

Um Método Preciso de Estimação Fasorial: Uso na Proteção de Distância

Alana Kelly Xavier Santos Campos
Universidade Federal Rural do Semi-Árido
alana@ufersa.edu.br

Damásio Fernandes Júnior
Universidade Federal de Campina Grande
damasio@dee.ufcg.edu.br

Washington Luiz Araújo Neves
Universidade Federal de Campina Grande
waneves@dee.ufcg.edu.br

Eubis Pereira Machado
Universidade Federal do Vale do São Francisco
eubis.machado@univasf.edu.br

Resumo — Um método de estimação fasorial é proposto com o objetivo de melhorar a característica de rejeição de componentes indesejáveis do sinal, que podem comprometer o desempenho dos dispositivos de proteção de sistemas elétricos. São realizadas comparações entre o método proposto e outros quatro métodos de estimação fasorial, em relação às respostas no tempo e frequência. Um relé de distância foi implementado no *Alternative Transients Program* (ATP) para analisar o desempenho do relé, utilizando os métodos avaliados. Para as comparações de resposta no tempo são utilizados sinais analíticos provenientes do MATrix LABoratory (MATLAB®) e sinais simulados provenientes do ATP. A partir dos resultados obtidos, observou-se que o método proposto apresenta bons resultados em termos de precisão e velocidade de convergência.

Palavras-chaves — Métodos de estimação fasorial, proteção de sistemas elétricos, relé de distância, resposta no tempo, resposta em frequência.

I. INTRODUÇÃO

A maioria dos relés de proteção tomam suas decisões a partir da componente fundamental dos sinais de tensão e corrente durante faltas e manobras, que invariavelmente ocorrem nos sistemas de potência. No entanto, é precisamente neste momento que os sinais de tensão e de corrente apresentam componentes transitórias, sob a forma de componentes de frequência diferentes da fundamental [1] – [3]. Nesse sentido, os sinais espúrios sobrepostos à componente fundamental devem ser rapidamente eliminados pelos filtros de estimação de fasores, a fim de permitir uma operação rápida e confiável.

Alguns estudos têm concentrado esforços em remover a componente DC de decaimento exponencial da corrente durante os fenômenos transitórios [4] – [7]. Outros estudos têm por objetivo reduzir componentes transitórias do sinal de tensão fornecida aos relés, quando a tensão secundária é obtida a partir de transformadores de potencial capacitivos [8] – [9].

Neste trabalho é proposto um método de estimação fasorial capaz de mitigar as componentes de frequência indesejáveis aos sinais de corrente e tensão (harmônicas, inter-harmônicas e componente DC de decaimento exponencial). O método é comparado com outras quatro técnicas de estimação fasorial comumente reportadas na literatura, a partir de análises no domínio do tempo e da frequência. Nestas avaliações, são

utilizados sinais analíticos provenientes do MATrix LABoratory (MATLAB®), e sinais simulados provenientes do *Alternative Transients Program* (ATP).

II. MÉTODOS DE ESTIMAÇÃO FASORIAL

Os relés digitais utilizam algoritmos computacionais que se baseiam no cálculo das componentes de frequência fundamental das tensões e correntes, que por sua vez são calculadas pelos métodos de estimação fasorial.

Um dos métodos de estimação fasorial mais utilizado por fabricantes de relés digitais é baseado na DFT (*Discrete Fourier Transform*), denominado método de Fourier. O processo de filtragem é realizado por um par de filtros, denominados aqui de Filtros de Fourier: o filtro Cosseno e o filtro Seno. As variações mais comuns para o método de Fourier utilizam: o método de Fourier de um ciclo, denominado aqui de FDFT (*Full Cycle Discrete Fourier Transform*), e método de Fourier de meio ciclo [10], denominado aqui de HDFT (*Half-Cycle Discrete Fourier Transform*).

Os métodos FDFT e HDFT se configuram como os mais populares na filtragem de componentes harmônicas de um sinal por meio de cálculos simples. No entanto, a componente DC de decaimento exponencial presente nos sinais não é facilmente eliminada durante o processo de estimação, por conta do seu comportamento aperiódico com um espectro de frequências relativamente amplo [11].

Em [12] foram utilizados os princípios aplicados em relés eletromecânicos e estáticos, para minimizar a componente DC de decaimento exponencial, na concepção de um algoritmo de filtragem a ser empregado em relés digitais, que foi denominado de Filtro Mímico Digital. O filtro Mímico pode ser usado em combinação com um método de estimação fasorial, de forma a diminuir a influência da componente DC de decaimento exponencial e estimar o fasor da componente fundamental do sinal. Contudo, na forma apresentada em [12], a eliminação precisa da componente DC somente é possível apenas se forem conhecidos, à priori, a constante de tempo da linha de transmissão a ser protegida.

