

Implementação e Testes de um Método de Estimação Fasorial para Aplicação em PMU

Renato R. Aleixo,
Leandro R. M. Silva, Carlos A. Duque,
Ramon R. S. de Oliveira, Guilherme G. Sena
Universidade Federal de Juiz de Fora
renato.ribeiro@engenharia.ufjf.br

Paulo F. Ribeiro
Universidade Federal de Itajubá
pfribeiro@ieee.org

Resumo — Este trabalho apresenta a implementação de um método de estimação de fasor e frequência no nível de distribuição de energia elétrica em condições de estado permanente e dinâmicas. O método descrito é baseado na Transformada Discreta de Fourier e aplica filtros para melhorar a estimação da fase e frequência em condições de frequência *off-nominal* e variante. O foco do trabalho é a aplicação do método em Unidades de Medição Fasorial e, portanto, mostrar que o método está de acordo com os testes estipulados pelas normas IEEE para Phasor Measurement Unit (C37.118.1-2011 e C37.118.1a-2014).

Palavras-chaves — PMU, estimação de fase, estimação de frequência, estimação fasorial, sincrofasores, distribuição, DFT, C37.118.1.

I. INTRODUÇÃO

As condições de Sistemas Elétricos de Potência (SEPs) estão continuamente mudando devido a evolução da demanda de energia elétrica, o que necessariamente afeta a geração de energia devido a manutenção da estabilidade do sistema. Consequentemente, tensões, correntes, fluxos de potência ativa e reativa estão constantemente mudando. Um dos principais desafios no gerenciamento de um SEP é assegurar que as condições de operação sempre estarão dentro de limites seguros, mesmo em eventuais situações de contingência. Uma das tecnologias mais promissoras no campo do controle de sistemas de grande porte são as medições de *sincrofasores*, normalmente realizadas por dispositivos chamados *Phasor Measurement Unit* (PMU) [1].

A PMU é uma ferramenta relativamente nova voltada para o monitoramento, proteção e controle de sistemas elétricos, provendo medições fasoriais sincronizadas de diferentes pontos do sistema e em altas taxas. O desenvolvimento de técnicas de medição sincronizada começou a menos de 30 anos, e hoje, principalmente com o crescimento das gerações distribuídas, tais técnicas são um dos principais elementos para a avaliação do estado de SEPs de grande porte. Medições de sincrofasores baseadas na temporização provida por *Global Positioning System* (GPS) foram introduzidas em meados dos anos 80, sendo o primeiro protótipo de uma PMU desenvolvido por uma equipe de pesquisadores da Virginia Tech em 1988 [1].

O processo de medição do sincrofasor é a principal funcionalidade das PMUs. As normas IEEE C37.118.1-2011 [2] e C37.118.1a-2014 [3] trazem a definição de sincrofasores e as conformidades mínimas necessárias em condições de estado permanente e dinâmicas. Deve-se ressaltar que as normas IEEE são referentes a aplicação de PMUs para o nível da transmissão de energia elétrica, sendo que uma norma para medições de sincrofasores no nível de distribuição ainda não foi desenvolvida. As normas elaboradas até o presente momento não são facilmente aplicáveis para o monitoramento no nível de distribuição, pois em contraste aos sinais trifásicos das linhas de transmissão de alta tensão nas quais as PMUs são normalmente utilizadas, os sinais na distribuição contêm mais ruído e harmônicos.

Os algoritmos de medição dos sincrofasores baseados na Transformada discreta de Fourier (DFT) são os mais comuns para a estimação da amplitude, fase e frequência do sinal. Algoritmos que fazem uso da DFT clássica para estimação possuem um baixo custo computacional, entretanto sua precisão se torna ruim na presença de frequência *off-nominal* e em condições dinâmicas, como varrições em rampa da frequência e modulação de fase [4].

