

Filtros Recursivos e Não-Recursivos Aplicados à Estimação Fasorial em Sistemas Elétricos

Rodolfo V. Rocha, Denis V. Coury

Escola de Engenharia de São Carlos

Departamento de Engenharia Elétrica e de Computação

Universidade de São Paulo, Avenida Trabalhador São-carlense, 400, 13566-590, São Carlos-SP

Email: rodolfo.vr@usp.br, coury@sc.usp.br

Resumo—O presente trabalho tem como objetivo o estudo comparativo de alguns métodos propostos na literatura para a estimação de fasores dos sinais de tensão e corrente de Sistemas Elétricos de Potência, através de Unidades de Medição Fasorial. Para este trabalho foram adotados os métodos: Transformada Discreta de Fourier, Mínimos Quadrados e Transformada *Wavelet* Discreta, nas versões recursivas e não-recursivas. Os métodos foram submetidos a testes estáticos e dinâmicos definidos pela norma IEEE C37.118.1-2011, considerando os ajustes realizados em 2014. A partir dos fasores estimados, foi avaliado o erro (*Total Vector Error*) dos métodos para cada sinal, e a dinâmica de cada um foi verificada a partir do tempo de resposta, tempo de atraso e *overshoot*, obtidos durante os testes de degrau de magnitude e fase.

Palavras-chave—Unidades de Medição Fasorial, Transformada Discreta de Fourier, Mínimos Quadrados, Transformada *Wavelet* Discreta, IEEE C37.118.1

I. INTRODUÇÃO

A estimação fasorial é um processo matemático que tem como objetivo o cálculo do número complexo (fasor) que representa um sinal elétrico, considerando sua frequência fundamental. Os fasores são ferramentas básicas de análise de circuitos em corrente alternada, e podem ser aplicados nas áreas de sistemas de comunicação, controle e potência. Em Sistemas Elétricos de Potência (SEPs), a medição de fasores é feita por Unidades de Medição Fasorial (UMFs).

Nos SEPs, a determinação dos fasores em vários barramentos proporciona o cálculo do fluxo de potência, de estabilidade, estimação de estado, definição de parâmetros da proteção, entre outros. Para isso é necessário que os fasores representem corretamente a situação do sinal e estejam sincronizados no tempo, de forma que as medidas indiquem a situação de diversos locais do SEP em um mesmo instante.

Os fasores medidos em um mesmo instante são denominados “Sincrofasores”, e a estrutura e processo para medição destes em SEPs é normatizada pela IEEE C37.118.1-2011 [1]. A norma define os padrões para definição da estampa de tempo do Sincrofasor, das mensagens e os testes para verificar a precisão das medidas. Os padrões para estrutura de comunicação das UMFs são definidos pela IEEE C37.118.2-2011.

Apesar da norma trazer os padrões e requisitos para o sistema de medição, esta não define quais os métodos para a estimação do fasor, frequência e taxa de variação da

frequência. Nesse sentido, foram propostos vários métodos para estimação destes parâmetros, sendo que neste trabalho serão abordadas algumas das técnicas disponíveis para a estimação dos fasores.

Vários métodos foram propostos na literatura para a estimação do fasor. Antes da aplicação em UMFs, a Transformada Discreta de Fourier (TDF) [2] e Mínimos Quadrados (MQ) [3] foram aplicadas para a estimação de fasor nos primeiros relés de proteção microprocessados. Em [4] os autores utilizaram a TDF na forma recursiva e não-recursiva para a estimação do fasor, frequência e taxa de variação desta em UMFs, sendo o primeiro trabalho a abordar esta aplicação. Alguns trabalhos usaram técnicas como Filtros Kalman [5] e *Phase-Locked Loop* [6] para estimar o fasor e a frequência do sinal simultaneamente, e outros aplicaram técnicas de inteligência artificial, como Sistemas *Fuzzy* [7] e Redes Neurais [8]. A Transformada *Wavelet* Discreta (TWD) também foi usada para a estimação de fasores, tanto na forma não-recursiva [9], quanto na recursiva [10].

Algumas técnicas são negativamente influenciadas por componentes de decaimento exponencial. Dessa forma, trabalhos, como [11] estudaram meios para compensar este efeito. Por outro lado, para a estimação de fasores sob frequência não-nominal, a norma prevê que haverá deslocamento da fase inicial devido a perda da sincronia entre a frequência de amostragem e a do sinal. Se necessário, o deslocamento de fase pode ser compensado pelo método descrito em [4].

Apesar de várias técnicas terem sido propostas, e algumas serem promissoras, é conveniente investigar se o emprego destas apresenta vantagens sobre técnicas clássicas com aprovação prática, como é o caso da TDF, aplicada em unidades comerciais [12]. Em [13], por exemplo, os autores comparam a estimação de fasores por TWD e TDF, concluindo que o tempo de processamento da TWD é maior, apesar do seu comportamento ser semelhante ao da TDF.