Um método de estimação fasorial denominado Filtro Cosseno foi proposto em [13]. Este método se baseia na ortogonalidade do filtro de Fourier para as janelas de dados atual e um quarto de ciclo atrasada. Para os casos mostrados em [13], os filtros mostram um bom desempenho na

filtragem da componente DC de decaimento exponencial para a corrente. Porém, o algoritmo promove o atraso de um quarto de ciclo na estimação do fasor. Esse atraso motivou o desenvolvimento de uma nova versão para esse filtro, denominada de Filtro Cosseno Modificado [5].

Em [14] também é proposto um algoritmo de estimação fasorial com o objetivo de melhorar o processo de filtragem da componente DC de decaimento exponencial, a partir da definição de novas somas parciais de amostras num ciclo de sinal. Os autores analisaram a combinação desse algoritmo com FDFT, sugerindo estratégias recursivas para atualização destes fasores. Este algoritmo é referido aqui como o Algoritmo de Guo.

Na tentativa de filtrar a componente DC de decaimento exponencial, os filtros utilizados na maioria dos métodos de estimação fasorial atenuam as componentes de frequência mais baixas, mas amplificam as componentes de frequência mais elevada [11]. Neste contexto, o método de estimação fasorial proposto neste trabalho tem por objetivo melhorar a rejeição das componentes indesejáveis do sinal, de forma a apresentar simultaneamente uma boa resposta no tempo e uma resposta em frequência mais seletiva.

III. MÉTODO PROPOSTO

Um filtro ideal de componentes de frequência não fundamentais deve apresentar ganho unitário para a componente de frequência fundamental, e ganho zero para as demais componentes de frequência. Na prática, filtros em cascata podem ser utilizados para aproximar esta característica. Neste sentido, o método aqui proposto utiliza duas cascatas de subfiltros de segunda ordem, conforme mostrado na Fig. 1. Estas cascatas, quando combinadas, preservam a componente fundamental, tendo um ganho unitário nesta componente e atenuam as componentes não fundamentais dos sinais. As principais características destas cascatas de subfiltros são descritas a seguir.

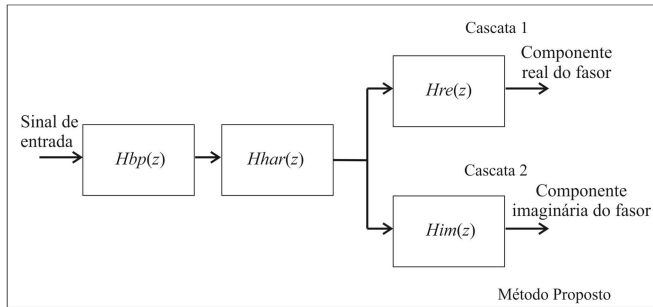


Fig. 1. Esquema representativo do método proposto.

A. Subfiltro Passa-faixa ($H_{bp}(z)$)

O objetivo de inserir um filtro passa-faixa, denominado neste trabalho de subfiltro H_{bp} , é melhorar o processo de filtragem dos sinais, tornando a resposta em frequência do método mais seletiva, com banda de passagem mais estreita em torno da componente fundamental.

A função de transferência de um filtro passa-faixa de segunda ordem é dada por:

$$H_{bp}(s) = \frac{(\omega_o / Q)s}{s^2 + (\omega_o / Q)s + \omega_o^2}, \quad (1)$$

em que: ω_o é a frequência central em rad/s; Q é o fator de qualidade do filtro, dado por $Q = f_o / \Delta f$, onde Δf é a banda de passagem do filtro em Hz, e f_o é a frequência central em Hz.

A resposta ao degrau deste filtro é dada por:

$$F(s) = \frac{(\omega_o / Q)}{s^2 + (\omega_o / Q)s + \omega_o^2}, \quad (2)$$

cujas transformada inversa de Laplace é dada por:

$$f(t) = \frac{2}{\sqrt{4Q^2 - 1}} \left[\sin\left(\frac{\omega_o}{2Q} \sqrt{4Q^2 - 1} t\right) e^{\left(-\omega_o/2Q\right)t} \right], \quad (3)$$

em que Q é dado por $Q = f_o / \Delta f$, f é a frequência central do filtro em Hz; and Δf é a banda de passagem do filtro, em Hz.

O *setting time* (t_s) ou tempo de acomodação é o tempo requerido para a resposta a um degrau unitário atingir e permanecer com uma porcentagem específica, igual a 2% do valor final. Este valor é utilizado como parâmetro para o projeto do subfiltro passa-faixa H_{bp} .

Considerando que o máximo valor da função seno é “1”, e que a função descrita em (3) tem valor de 0,02 para $t = t_s$ ($f(t_s) = 0,02$), pode-se escrever uma equação que relaciona o tempo de acomodação (t_s) a banda de passagem do filtro, dada por:

$$\Delta f = -\frac{1}{\pi t_s} \ln \left[0,01 \sqrt{4 \left(\frac{f_o}{\Delta f} \right)^2 - 1} \right]. \quad (4)$$

Para uma frequência central de 60 Hz e tempo de acomodação (t_s) igual a 16,67 ms, a banda de passagem (Δf) encontrada foi de 90,69 Hz, utilizando o Método de Gauss com 19 iterações, com uma estimativa inicial de 60 Hz.