Este trabalho tem como objetivo descrever a implementação do método de estimação de fase e frequência proposto em [5], apresentar uma nova forma para correção da fase em um dos módulos do método e por fim realizar os testes de conformidade requeridos pela norma. Os principais parâmetros utilizados para a análise da conformidade são o erro total do vetor (*Total Vector Error* - TVE), erro da medição de frequência (*Frequency Error* - FE) e erro da medição da taxa de variação da frequência (*Rate of change of frequency error* - RFE) que são obtidos a partir de (1), (2) e (3) respectivamente.

$$TVE = \sqrt{\frac{(\hat{X}_r - X_r)^2 + (\hat{X}_i - X_i)^2}{(X_r)^2 + (X_i)^2}} \quad (1)$$

onde $\hat{X}_r$ e $\hat{X}_i$ são as sequências dos valores reais e imaginários, respectivamente, referentes aos fasores estimados, e X_r e X_i são os valores teóricos da estimação.

$$FE = f_{real} - f_{estimada} \quad (2)$$

$$RFE = |(df/dt)_{real} - (df/dt)_{estimado}| \quad (3)$$

O presente trabalho está dividido da seguinte maneira: na seção II é apresentado o método a ser implementado, bem como as modificações propostas para o mesmo; na Seção III são descritos os testes de conformidade exigidos pela norma IEEE e seus resultados; e na Seção IV são apresentadas as conclusões.

II. MED2COMP DFT

Ao se extrair o espectro de frequência de um sinal de tensão obtido a partir de um sistema de distribuição, nota-se que tal sinal possui uma grande presença de ruído e harmônicos [5]. Dessa forma o algoritmo de estimação fasorial deve ser robusto o suficiente para manter a precisão das estimativas mesmo frente a estas condições.

O diagrama de blocos do método é apresentado na fig. 1. O algoritmo é constituído de seis módulos: 1) módulo de redução de ruído (MRR) 2) módulo de estimação fasorial simplificada (MEFS) 3) módulo de redução de erro dos múltiplos pares da frequência fundamental (MREMP) 4) módulo de redução de erro dos múltiplos ímpares da frequência fundamental (MREMI) 5) módulo de correção do erro da modulação na fase (MCEMF) 6) módulo de estimação da frequência (MEF).

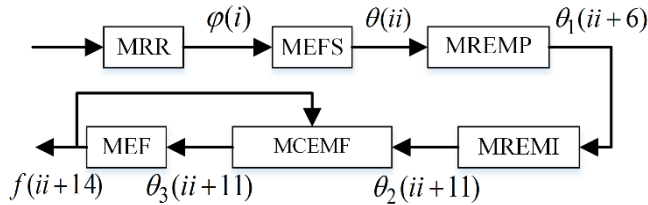


Fig. 1 - Diagrama do algoritmo Med2Comp DFT

Como os módulos MRR, MREMP e MREMI usam médias, e MCEMF faz uma compensação devido os erros de fase, o algoritmo proposto é chamado de "Med2Comp DFT." O algoritmo apresentado neste trabalho é baseado no algoritmo proposto em [5], onde originalmente a função do MCEMF, que é realizar uma correção na fase, dependente dos valores de saída do MEFS, dos valores estimados de frequência e de uma tabela.

Como contribuição, o presente trabalho apresenta uma nova proposta para a correção dos valores de fase em MCEMF, fazendo uso apenas do valor de frequência estimado e de uma equação gerada *off-line*. A partir disso calcula-se um valor de desvio da fase, que minimize o erro na estimação do fasor. A seguir, serão descritos todos os blocos que constituem o algoritmo.

1) MRR: Embora um filtro passa-faixa FIR possa ser usado para filtrar o ruído, há desvantagens na utilização desses filtros para a medição de sincrofasores. O tempo da resposta ao impulso e o tempo do atraso de grupo de um filtro FIR prejudicará a resposta dinâmica e a latência de medição.

Ao invés de um filtro FIR, é realizado um método de sobre amostragem do sinal para se atenuar o ruído. Primeiramente o sinal é sobre amostrado por N_s vezes, ou seja, a frequência de amostragem inicial é igual a $N_s f_{samp}$. Em seguida é realizada a

média das N_s amostras aquisitadas, resultando em um sinal com frequência de amostragem igual à f_{samp} . A descrição matemática da operação realizada neste módulo é:

$$Avg(i) = \frac{\sum_{j=iN_s-(N_s-1)/2}^{iN_s+(N_s-1)/2} Sa(j)}{N_s} \quad (4)$$

onde $Avg(i)$ é a amostra do sinal filtrado e $Sa(j)$ é a amostra do sinal de entrada. Como pode ser observado neste módulo é realizada uma filtragem do sinal sobre amostrado através de um filtro de média móvel com janela de tamanho N_s , resultando em um sinal com frequência de amostragem f_{samp} . O MRR melhora a robustez do algoritmo, uma vez que a curva amostrada se torna mais suave, ou com o ruído atenuado.