Dentro desse contexto, o presente trabalho tem como objetivo a comparação de alguns métodos para estimação de fasores encontrados na literatura. Para tanto foram escolhidos os métodos: TDF e TDF Recursiva (TDFR) [4], MQ [14], MQ Recursivos (MQR) [15], TWD [9] e Transformada *Wavelet* Recursiva (TWR) [10]. Cada um destes foi avaliado sob condições permanentes e transitórias, através dos testes definidos nas sessões 5.5.5 até 5.5.8 da IEEE C37.118.1.

II. CONSIDERAÇÕES SOBRE OS MÉTODOS

A seguir serão apresentadas as teorias básicas dos métodos adotados. Maiores detalhes estão presentes nas referências apresentadas na introdução deste trabalho: [4], [9], [10], [14] e [15].

A componente fundamental dos sinais de um SEP pode ser expressa por uma senoide, como em (1), onde $\sqrt{2}X$ é sua magnitude, ϕ a fase, e f_0 a frequência.

$$x(t) = \sqrt{2}X \sin(2\pi f_0 t + \phi) \quad (1)$$

Este sinal pode ser representado por um número complexo denominado fasor, dado em (2).

$$\bar{X} = X \angle \phi = X \cos \phi + j X \sin \phi \quad (2)$$

A. Transformada Discreta de Fourier

Considerando o sinal (1), se este for representado por N amostras por ciclo, cada amostra k pode ser expressa por (3).

$$x(k) = \sqrt{2}X \sin\left(\frac{2\pi}{N}k + \phi\right) \quad (3)$$

A partir de N amostras, correspondentes a um ciclo do sinal, o fasor da frequência fundamental será calculado por (4).

$$\bar{X} = j \frac{\sqrt{2}}{N} \sum_{k=0}^{N-1} x_k e^{-j \frac{2\pi}{N}k} \quad (4)$$

B. Transformada Discreta de Fourier Recursiva

Considerando a TDF, se para a primeira janela de dados o fasor é calculado diretamente por (4), para a segunda janela será usada a mesma expressão, alterando apenas os limites do somatório de $0 \rightarrow N-1$ para $1 \rightarrow N$. Valendo-se desta característica entre as janelas, pode-se aproveitar o cálculo realizado para a primeira janela para a próxima, excluindo uma parcela do somatório referente à amostra antiga, e adicionando uma nova correspondente a introduzida. O reaproveitamento é feito através do último fasor calculado, e para cada novo fasor, um anterior será utilizado. Dessa forma, se $\bar{X}_{r-1}$ for o fasor antigo, o novo será calculado por (5). A estimação do primeiro fasor é feita a partir de (4), e o restante é calculado recursivamente.

$$\bar{X}_r = \bar{X}_{r-1} + j \frac{2}{\sqrt{2}N} (x_{N+r} - x_r) e^{-j \frac{2\pi}{N}(r-1)} \quad (5)$$

C. Mínimos Quadrados

O fasor da frequência fundamental é definido a partir do vetor V , calculado por (6), onde S contém as amostras de um ciclo do sinal, e A^t é a pseudo-inversa da matriz A . As duas primeiras posições de V representam os coeficientes para a componente de decaimento, e as componentes reais e imaginárias são definidas pelas posições V_3 e V_4 , respectivamente.

$$V = A^t \times S \quad (6)$$

A matriz A terá dimensão $(N \times 2M+1)$, e V $(2M+1 \times 1)$, onde M representa o número de harmônicas que se pretende

analisar e será limitado pela frequência de corte do filtro *anti-aliasing*. Os valores de A podem ser calculados por (7), onde m indica a componente harmônica de interesse ($2 \rightarrow M$) e n a amostra dentro da janela ($1 \rightarrow N$).

$$\begin{aligned} a_{n,1} &= 1; & a_{n,3} &= \sin(2\pi f_0 t); & a_{n,2m+1} &= \sin(m2\pi f_0 t); \\ a_{n,2} &= t; & a_{n,4} &= \cos(2\pi f_0 t); & a_{n,2m+2} &= \cos(m2\pi f_0 t); \end{aligned} \quad (7)$$

D. Mínimos Quadrados Recursivo

O fasor será obtido pelo vetor V (8), o qual é calculado recursivamente por (9), sendo que pode ser adotado um vetor de zeros para o V inicial.

$$V(k) = [X(k) \ \phi(k)] \quad (8)$$

$$V(k) = V(k-1) - e(k)R(k)A(k) \quad (9)$$

O erro entre o sinal medido ($x(k)$) e o estimado a partir do fasor ($\hat{x}(k)$) é representado por (10).

$$e(k) = \hat{x}(k) - x(k) \quad (10)$$

A é o vetor de coeficientes, definido por (11).

$$A(k) = [\sin(\hat{\phi}(k)) \ \hat{X}(k)\cos(\hat{\phi}(k))] \quad (11)$$

A operação de pseudo-inversa de A é substituída pela matriz R , a qual é atualizada recursivamente, conforme (12). Segundo [15], para o R inicial é recomendado adotar uma matriz identidade, e $0 < \lambda < 1$.