Aplicando a transformada bilinear a função de transferência do filtro passa-faixa, a função de transferência no domínio z é igual a:

$$H_{bp}(z) = \frac{a_1 + a_2 z^{-1} + a_3 z^{-2}}{1 + a_4 z^{-1} + a_5 z^{-2}}. \quad (5)$$

Os coeficientes a_1, a_2, a_3, a_4 e a_5 do subfiltro são mostrados na Tabela I. Estes coeficientes são calculados com frequência de amostragem igual a 960 Hz.

TABELA I. COEFICIENTES DE $H_{bp}(z)$.	
Coeficientes	Valores
a_1	$2,22 \cdot 10^{-1}$
a_2	0
a_3	$2,22 \cdot 10^{-1}$
a_4	-1,44
a_5	$5,55 \cdot 10^{-1}$

Com uma banda de passagem de 90,69 Hz não é possível obter um ganho igual a zero para as componentes harmônicas do sinal a ser filtrado. Por isso, para obter este efeito é necessário associar outros subfiltros. Logo, no método proposto, o subfiltro $H_{bp}(z)$ é associado a outros subfiltros, descritos a seguir.

B. Subfiltros $H_{har}(z)$, $H_{im}(z)$ e $H_{re}(z)$

Os subfiltros de componentes harmônicas $H_k(z)$ apresentam ganho unitário na componente fundamental (ω_1) e ganho zero nas harmônicas múltiplas da fundamental de ordem $\omega_k = k\omega_1$,

em que k é um número inteiro. A função de transferência desses subfiltros é dada pela seguinte equação [15]:

$$H_k(z) = \frac{1 - 2\cos(\omega_k \Delta s)z^{-1} + z^{-2}}{|1 - 2\cos(\omega_k \Delta s)z_1^{-1} + z_1^{-2}|}, \quad (6)$$

em que $z^{-1} = e^{-j2\pi f / f_s}$, $z_1^{-1} = e^{-j2\pi f_1 / f_s}$, f é o vetor de frequências em Hz, e f_1 é a frequência fundamental, f_s é a frequência de amostragem em Hz, e $\Delta s = 1/f_s$ é a taxa de amostragem.

Em (7) é mostrada a função de transferência $H_{har}(z)$, que corresponde ao produto dos subfiltros $H_k(z)$ de componentes harmônicas de segunda até a sétima ordem.

$$H_{har}(z) = \prod_{k=2}^7 \frac{1 - 2\cos(\omega_k \Delta t)z^{-1} + z^{-2}}{|1 - 2\cos(\omega_k \Delta t)z_1^{-1} + z_1^{-2}|}. \quad (7)$$

O subfiltro $H_{im}(z)$ apresenta ganho zero na componente DC e na frequência “ $\omega_s/2$ ”, sendo ω_s sua frequência de amostragem em rad/s. Este subfiltro possui ganho unitário na frequência fundamental e função de transferência dada por [15]:

$$H_{im}(z) = \frac{1 - z^{-2}}{|1 - z_1^{-2}|}. \quad (8)$$

Como no processo de estimação fasorial é necessário ter duas componentes ortogonais do sinal para encontrar seu módulo e fase, é primordial utilizar dois filtros ortogonais que possam possibilitar esse cálculo. O subfiltro $H_{re}(z)$ é ortogonal ao subfiltro $H_{im}(z)$ [11] e possui ganho unitário na frequência fundamental. Sua equação de transferência é dada por:

$$H_{re}(z) = \frac{1 - 2tg(2\omega_1 \Delta s)z^{-1} + z^{-2}}{|1 - 2tg(2\omega_1 \Delta s)z_1^{-1} + z_1^{-2}|}. \quad (9)$$

Além da característica de ortogonalidade do filtro $H_{re}(z)$ em relação à $H_{im}(z)$, ele possui a vantagem de atenuar componentes de baixas frequências do sinal, contribuindo para reduzir o efeito da componente DC de decaimento exponencial no processo de estimação de fasores.