Desde que haja N_s amostras em uma janela para a média, o tempo para o preenchimento da janela é dado por:

$$T_{Avg} = (N_s - 1) \frac{1}{N_s f_{samp}} \quad (5)$$

O tempo de resposta do filtro média móvel é T_{Avg} e o delay de grupo é $T_{Avg}/2$. Por exemplo, para $f_{samp} = 1440\text{Hz}$ e $N_s = 31$, o tempo de resposta do filtro será cerca de 0.67ms , e o delay de grupo será 0.336ms . É importante lembrar que a estampa de tempo a ser inserida a cada medição deve ser compensada devido ao atraso de grupo do método como um todo, como é colocado na norma.

2) MEFS: O modelo básico para estimação do fasor em PMUs, que está descrito no anexo C de [2], é utilizado no MEFS, e pode ser representado por:

$$X(i) = \frac{\sqrt{2}}{\sum_{k=-N/2}^{N/2} W(k)} \times \sum_{k=-N/2}^{N/2} x(i+k) W(k) e^{-j(i+k)\Delta t \omega_0} \quad (6)$$

onde $x(i)$ é a amostra da forma de onda de tensão no tempo $i\Delta t$, $W(k)$ são os coeficientes do filtro passa baixa especificado pela norma e que irá variar dependendo se o equipamento deve ser enquadrado dentro da classe M ou P de PMUs. Os coeficientes para ambas as classes podem ser calculados da seguinte forma:

$$\text{Classe P: } W(k) = \left(1 - \frac{2}{N+2}|k|\right) \quad (7)$$

onde $-N/2 \leq k \leq N/2$, (apenas valores inteiros de k), N é a ordem do filtro, onde para um caso de 24 pontos por ciclo tem-se $N = (24 - 1) \cdot 2 = 46$ [2].

$$\text{Classe M: } W(k) = \frac{\text{sen}\left(2\pi \cdot \frac{2F_{fr}}{f_{samp}} \cdot k\right)}{2\pi \cdot \frac{2F_{fr}}{f_{samp}} \cdot k} h(k) \quad (8)$$

onde $-N/2 \leq k \leq N/2$, F_{fr} é a frequência de referência do filtro passa baixa da tabela 1, N é a ordem do filtro a partir da tabela 1, f_{samp} é a frequência de amostragem do sistema, $h(k)$ é a janela de Hamming e $W(0) = 1$, devido a indeterminação em $k = 0$ e F_s é a frequência de reporte. Esta última é a frequência com a qual o equipamento deve enviar um dado de medição.

TABELA 1- PARÂMETROS DO FILTRO PASSA BAIXA - CLASSE M

Frequência do sistema f_0 (Hz)	Frequência de reporte F_s (Hz)	F_{fr} (Hz)	N
50Hz	10	1920	794
	12	2304	660
	15	2880	528
60Hz	20	3840	396
	30	5616	238
	60	10320	96
	120	18960	40

O MEFS calcula uma estimativa do fasor para cada amostra vinda do MRR. Entretanto para suavizar a estimação apenas a média da fase em dois ciclos da fundamental é utilizada. A série de ângulos estimados é formada pelo deslocamento da janela de dois ciclos, dentro da qual se faz a média da fase, em 3 amostras. Com isso, para o caso de 24 pontos por ciclo, passa-se a trabalhar com 8 amostras estimadas por ciclo, caracterizando um processo semelhante ao do MRR, só que sobre os valores de fase e com um deslocamento da janela de 3 amostras.

O filtro passa-baixa em (6) pode melhorar a precisão da estimativa do fasor sob uma condição de frequência não nominal, aumentando a largura do lobo principal da janela da DFT. No entanto, esta melhoria se dá à custa de uma latência maior. O fasor obtido para uma frequência que seja diferente da frequência nominal tem a magnitude proporcional à tensão, e um ângulo de fase que gira a uma velocidade angular de $\omega - \omega_0$. A definição matemática de um fasor em frequência não nominal é desenvolvida em [6] e é expressa como:

$$X'_r = PXe^{jr(\omega - \omega_0)\Delta t} + QX^*e^{-jr(\omega + \omega_0)\Delta t} \quad (9)$$

Onde P e Q são coeficientes e r representa o índice da série de fasores obtidos a partir de um algoritmo recursivo. Para todas as frequências práticas dos sistemas de potência tem-se que $\omega - \omega_0 = \Delta\omega$ é consideravelmente pequeno, e portanto $\omega + \omega_0 = 2\omega_0 + \Delta\omega$ é muito próximo de $2\omega_0$.