$$R(k) = \frac{1}{\lambda} \left[R(k-1) - \frac{R(k-1)A(k)A(k)^T R(k-1)}{\lambda + A(k)^T R(k-1)A(k)} \right] \quad (12)$$

E. Transformada Wavelet Discreta

Ao contrário da TDF, a TWD não fornece a magnitude e fase diretamente, sendo necessário realizar a transformada sobre o sinal amostrado e sobre sinais de referência. O primeiro sinal, expresso por (13), deve ser deslocado em 90° do segundo, dado em (14). Estes sinais devem conter N amostras, assim como a janela de dados do sinal medido.

$$r_1 = \sin(2\pi f_0 t) \quad (13)$$

$$r_2 = \sin(2\pi f_0 t + \frac{\pi}{2}) \quad (14)$$

Serão usadas as aproximações para o segundo nível da decomposição de (13) e (14) (foi adotada a função *Haar* para a decomposição, mas podem ser escolhidas outras, como as *Daubechies*): Ar_1^2 , Ar_2^2 e Ax^2 ; e as normas euclidianas desses: $|Ar_1^2|$, $|Ar_2^2|$ e $|Ax^2|$. A partir destes são calculados dois ângulos: θ_1 (15) e θ_2 (16).

$$\theta_1 = \cos^{-1} \left(\frac{Ar_1^2 \cdot Ax^2}{|Ar_1^2| |Ax^2|} \right) \quad (15)$$

$$\theta_2 = \cos^{-1} \left(\frac{Ar_2^2 \cdot Ax^2}{|Ar_2^2| |Ax^2|} \right) \quad (16)$$

O ângulo ϕ é determinado pela condição (17).

$$\begin{cases} \phi = \theta_1 & , se \ \theta_2 \leq \pi/2 \\ \phi = 2\pi - \theta_1 & , se \ \theta_2 > \pi/2 \end{cases} \quad (17)$$

A partir de ϕ é gerado outro sinal de referência (18).

$$r_3 = \sin(2\pi f_0 t + \phi) \quad (18)$$

A decomposição de (18) é usada para calcular X (19).

$$X = \frac{|Ax^2|}{\sqrt{2} |Ar_3^2|} \quad (19)$$

F. Transformada Wavelet Recursiva

O fasor é calculado por (20), a partir de W e I .

$$\bar{X}(k) = \frac{W(k)}{\sqrt{2}I(k)} \quad (20)$$

W é o coeficiente *wavelet* para a escala correspondente à f_0 , calculado recursivamente por (21), usando cinco amostras do sinal e seis valores anteriores de W .

$$\begin{aligned} W(f, k) &= T_a \sqrt{f} [\lambda_1 x(k) + \lambda_2 x(k-1) + \lambda_3 x(k-2) + \dots \\ &\quad \lambda_4 x(k-3) + \lambda_5 x(k-4)] - \beta_1 W(f, k-1) - \dots \\ &\quad \beta_2 W(f, k-2) - \beta_3 W(f, k-3) - \beta_4 W(f, k-4) \dots \\ &\quad - \beta_5 W(f, k-5) - \beta_6 W(f, k-6) \end{aligned} \quad (21)$$

Os parâmetros λ e β são calculados por (22), onde $\delta = 2\pi/\sqrt{3}$ e $\omega_0 = 2\pi$.

$$\begin{aligned} \sigma &= e^{-fT_a(\delta - j\omega_0)} & \beta_1 &= -6\sigma \\ \lambda_1 &= \sigma \left[\frac{(\delta f T_a)^3}{3} - \frac{(\delta f T_a)^4}{6} + \frac{(\delta f T_a)^5}{15} \right] & \beta_2 &= 15\sigma^2 \\ \lambda_2 &= \sigma^2 \left[\frac{2(\delta f T_a)^3}{3} - \frac{5(\delta f T_a)^4}{3} + \frac{26(\delta f T_a)^5}{15} \right] & \beta_3 &= -20\sigma^3 \\ \lambda_3 &= \sigma^3 \left[\frac{-6(\delta f T_a)^3}{3} + \frac{22(\delta f T_a)^5}{5} \right] & \beta_4 &= 15\sigma^4 \\ \lambda_4 &= \sigma^4 \left[\frac{2(\delta f T_a)^3}{3} + \frac{5(\delta f T_a)^4}{3} + \frac{26(\delta f T_a)^5}{15} \right] & \beta_5 &= -6\sigma^5 \\ \lambda_5 &= \sigma^5 \left[\frac{(\delta f T_a)^3}{3} + \frac{(\delta f T_a)^4}{6} + \frac{(\delta f T_a)^5}{15} \right] & \beta_6 &= \sigma^6 \end{aligned} \quad (22)$$

I (23) é determinado pela frequência do sinal e posição das amostras, fazendo $a = 1/f_0$, $s/a = t(k)f_0$ e $\eta_1 = \sigma + j(2\pi - \omega_0)$.