C. Cascata de Subfiltros 1 e 2

A cascata de subfiltros 1 é composta pelos subfiltros $H_{bp}(z)$, $H_{har}(z)$ e $H_{re}(z)$, cuja função de transferência é dada por:

$$H_{c1}(z) = H_{bp}(z)H_{har}(z)H_{re}(z), \quad (10)$$

A cascata de subfiltros 2 é composta pelos subfiltros $H_{im}(z)$, $H_{har}(z)$ e $H_{bp}(z)$, cuja função de transferência é dada por:

$$H_{c2}(z) = H_{bp}(z)H_{har}(z)H_{im}(z). \quad (11)$$

A resposta do filtro $H_{c1}(z)$ a uma entrada $x(n)$ é dada por:

$$X_x(n) = x(n)H_{c1}(z) \quad (12)$$

A resposta do filtro $H_{c2}(z)$ a uma entrada $x(n)$ é dada por:

$$X_y(n) = x(n)H_{c2}(z) \quad (13)$$

Pode-se mostrar que as componentes real X_x e imaginária X_y são ortogonais [11]. Então, o módulo $|\hat{X}|$ e fase $\angle X$ do fasor de um sinal $x(n)$ podem ser calculados por:

$$|\hat{X}| = \sqrt{(X_x)^2 + (X_y)^2}, \quad (14)$$

$$\angle X = \arctg\left(\frac{X_y}{X_x}\right). \quad (15)$$

IV. RESULTADOS E ANÁLISES

Nesta seção são feitas comparações em relação às respostas em frequência e no tempo, entre o método proposto e quatro métodos de estimação fasorial clássicos: o método FDFT, o método Cosseno Modificado, o método de FDFT com o filtro Mímico com constante de tempo fixa de três ciclos, e o Algoritmo de Guo.

A. Análise da Resposta em Frequência

A análise da resposta em frequência de um método de estimação fasorial é necessária para verificar quais componentes de frequência são eliminados, atenuados ou amplificados durante o regime permanente de pré-falta e pós-falta.

Nas Fig. 2 e 3 são mostrados os módulos da resposta em frequência do método proposto e dos métodos clássicos avaliados neste trabalho. Na Fig. 2 são mostrados os módulos dos filtros relacionados à componente real do fasor para cada método, e na Fig. 3 são mostrados os módulos dos filtros relacionados à componente imaginária do fasor. Observa-se que os módulos da resposta em frequência dos filtros relacionados às partes real e imaginária do método proposto possuem ganho zero em todas as componentes harmônicas, assim como os métodos FDFT, Cosseno Modificado e combinação do método FDFT com o filtro Mímico. Já o módulo da resposta em frequência do algoritmo de Guo é diferente de zero (Fig. 3), evidenciando que o método não elimina a oitava harmônica.

Dentre todos os métodos apresentados, o método proposto é o que apresenta menores lóbulos laterais no módulo de sua resposta em frequência (maior atenuação nas componentes inter-harmônicas), o que torna-o menos afetado pelas componentes inter-harmônicas. Por outro lado, os métodos Cosseno Modificado e algoritmo de Guo apresentam ganhos elevados nas componentes inter-harmônicas.

Quando o filtro Mímico é combinado com o FDFT, o resultado é a amplificação do módulo nas componentes de frequência mais elevadas, como era de se esperar, já que o filtro Mímico é um filtro passa-altas [12].

Já em relação aos módulos das respostas em frequência dos filtros relacionados à parte imaginária do fasor (Fig. 3) para as frequências abaixo da fundamental, observa-se que o método proposto possui uma atenuação maior do que o método FDFT, e uma resposta em frequência que se aproxima em termos de atenuação à resposta da combinação FDFT com o filtro Mímico.

A componente DC de decaimento exponencial tem amplo espectro de frequência e depende da constante de tempo do sinal [12], e o módulo de sua resposta em frequência tem ganhos significativos, principalmente nas baixas frequências.

Então, em relação à influência da componente DC de decaimento exponencial é importante observar as respostas dos métodos para baixas frequências [7]. Logo, dentre os métodos avaliados, o método FDFT é o mais afetado pela componente DC de decaimento exponencial, por possuir maiores ganhos na banda de frequência abaixo da frequência fundamental.

Outro fator observado é que a resposta em frequência do método proposto possui uma banda de frequência mais estreita em torno da componente de frequência fundamental, em relação aos demais métodos.

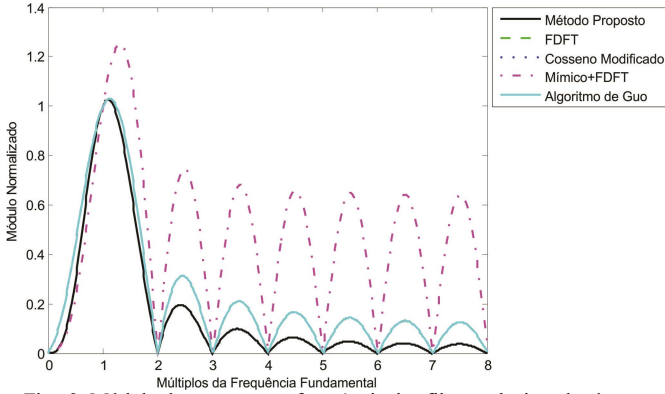


Fig. 2. Módulo da resposta em frequência dos filtros relacionados à parte real do fasor.

