; 120]$ Hz), o que se deve ao vazamento de energia que ocorre no processo de filtragem, o qual comprometeu a estimação de harmônicos individuais a partir da TWPDR.

Desse modo, a estimação da diferença de fase via TWPDR foi ineficaz para sinais não-senoidais, o que compromete a caracterização da impedância a partir dessa transformada associada às wavelets $\text{db}(40)$ e $v(24)$. Isto é, os elevados níveis de erro da estimação inviabilizam a aplicação da TWPDR para tipificação da característica da carga (resistiva, indutiva ou capacitiva) em cada ordem harmônica.

Adicionalmente, analisou-se a variação dos valores estimados mediante a inserção de componentes de frequência nas faixas vizinhas às utilizadas para o cálculo. Os resultados evidenciaram que esta inserção interfere na estimação nas faixas situadas na vizinhança da componente de frequência adicionada aos sinais.

Destarte, embora o uso da TWPDR seja relevante para o estudo de sinais não-estacionários, a sua aplicação para a análise de harmônicos de maneira individual pode não ser satisfatória. Desse modo, outras técnicas podem ser mais apropriadas para essa finalidade, a exemplo da TFD.

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

- Allen, R.L. and Mills, D. (2004). *Signal analysis: time, frequency, scale, and structure*. Wiley-IEEE Press.
- 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.
- Alves, D.K., Ribeiro, R.L.A., Costa, F.B., and Rocha, T.O.A. (2019). Real-time wavelet-based grid impedance estimation method. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 66(10), 8263–8265.
- Bansal, R. (2019). *Power system protection in smart grid environments*. Taylor & Francis/CRC.
- 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.
- Bollen, M.H.J. (2000). *Understanding Power Quality Problems: Voltage Sags and Interruptions*. IEEE Press Series on Power Engineering. John Wiley and Sons, Inc., IEEE Press.
- Budeanu, C. (1927). Puissances reactives et fictives. *Institut Romain de l'Énergie*.
- 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.
- Fryze, S. (1931). Active, reactive and apparent power in circuits with nonsinusoidal voltages and currents (in polish). *Przegląd Elektrotechniczny*, (7), 193–203.
- 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.
- 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.
- Mallat, S.G. (2008). *A Wavelet Tour of Signal Processing: The Sparse Way*. Academic Press, 3 edition.
- Morsi, W.G. and El-Hawary, M.E. (2007a). Defining power components in nonsinusoidal unbalanced polyphase systems: The issues. *IEEE Transactions on Power Delivery*, 22, 2428–2438. doi:10.1109/TPWRD.2007.905344.
- Morsi, W.G. and El-Hawary, M.E. (2007b). Reformulating power components definitions contained in the IEEE 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. (2008). 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. (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.
- Peng, Z.K., Jackson, M.R., Rongong, J.A., Chu, F., and Parkin, R. (2009). On the energy leakage of discrete wavelet transform. *Mechanical Systems and Signal Processing*, 23, 330–343. doi:10.1016/j.ymssp.2008.05.014.
- 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.
- Vaidyanathan, P.P. and Hoang, P.Q. (1988). Lattice structures for optimal design and robust implementation of two-channel perfect-reconstruction qmf banks. *IEEE Transactions on Acoustics, Speech, and Signal Processing*, 36(1), 81–94.
- 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.
- Vatansever, F. and Ozdemir, A. (2010). An alternative approach for calculating/measuring fundamental powers based on wavelet packet transform and its frequency sensitivity analysis. *Electrical Engineering (Archiv für Elektrotechnik)*, 91, 417–424. doi:10.1007/s00202-010-0150-x.
- 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.