$$\begin{aligned} I(a, s) &= \sqrt{a} \left\{ \frac{-\delta^3}{3} \left[-\frac{(\frac{-s}{a})^3}{\eta_1} e^{\eta_1(\frac{-s}{a})} + \frac{3(\frac{-s}{a})^2}{\eta_1^2} e^{\eta_1(\frac{-s}{a})} - \dots \right. \right. \\ &\quad \left. \frac{6(\frac{-s}{a})^2}{\eta_1^2} e^{\eta_1(\frac{-s}{a})} - \frac{6}{\eta_1^4} \left(1 - e^{\eta_1(\frac{-s}{a})} \right) \right] - \frac{\delta^4}{6} \left[-\frac{(\frac{-s}{a})^4}{\eta_1} e^{\eta_1(\frac{-s}{a})} + \dots \right. \\ &\quad \left. \frac{4(\frac{-s}{a})^3}{\eta_1^2} e^{\eta_1(\frac{-s}{a})} - \frac{12(\frac{-s}{a})^2}{\eta_1^3} e^{\eta_1(\frac{-s}{a})} + \frac{24(\frac{-s}{a})}{\eta_1^4} e^{\eta_1(\frac{-s}{a})} - \dots \right. \\ &\quad \left. \frac{24}{\eta_1^5} \left(1 - e^{\eta_1(\frac{-s}{a})} \right) \right] - \frac{\delta^5}{15} \left[-\frac{(\frac{-s}{a})^5}{\eta_1} e^{\eta_1(\frac{-s}{a})} + \frac{5(\frac{-s}{a})^4}{\eta_1^2} e^{\eta_1(\frac{-s}{a})} - \dots \right. \\ &\quad \left. \frac{20(\frac{-s}{a})^3}{\eta_1^3} e^{\eta_1(\frac{-s}{a})} + \frac{60(\frac{-s}{a})^2}{\eta_1^4} e^{\eta_1(\frac{-s}{a})} - \frac{120(\frac{-s}{a})}{\eta_1^5} e^{\eta_1(\frac{-s}{a})} \dots \right. \\ &\quad \left. \left. - \frac{120}{\eta_1^5} \left(1 - e^{\eta_1(\frac{-s}{a})} \right) \right] \right\} \end{aligned} \quad (23)$$

III. AVALIAÇÃO DOS MÉTODOS CONSIDERANDO A NORMA IEEE C37.118.1

A norma IEEE C37.118.1-2011 [1] propõe meios de avaliar a estimação de fasores sob condições permanentes e transitórias.

O TVE (24) quantifica o erro de magnitude e fase simultaneamente, através das componentes reais (r) e imaginárias (i) do fasor estimado ($\hat{X}$) e do ideal (X).

$$TVE_{\%} = 100 \times \sqrt{\frac{(\hat{X}_r - X_r)^2 + (\hat{X}_i - X_i)^2}{X_r^2 + X_i^2}} \quad (24)$$

Para a avaliação de transitórios a norma define o tempo de resposta (TR), tempo de atraso (TA) e *overshoot* (OS). O TR avalia o tempo que a estimação demora para responder a um degrau de magnitude ou fase no sinal, desde a aplicação deste até o instante em que o TVE retorna para menos de 1%, e o TA até a estimação atingir 50% do degrau aplicado. O OS é definido pela oscilação máxima em torno do valor final do degrau.

A norma apresenta alguns testes estáticos e dinâmicos para avaliar o TVE, TR, TA e OS. A seguir serão apresentados os resultados obtidos para estes testes, considerando uma janela de dados de um ciclo contendo 32 amostras, deslocada a cada amostra do sinal. Apesar destes parâmetros influenciarem a operação dos métodos, a análise apresentada não é voltada para essas características.

A. Testes Estáticos

Os testes estáticos pretendem avaliar a estimação do fasor sob condições permanentes, como Distorção Harmônica Total (DHT) diferente de zero e desvio de frequência do sinal.

1) *Precisão de Módulo e Ângulo*: Para verificar a precisão de estimação foi definido um sinal senoidal com módulo de 1,05 p.u. e fase inicial de 15° , ou $\pi/12$ rad, e foi analisada a estimação de cada método. A Fig. 1 traz o sinal utilizado, a estimação de módulo em [p.u.], de fase em [rad], e o TVE em [%] para os métodos. De uma forma geral os estimadores mantiveram o TVE abaixo de 1%, enquanto a estimação por

TWR manteve-se oscilando próximo aos valores de referência de módulo e ângulo. A princípio essa oscilação não é um problema, visto que imprecisões de até $\pm 1\%$ para magnitude e 0,01 rad para a fase não extrapolam o TVE limite.