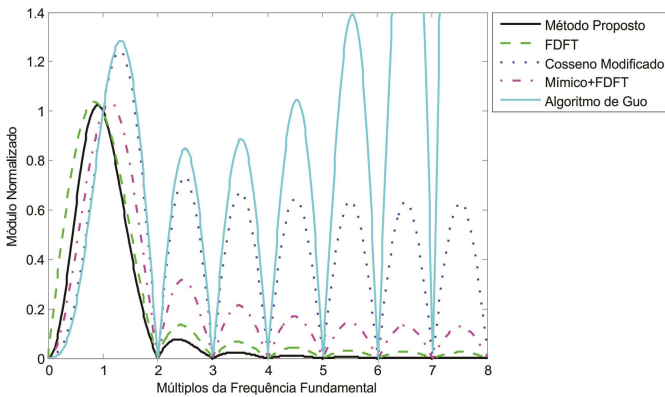


Fig. 3. Módulo da resposta em frequência dos filtros relacionados à parte imaginária do fasor.

B. Índices de Desempenho para a Resposta no Tempo

Com o objetivo de avaliar o desempenho da resposta no tempo dos métodos avaliados são utilizados três índices de desempenho.

O primeiro índice quantifica a oscilação da resposta no tempo do método avaliado em torno do valor correto para determinação de um determinado fasor, dado por:

$$ID_1 = \sum_{k=k_o}^{N_T} |amp - \alpha(k)|, \quad (16)$$

em que “amp” é o parâmetro a ser estimado, α a sua estimativa dada pelo módulo da resposta no tempo do método avaliado, k_o é a amostra em que α atinge ou excede o valor de “amp”. A variável N_T representa o número de amostras utilizadas na avaliação do algoritmo a partir do instante em que α atinge ou excede o valor de “amp”. Neste trabalho, a resposta no tempo dos métodos foi avaliada durante 192 amostras, que corresponde a 12 ciclos de amostras,

considerando que os métodos utilizam 16 amostras por ciclo no processo de estimação fasorial.

O segundo índice quantifica o percentual de *overshoot* na resposta no tempo dos métodos avaliados [4], e é definido por (17). Quanto menor o valor de ID_2 menor será o percentual de *overshoot* da resposta do método.

$$ID_2 = \max(\alpha(k) - amp) * 100 \quad (\%). \quad (17)$$

A velocidade de convergência na estimação dos fasores é avaliada pelo índice ID_3 , definido como [16]:

$$ID_3 = \frac{N_{conv} - N_{amos}}{N_{amos}}, \quad (18)$$

em que N_{amos} é o número de amostras por ciclo utilizado pelo método avaliado, e N_{conv} é o número de amostras necessárias para o módulo da resposta no tempo do método convergir. Aqui, considera-se que a convergência foi alcançada quando o valor estimado pelo método avaliado se encontrar dentro de uma faixa de valores pré-estabelecida durante 16 amostras consecutivas, que corresponde a um ciclo de amostras. Neste trabalho, a faixa considerada é de $\pm 1\%$ do valor de “amp”.

O sinal analítico $s_1(t)$ é utilizado para avaliar os métodos de estimação fasorial, a partir do cálculo dos índices ID_1 , ID_2 e ID_3 . Este sinal contém a componente fundamental do sinal somada de uma componente DC de decaimento exponencial, e é dado por:

$$s_1(t) = \cos(120\pi t) + e^{-t/\tau}, \quad (19)$$

em que “ τ ” representa a constante de tempo da componente DC de decaimento exponencial do sinal.

Como os índices utilizados na avaliação dos métodos variam de acordo com a constante de tempo da componente DC de decaimento exponencial, a média aritmética dos índices é calculada para a constante de tempo variando de 0,5 até 5 ciclos. Nas Tabelas II, III e IV são mostrados os resultados para os índices ID_1 , ID_2 e ID_3 , respectivamente, quando a entrada dos métodos avaliados é o sinal $s_1(t)$.

O método proposto apresentou a menor média aritmética para o índice ID_1 , apresentando o melhor resultado dentre os métodos avaliados, o que indica que quando o sinal é composto pela componente fundamental somada com uma componente DC de decaimento exponencial, o método proposto possui menores oscilações em torno do valor final do sinal estimado.

Em relação ao índice ID_2 , o método que apresentou o menor índice médio de *overshoot* foi o método proposto, seguido pelo método FDFT, Cosseno Modificado, Mímico combinado com FDFT e algoritmo de Guo.

TABELA II. RESULTADOS OBTIDOS PARA O ÍNDICE ID_1 .

τ (ciclos)	ID_1				
	Método Proposto	FDFT	Cosseno Mod.	Mímico+ FDFT	Guo
0,5	0,9100	1,5036	1,5174	1,4310	6,8505
1	1,1477	2,0331	1,3408	1,0756	6,6973
2	1,1243	2,5632	1,2093	0,8264	6,5680
3	1,0907	2,7221	1,1399	0,7275	6,5065
4	0,1448	2,7242	1,0838	0,7468	6,4568
5	0,1196	2,6520	1,0369	0,7586	6,4104
Média	0,7562	2,3664	1,2213	0,9277	6,5816

TABELA III. RESULTADOS OBTIDOS PARA O ÍNDICE ID_2 .