Na fig. 2 pode-se observar uma análise qualitativa da estimação em condições de frequência não nominal. Os fasores X e X^* são atenuados pelos ganhos complexos P e Q . PX gira em sentido anti-horário com uma velocidade angular de $\omega - \omega_0 = \Delta\omega$. O fasor QX^* gira no sentido horário a uma velocidade angular de $\omega + \omega_0$, que é aproximadamente $2\omega_0$.

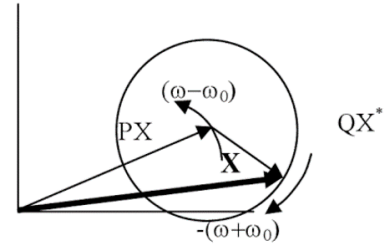


Fig. 2 - Ilustração qualitativa da estimação de um fasor com frequência fora da nominal.

O fasor resultante X , portanto, possui uma variação com frequência de $2\omega_0$, aproximadamente, na magnitude e no ângulo de fase, superposta a uma componente que rotaciona monotonicamente a $\Delta\omega$.

Como o sinais da rede de energia sempre contém harmônicos há ainda componentes com velocidade angular de $2\pi(if - f_0)$ e $2\pi(if + f_0)$ para o i -ésimo componente harmônico [7]. Para mitigar tais problemas foi realizada a divisão dos erros da seguinte maneira: erros dos múltiplos pares da frequência fundamental, erros dos múltiplos ímpares da frequência fundamental e erros de baixa frequência.

Estes três erros são reduzidos em MREMP, MREMI e MCEMF. A ideia é reduzir os dois primeiros erros através de filtros digitais nas séries de ângulos de fase calculados em MEFS, e o terceiro erro é corrigido por MCEMF.

3) MREMP: De posse da série de ângulos de saída do módulo MEFS aplica-se o seguinte filtro:

$$\theta(ii) = \sum_{k=1}^{N_1} E_k \cdot \varphi\left(\left(ii - \frac{N_1}{2}\right) + k\right), ii \geq \frac{N_1}{2} \quad (10)$$

onde $\varphi(ii)$ é a série de ângulos computada em MEFS, E_k são os coeficientes do filtro aplicado e $N_1 = 12$.

$$E_k = \left\{ -\frac{1}{24}, \frac{1}{12}, \frac{5}{24}, \frac{8}{24}, \frac{1}{12}, \frac{1}{12}, \frac{1}{12}, \frac{1}{12}, \frac{5}{24}, \frac{1}{12}, -\frac{1}{24}, -\frac{4}{24} \right\} \quad (11)$$

O cálculo dos coeficientes foi desenvolvido em [5], e o filtro possui a seguinte resposta em frequência:

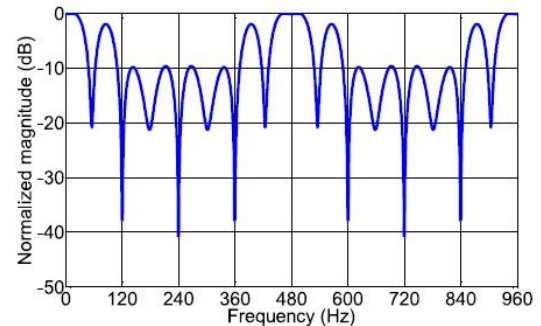


Fig. 3 - Resposta em frequência do Filtro em MREMP.

Através da Fig. 3 é possível perceber que os componentes cuja a frequência sejam múltiplos pares da frequência fundamental (no caso 60Hz) são fortemente atenuados.

4) MREMI: De forma semelhante ao modulo anterior, é realizada a filtragem da serie de fases, agora a partir da saída de MREMP.

$$\theta_2(ii) = \sum_{k=1}^{N_2} F_k \cdot \theta \left(\left(ii - \frac{N_2}{2} \right) + k \right), ii > \frac{N_2}{2} \quad (12)$$

onde os coeficientes F_k são $\{0.25, 0, 0, 0, 0.5, 0, 0, 0, 0.25\}$ e $N_2 = 9$. A resposta em frequência de (10) pode ser observada a seguir, onde nota-se a atenuação dos componentes cuja as frequências são múltiplos ímpares da frequência fundamental.