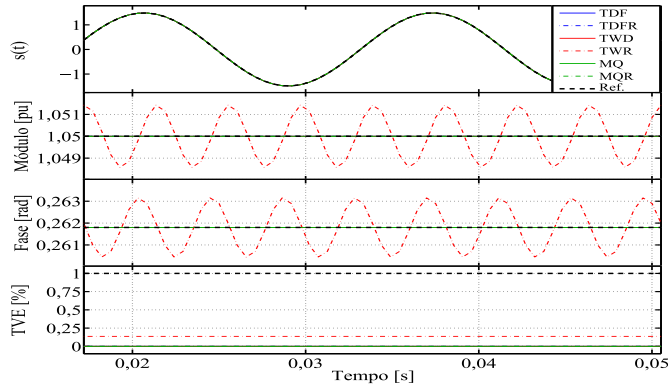


Figura 1. Sinal, Fator e TVE para o teste de precisão de Módulo e Fase

2) *Distorção Harmônica*: Para verificar o desempenho da estimação sob a presença de componentes harmônicas, foi sintetizado um sinal com frequência fundamental de 60 Hz e magnitude 1 p.u., contendo a terceira e quinta harmônicas, com magnitude 0,001 p.u. e 0,0005 p.u., respectivamente, totalizando 0,1118% de DHT (a norma define que $DHT \leq 0,2\%$). A Fig. 2 ilustra o sinal definido, as estimações de módulo e ângulo e o TVE. Devido à presença de harmônicas, as estimações de módulo e ângulo apresentaram oscilações correspondentes às frequências inseridas, de forma que a oscilação de módulo não ultrapassou 0,003 p.u., e a de fase manteve-se entre -0,001 e +0,0015 rad, mantendo o TVE menor que 1%.

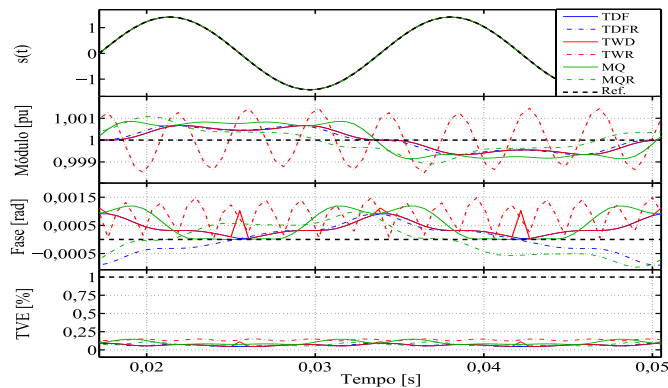


Figura 2. Sinal, Fator e TVE para o teste de Distorção Harmônica

3) *Desvio de Frequência*: Para o teste de desvio de frequência foi sintetizada uma onda com frequência 60,1 Hz (a norma propõe um desvio menor que 0,25 Hz), módulo 1 p.u. e fase zero. A partir da Fig. 3 é possível notar que a estimação de módulo oscila em torno do valor de referência e a de fase comporta-se como uma rampa. As oscilações de módulo e o deslocamento de fase são proporcionais ao

desvio de frequência e ocorrem devido a perda da sincronia entre a frequência de amostragem e a do sinal. Como a fase estimada por TWR foi a que mais se desviou da referência, este apresentou TVE maior que 1%, enquanto os outros mantiveram erro menor que 1%.

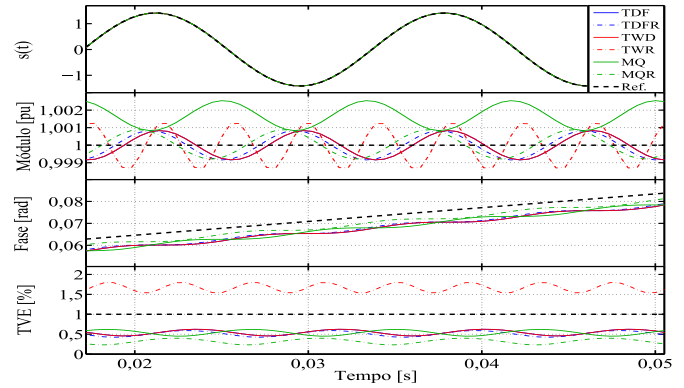


Figura 3. Sinal, Fator e TVE para o teste de Desvio de Frequência

A Tab. I resume os resultados obtidos para os testes estáticos. Para o teste de precisão de módulo e fase, os métodos TDF, TDFR, MQ, MQR e TWD apresentaram erro muito pequeno, abaixo de 0,001%, e a TWR 0,1365%. Todos os métodos apresentaram erro abaixo de 1% para o de distorção harmônica. Finalmente, para o de desvio de frequência, a TWR foi a única a extrapolar o limite definido pela norma.

Tabela I
TVE[%] PARA OS TESTES ESTÁTICOS

Teste	Máx.	TDF	TDFR	MQ	MQR	TWD	TWR
1)	1	0,001	0,001	0,001	0,001	0,001	0,136
2)	1	0,09	0,09	0,146	0,104	0,112	0,15
3)	1	0,623	0,59	0,619	0,399	0,79	1,83

B. Testes Dinâmicos

Os testes dinâmicos pretendem avaliar a estimação do fator sob transitórios, tais como são as variações de frequência fundamental e oscilações de magnitude.