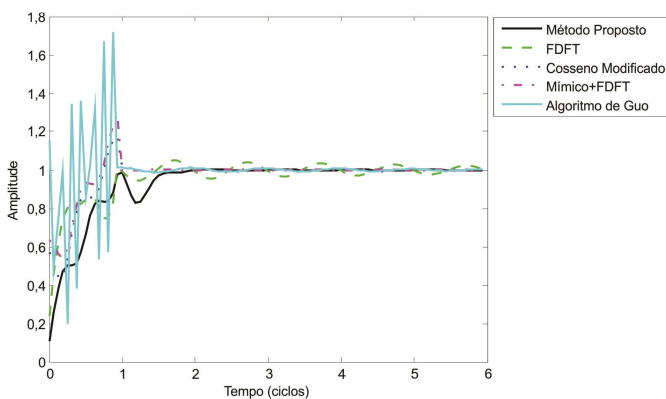
τ (ciclos)	Método Proposto	ID_2 (%)			
		FDFT	Cosseno Mod.	Mímico+ FDFT	Guo
0,5	6,3238	16,1162	26,7861	34,8211	79,2816
1	2,5956	9,1990	22,3221	31,6777	75,7265
2	0,9497	8,4690	19,4193	30,0972	73,3124
3	0,5687	6,9313	18,4021	29,6849	72,4460
4	0,3853	5,7618	17,8932	29,5180	72,0077
5	0,2853	4,9034	17,5894	29,4333	71,7441
Média	1,8514	8,5634	20,4020	30,8720	74,0864

TABELA IV. RESULTADOS OBTIDOS PARA O ÍNDICE ID_3 .

τ (ciclos)	Método Proposto	ID_3			
		FDFT	Cosseno Mod.	Mímico+ FDFT	Guo
0,5	3,0000	2,6875	2,8125	2,5625	3,0625
1	3,0000	4,0000	2,8125	1,7500	3,0625
2	2,0000	6,0000	3,8125	1,8125	4,0625
3	2,0625	8,0000	3,8125	1,8125	4,0625
4	1,9375	9,0000	3,8125	1,8125	3,0625
5	1,9375	10,0000	2,8125	1,8125	3,0625
Média	2,3229	6,6146	3,3125	1,9271	3,3958

O método proposto apresentou o segundo menor valor médio para ID_3 , indicando que é o segundo método mais rápido na velocidade de convergência para este caso. O método FDFT apresentou o maior índice médio, o que podemos relacionar com uma menor velocidade de convergência quando o sinal apresenta componente DC de decaimento somada à fundamental.

Na Fig. 4 são mostradas as amplitudes estimadas do fasor da componente fundamental do sinal $s_1(t)$ (com $\tau = 5$ ciclos) pelos métodos avaliados. A amplitude estimada pelo método proposto converge para o valor final rapidamente com o menor *overshoot*, o que está de acordo com o valor calculado para o índice ID_2 na Tabela III.

Fig. 4. Amplitude do fasor estimado para o sinal $s_1(t)$.

V. SIMULAÇÃO DE FALTAS EM UM SISTEMA ELÉTRICO

Um sistema elétrico de potência de 230 kV (Fig. 5) foi implementado no ATP para avaliar o desempenho de um relé de distância, utilizando os métodos de estimação fasorial proposto e os demais métodos avaliados para o cálculo dos fasores de tensão e corrente, e posteriormente, grandezas das unidades de impedância.

O sistema constitui-se de uma linha de transmissão com comprimento total de 180 km, dois equivalentes de Thévenin, cujas impedâncias de Thévenin são Z_1 e Z_2 , além de disjuntores e transformadores para instrumento. Os dados do sistema adotado nesse trabalho podem ser encontrados nas Tabelas V e VI, enquanto os modelos dos transformadores para instrumentos (transformador de corrente e transformador de potencial capacitivo) são reportados em [17].

Um relé de distância foi modelado utilizando a linguagem MODELS do ATP [11]. Neste modelo foi incluído um filtro *anti-aliasing*, um filtro passa-baixas Butterworth de terceira ordem com frequência de corte de 180 Hz. O relé de distância está instalado no terminal emissor da linha de transmissão (Barra 1), de forma a proteger em até 80% de sua extensão.

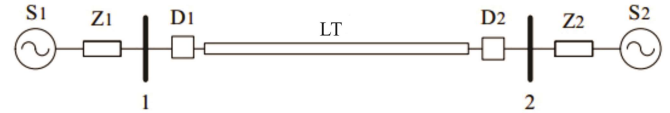


Fig. 5. Sistema elétrico de potência de 230 kV.