1) *Medida de Largura de Banda*: O teste considera uma senoide com frequência fundamental f_0 , na qual a amplitude e fase são moduladas por uma senoide de frequência menor.

Para o teste de modulação de amplitude foi sintetizada uma senoide com frequência 60 Hz e módulo de 1 p.u. modulado por uma frequência de 2 Hz e nível de modulação de 0,1 p.u. A partir da Fig. 4 é possível notar que no geral os métodos apresentaram estimação precisa, sendo que apenas a TWR extrapolou o limite da norma em alguns instantes. A estimação de módulo foi coerente em relação a referência ($\pm 0,1$ p.u.), enquanto a de fase apresentou oscilação máxima de +0,005 rad.

A modulação de ângulo foi feita sobre uma senoide com frequência 60 Hz e módulo 1 p.u., adotando uma frequência modulante de 2 Hz e nível de modulação 0,1 rad. A Fig. 5

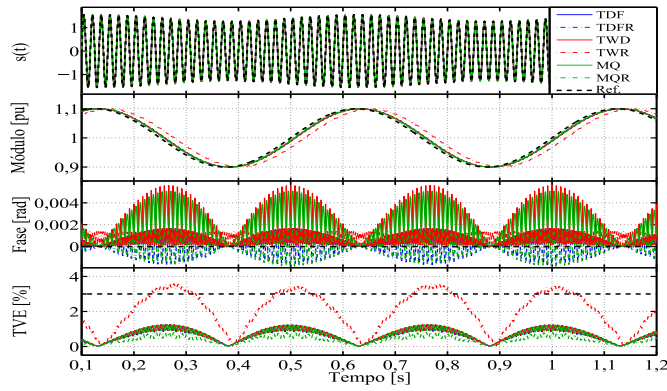


Figura 4. Sinal, Fator e TVE para o teste de Modulação de Amplitude

mostra o sinal sintetizado, as estimações do fator e o TVE. Assim como para a modulação de amplitude, o método TWR foi, novamente, o único que extrapolou o limite de 3% em alguns instantes.

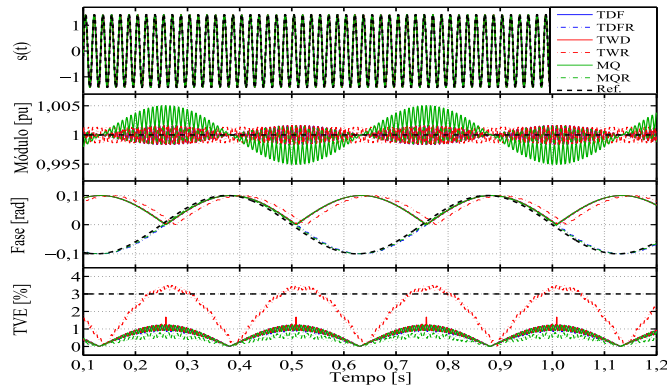


Figura 5. Sinal, Fator e TVE para o teste de Modulação de Fase

A Tab. II resume os resultados para os testes de modulação de amplitude e ângulo. É possível notar que, no geral, os métodos mantiveram estimativa correta, com exceção do método TWR, que extrapolou o limite para os dois testes.

Tabela II
TVE[%] PARA MODULAÇÃO DE AMPLITUDE E FASE

Teste	Máx.	TDF	TDPR	MQ	MQR	TWD	TWR
Mod.	3	1,258	1,191	1,253	0,756	1,26	3,445
Ang.	3	1,243	1,178	1,237	0,796	1,682	3,246

C. Rampa de Frequência

A norma define que a variação de frequência deve ser ± 1 Hz/s e, durante o período analisado, não deve haver degraus de frequência. Dessa forma, foi adotada uma senoide com frequência inicial de 60 Hz e variação de +1 Hz/s. A partir da Fig. 6 é possível notar que o MQR foi o método que mais se desviou na estimativa de módulo, já o TWR foi o que mais desviou para a de ângulo, apresentando TVE maior que 1%.

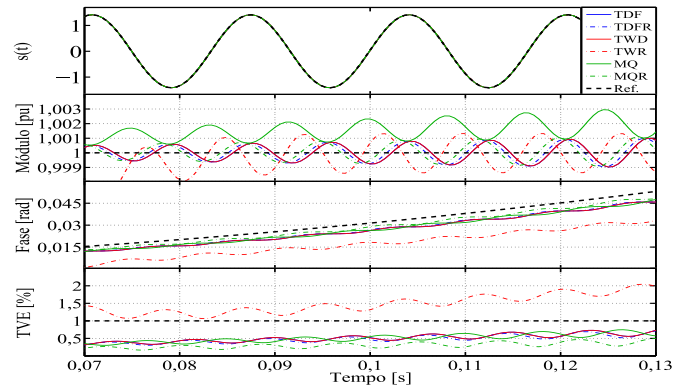


Figura 6. Sinal, Fator e TVE para o teste de Rampa de Frequência

A Tab. III traz o TVE dos métodos estudados para o teste. No geral os métodos apresentaram erro abaixo do limite da norma, com exceção do método TWR, que atingiu 2,25%.

Tabela III
TVE[%] PARA RAMPA DE FREQUÊNCIA

Máx.	TDF	TDPR	MQ	MQR	TWD	TWR
1	0,988	0,935	0,995	0,65	0,995	2,25

D. Degraus de Magnitude e Fase

Foi adotado um degrau de -0,1 p.u. para a magnitude no instante $t=0s$, conforme ilustrado na Fig. 7, e analisada a resposta dos métodos. A partir da Fig. 7 é possível notar que os métodos apresentaram erro dentro do limite, com TR em torno de um ciclo de onda.

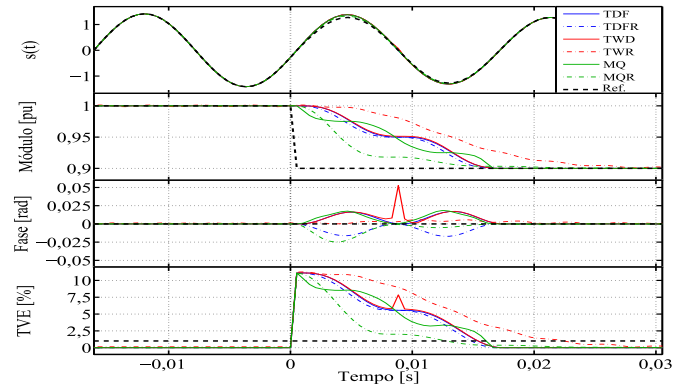


Figura 7. Sinal, Fator e TVE para o teste de Degrau de Magnitude

O teste de ângulo foi feito com um degrau de $\pi/18$ rad no instante $t=0s$, conforme a Fig. 8, avaliando o TR, TA e OS através da estimativa de ângulo. A partir da Fig. 8 verifica-se que a TWR apresentou os maiores tempos TR e TA e o RLS os menores, sendo que no geral os métodos se estabilizaram em torno de um ciclo.

A Tab. IV resume os TR, TA e OS obtidos pelos testes de degrau de magnitude e ângulo. Para o teste de degrau de

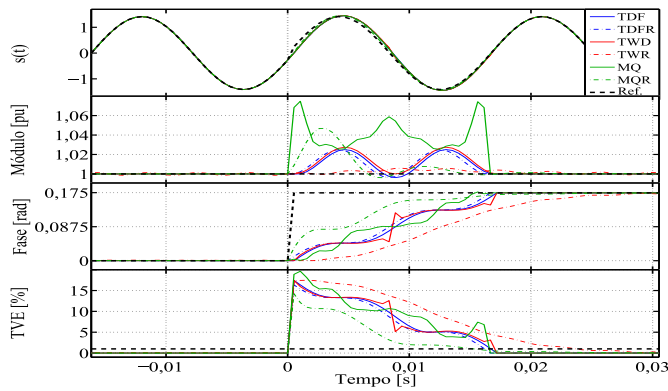


Figura 8. Sinal, Fasor e TVE para o teste de Degrau de Ângulo

magnitude, o método MQR foi o que apresentou resposta mais rápida, e o TWR foi o mais lento, e nenhum método apresentou OS. Para o degrau de ângulo, os métodos apresentaram tempos TR e TA abaixo do limite da norma, sendo que o MQR apresentou a resposta mais rápida e o TWR a mais lenta. O MQ apresentou OS de 1,9%, abaixo do limite (5%).

Tabela IV
TR[MS], TA[MS], E OS[%] PARA OS DEGRAUS DE MAGNITUDE E FASE

Degrau		Máx.	TDF	TDFR	MQ	MQR	TWD	TWR
Mag.	TR	33,33	15,39	14,89	16,15	13,02	15,39	22,39
	TA	25	8,59	8,59	8,59	4,17	10,42	14,59
	OS	5	0	0	0	0	0	0
Fase	TR	33,33	16,67	16,15	16,64	15,63	16,99	23,99
	TA	25	8,86	8,34	7,81	5,21	8,6	13,02
	OS	5	0	0	1,9	0	0	0

IV. CONCLUSÃO

A partir dos testes propostos pela norma C37.118.1 foi possível verificar o desempenho dos métodos de estimação abordados, sob condições permanentes e transitórias do sinal.

Os métodos baseados na TDF apresentaram respostas adequadas, mantendo o TVE e os tempos TR e TA dentro dos limites estabelecidos em [1]. A TDFR exige pouco processamento e é uma alternativa para a TDF.

O método de MQ, apesar de apresentar resposta similar a TDF, com a vantagem de não ser prejudicado por componentes de decaimento exponencial, requer elevado esforço computacional para a operação em tempo-real. Nesse sentido, o MQR se sobressai pois requer menos processamento e ainda apresenta menores tempos de resposta.