TABELA V. PARÂMETROS DA LINHA DE TRANSMISSÃO DE 230 kV.

Equivalente de sequência	Resistência (Ω/km)	Reatância (Ω/km)	Susceptância (Ω^{-1}/km)
Positiva	0,098	0,510	3,252
Zero	0,532	1,541	2,293

TABELA VI. PARÂMETROS DO SISTEMA ELÉTRICO DE POTÊNCIA DE 230 kV.

Dados		Equivalente	
		Z_1	Z_2
Impedância (Ω)	Sequência positiva	$0,871 + j25,661$	$0,968 + j28,513$
	Sequência zero	$1,014 + j18,754$	$1,127 + j20,838$

Simulações de faltas foram aplicadas em vários pontos da linha de transmissão, variando o tipo de falta, o ângulo de incidência (tomando o sinal de corrente na fase A como referência), e a resistência de falta.

Para o caso da falta ocorrendo a uma distância de 20 km da Barra 1, com resistência de falta $R_f = 0,01 \Omega$ e ângulo de incidência " θ_f " igual a 0° , foram estimados os módulos da corrente e tensão na fase A para todos os métodos avaliados. O módulo estimado da corrente e a trajetória da impedância do relé são mostrados nas Fig. 6 e 7, respectivamente.

Pode-se observar no detalhamento da Fig. 6 que as oscilações no módulo da corrente, provocadas pela componente DC de decaimento exponencial apresentam-se mais aparentes no módulo da corrente calculado pelo método FDFT, por este método ser mais susceptível ao efeito da componente DC de decaimento exponencial no cálculo dos fasores. Ainda na Fig. 6, pode-se observar que o módulo da corrente estimado pelo método proposto apresenta as oscilações reduzidas pelo efeito de filtragem da componente DC de decaimento exponencial.

Pode-se observar no detalhamento da Fig. 7 que o método FDFT apresenta mais oscilações ao redor do ponto de falta estimado, com convergência mais lenta. Enquanto que o método proposto apresenta uma trajetória mais curta em direção ao ponto de final da impedância aparente estimada, o que indica que o método proposto se apresenta menos sensível às componentes de frequência indesejáveis aos sinais durante o regime de falta.

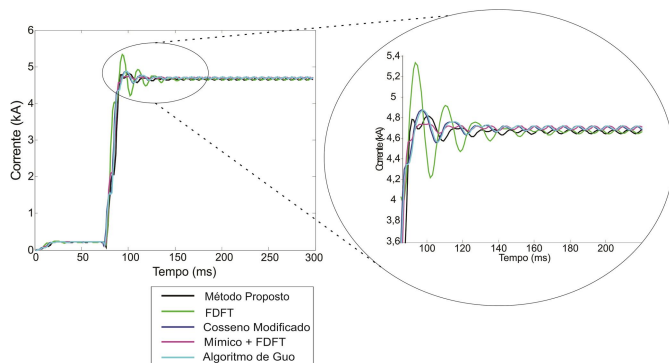


Fig. 6. Amplitude do fasor corrente da fase A estimada pelos métodos avaliados.

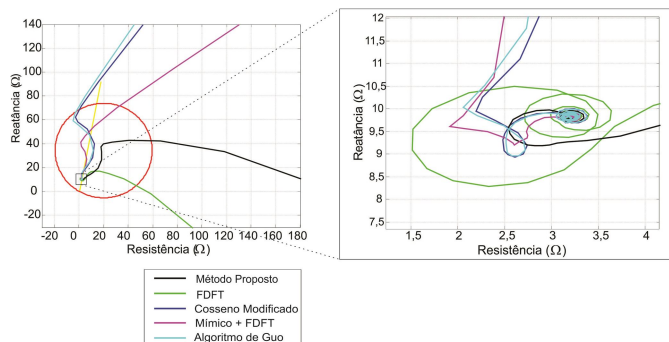


Fig. 7. Trajetória da impedância da unidade Z_{AT} do relé de distância estimada a partir de cada método avaliado.

VI. CONCLUSÕES

Neste trabalho foi apresentado um método preciso de estimação fasorial, com o objetivo de melhorar a característica de rejeição das componentes indesejáveis do sinal, promovendo uma resposta em frequência mais seletiva, e ao mesmo tempo não comprometendo o desempenho em termos de rapidez da resposta no tempo.

A resposta em frequência do método proposto foi obtida e comparada com a resposta em frequência de outras quatro técnicas de estimação fasorial. Quando comparado aos demais métodos avaliados, o método proposto possui uma maior precisão, em virtude da resposta em frequência deste método apresentar as seguintes características: menores lóbulos entre as harmônicas em relação às demais técnicas de estimação avaliadas, e uma banda de frequência mais estreita em torno da componente de frequência fundamental.

Alguns parâmetros foram utilizados para avaliar o desempenho da resposta no tempo do método proposto e demais métodos, quando um sinal analítico foi usado como entrada (contendo componentes fundamental e DC de decaimento exponencial). Avaliando os parâmetros obtidos para o método proposto conclui-se que o método apresentou um bom desempenho, com baixo *overshoot*, e uma resposta transitória com um baixo índice de variação em torno da resposta desejada.

Um sistema elétrico foi simulado no ATP, os módulos de corrente e trajetória de impedância foram estimados para cada método avaliado. Observou-se que em relação ao método FDFT, o método proposto apresenta uma resposta transitória suave com menos oscilações, e trajetória de impedância mais curta.

VII. REFERÊNCIAS

- [1] M. S. Sachdev, M.A. Baribeau, "A New Algorithm for Digital Impedance Relays," *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*, vol. PAS-98, no. 6, pp. 2232 – 2240, 1979.
- [2] D. A. Tziouvaras, P. McLaren; G. Alexander, D. Dawson, J. Esztergalyos, C. Fromen, M. Glinkowski, I. Hasenwinkle, M. Kezunovic, L. Kojovic, B. Kotheimer, R. Kuffel, J. Nordstrom, S. Zocholl, "Mathematical Models for Current, Voltage, and Coupling Capacitor Voltage Transformers", *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 15, no. 1, pp. 62 – 72, 2000.
- [3] O. Ozgonenel, U. K. Terzi, L. Petricenko, R. Petricenko, Current Transformer Modeling for Compensating Algorithms, in: *4th International Conference on Power Engineering, Energy and Electrical Drives*, Istanbul, pp. 522 – 527, 2013.
- [4] G. Benmouyal, "Removal of DC-offset in Current Waveforms Using Digital Mimic Filtering", *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 10, no. 2, pp. 621 – 630, 1995.
- [5] D. G. Hart, D. Novosel, R. A. Smith, "Modified Cosine Filters". U.S. Patent 6,154,687, 2000.
- [6] H. B. ElRefaie, A. I. Megahed, A Novel Technique to Eliminate the Effect of Decaying DC Component on DFT Based Phasor Estimation, in: *Power and Energy Society General Meeting*, pp. 1 – 8, 2010.
- [7] K. M. Silva, B. F. Küsel, "On combining wavelet-based designed filters and an adaptive mimic filter for phasor estimation in digital relaying", *Electric Power Systems Research*, vol. 92, pp. 60 – 72, 2012.
- [8] E. Pajuelo, G. Ramakrishna, M. S. Sachdev, "An improved voltage phasor estimation technique to minimize the impact of CCVT transients in distance protection", in: *Canadian Conference on Electrical and Computer Engineering*, pp. 454 – 457, 2005.
- [9] F. B. Ajaei, M. Sanaye-Pasand, M. Davarpanah, A. Rezaei-Zare, R. Iravani, "Mitigating the Impacts of CCVT Subsidence Transients on the Distance Relay", *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 27, pp. 497 – 505, 2012.
- [10] A. G. Phadke, T. Hlibka, M. Ibrahim, "A Digital Computer System for EHV Substation: Analysis and Field Tests", *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*, PAS 95, no. 1, pp. 635 – 645, 1976.
- [11] A. K. X. S. Campos, W. L. A. Neves, D. Fernandes Jr., "A New Phasor Estimation Method for Digital Protective Relays", *Electric Power Systems Research*, vol. 142, pp. 227 – 236, 2017.
- [12] G. Benmouyal, "Removal of DC-offset in Current Waveforms Using Digital Mimic Filtering". *IEEE Transaction on Power Delivery*, vol. 10, no. 2, pp. 621–630, 1995.
- [13] E. O. Schweitzer, D. Hou, "Filtering for Protective Relays", in: *19th Annual Western Protective Relay Conference*, Spokane, WA, 1993.
- [14] Y. Guo, M. Kezunovic, D. Chen, "Simplified Algorithms for Removal of the Effect of Exponentially Decaying DC-offset on the Fourier Algorithm", *IEEE Transaction on Power Delivery*, vol. 18, no. 3, pp. 711–717, 2003.
- [15] M. D. Kušljević, "A Simple Method for Design of Adaptive Filters for Sinusoidal Signals", *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 57, no. 10, pp. 2242–2249, 2008.
- [16] T. M. Machado, N. Stefanello, G. Cardoso Jr., A. P. Morais, L. Mariotto, "Análise da Resposta em Regime Transitório e Permanente de Algoritmos para Filtragem Digital Utilizados em Relés Numéricos: Velocidade de Convergência, *Overshoot* e Sensibilidade em Relação a Constante de Tempo", *Revista Controle & Automação*, vol. 22, no. 1, pp. 65-78, 2011.
- [17] IEEE Power System Relaying Committee, *EMTP Reference Models for Transmission Line Relay Testing*, [S.l.], 2004, Disponível em: <<http://www.pes-psrc.org/Reports/EMTP%20Ref%20Model-Final.pdf>>. Acesso em: 12 jan. 2016.