A TWD manteve a estimação precisa, com características similares a TDF. Entretanto, o fato do método exigir ondas de referência e a decomposição *Wavelet* de dois sinais em tempo de execução traz dificuldades para implementação do método em tempo-real. Por outro lado, para janelas de dados menores que um ciclo de onda, o desempenho da TWD é melhor que o da TDF.

A TWR foi a mais influenciada por eventos de deslocamento da frequência fundamental, e os seus tempos TR e TA também

foram maiores que para os demais métodos, tornando-a pouco atrativa para aplicações em que se requer alta velocidade.

A partir destas características é possível verificar que os métodos recursivos MQR e TDFR apresentaram resposta precisa, com velocidade mais rápida do que as versões não-recursivas. Como os menores tempos de resposta ao degrau foram obtidos para o MQR, conclui-se que esta é uma alternativa interessante para situações em que a resposta para transitórios é crítica. A TWR, por outro lado, pode ser aplicada em casos onde a reposta em regime permanente deve ser bem definida. Os demais apresentaram resposta similar, sendo que a TDF e o MQ são aptos para análise espectral.

A escolha do método a ser aplicado deve ser matéria de análise considerando as vantagens e desvantagens mostradas neste trabalho.

REFERÊNCIAS

- [1] IEEE, *IEEE Standard for Synchrophasor Measurements for Power Systems (IEEE Std C37.118.1-2011)*, IEEE Power Energy Society Std., December 2011.
- [2] M. Ramamoorthy, "A note on impedance measurement using digital computers," *India, IEE-IERE Proceedings* -, vol. 9, no. 6, pp. 235–238, June 1972.
- [3] P. Munday, R. Luckett, and B. Murray, "A substation based computer for control and protection," *IEEE Conference Publication*, vol. 95, no. 1, pp. 291–299, Jan 1976.
- [4] A. Phadke, J. Thorp, and M. Adamiak, "A new measurement technique for tracking phasor, local system frequency, and rate of change of frequency," *Power Apparatus and Systems, IEEE Transactions on*, vol. 95, no. 5, pp. 1025–1038, May 1983.
- [5] A. Girgis and T. Hwang, "Optimal estimation of voltage phasors and frequency deviation using linear and non-linear kalman filtering: Theory and limitations," *Power Apparatus and Systems, IEEE Transactions on*, vol. PAS-103, no. 10, pp. 2943–2951, Oct 1984.
- [6] A. Ziarani and A. Konrad, "A novel method of extraction of nonstationary sinusoids," in *Signal Processing 84 ELSEVIER*, vol. 1, April 2004, pp. 1323–1346.
- [7] C. Tao, J. Taur, H.-C. Kuo, J. Wu, and W. Thompson, "An estimator based on fuzzy if-then rules for phasor tracking," in *Fuzzy Systems, 1994. IEEE World Congress on Computational Intelligence., Proceedings of the Third IEEE Conference on*, Jun 1994, pp. 1320–1325 vol.2.
- [8] I. Kamwa, R. Grondin, V. Sood, C. Gagnon, V. T. Nguyen, and J. Merib, "Recurrent neural networks for phasor detection and adaptive identification in power system control and protection," *Instrumentation and Measurement, IEEE Transactions on*, vol. 45, no. 2, pp. 657–664, Apr 1996.
- [9] S. Brahma and R. Kavasseri, "Investigating the performance of discrete wavelet transform for phasor estimation in digital relays," in *Power and Energy Society General Meeting - Conversion and Delivery of Electrical Energy in the 21st Century, 2008 IEEE*, July 2008, pp. 1–6.
- [10] J. Ren and M. Kezunovic, "Elimination of dc offset in accurate phasor estimation using recursive wavelet transform," in *PowerTech, 2009 IEEE Bucharest*, June 2009, pp. 1–5.
- [11] D. Hou, A. Guzman, and J. Roberts, "Innovative solutions improve transmission line protection," in *24th Annual Western Protective Relay Conference, Spokane, WA*, vol. 21. Citeseer, 1997.
- [12] ALSTOM, *MICOM ALSTOM P847B&C Phasor Measurement Unit*, MiCOM Alstom Grid, 2010.
- [13] C. Smith and N. Nair, "Comparing discrete wavelet transform (dwt) with discrete fourier transform (dft) implemented for digital relays," in *Power Engineering Conference, 2009. AUPEC 2009. Australasian Universities*, Sept 2009, pp. 1–6.
- [14] M. Sachdev and M. Baribeau, "A new algorithm for digital impedance relays," *Power Apparatus and Systems, IEEE Transactions on*, vol. PAS-98, no. 6, pp. 2232–2240, Nov 1979.
- [15] I. Sadinezhad and V. Agelidis, "Real-time power system phasors and harmonics estimation using a new decoupled recursive-least-squares technique for dsp implementation," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 60, no. 6, pp. 2295–2308, June 2013.