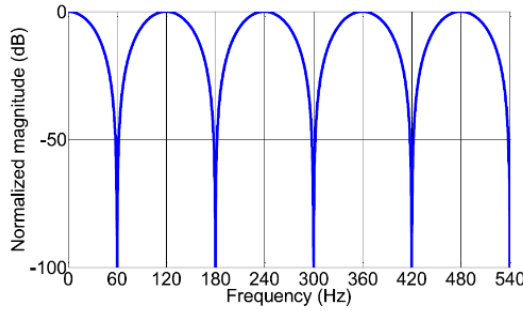


Fig. 4 - Resposta em frequência do filtro em MREMI.

5) MCEMF: Diferente do modelo proposto em [5] para este módulo, o presente trabalho apresenta uma alternativa ao processo necessário neste ponto. Com a série de ângulos obtidos a partir de MREMI, pode-se estimar a frequência do sinal. Entretanto, o valor de fase instantâneo ainda necessita de uma correção. É proposto então calcular-se o TVE com o valor de fase θ_3 , para diversos valores do fator δ , como expressado em (13). A partir disso, como pode-se observar na fig. 5, há um valor ótimo para a minimização do TVE.

$$\theta_3(ii) = \theta_2(ii) + \delta(ii) \quad (13)$$

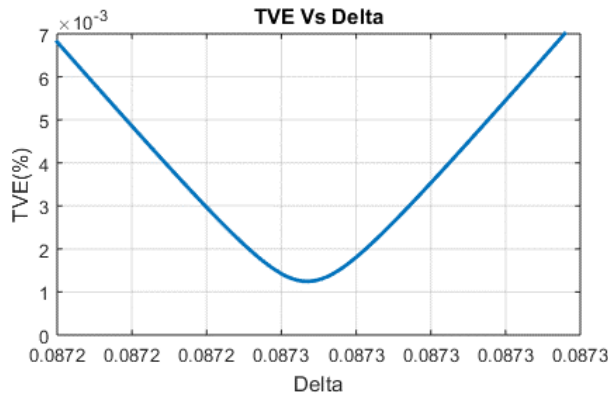


Fig. 5 - Fator delta de correção da fase para uma frequência não nominal de 55Hz.

Realizando-se o cálculo dos valores de delta que minimizam o TVE para a excursão da frequência do sinal de entrada de 55Hz a 65Hz nota-se que os valores de delta possuem uma

dependência linear com a frequência, sendo assim obtida uma relação direta entre a frequência estimada e o fator delta a ser aplicado em (13). Dada uma frequência estimada anteriormente, tem-se o cálculo de delta a partir de (14).

$$\delta(ii) = 8,7487 \cdot 10^{-3} \cdot (f(ii - 1) - 55) + 8,72 \cdot 10^{-2} \quad (14)$$

onde $f(ii - 1)$ é a frequência estimada na iteração anterior. Devido a essa realimentação no sistema conforme os valores de frequência são estimados pelo método, valores de delta que minimizem o TVE são aplicados em (13).

6) MEF: Uma vez que a frequência é a derivada da fase, os ângulos de saída do módulo MCEMF podem ser ajustados por um polinômio quadrático para estimar a frequência. O número de ângulos usado para ajustar o polinômio quadrático vem da ponderação entre uma melhor precisão da medição em meio a ruído ou uma melhor precisão da medição em condição dinâmicas, como a modulação de fase. Geralmente, quanto maior o número de ângulos melhor será o resultado da medição sob condições de ruído. Por outro lado, quanto menor for o número de ângulos melhor será o resultado da medição sob condições de modulação de fase. Sendo assim, de acordo com [5] quando são utilizados sete valores de ângulos, há um equilíbrio na sensibilidade de método frente a presença de ruído ou modulação da fase. A frequência pode ser obtida a partir de (15).

$$f(ii) = 60 + \frac{1}{2\pi} \sum_{k=1}^{N_3} a_k \cdot \theta_3 \left(\left(ii - \frac{N_3}{2} \right) + k \right) \quad (15)$$

onde $N_3 = 7$, $a_1 = -51.4286$, $a_2 = -34.2857$, $a_3 = -17.1429$, $a_4 = 0$, $a_5 = 17.1429$, $a_6 = 34.2857$ e $a_7 = 51.4286$.

III. TESTES DE CONFORMIDADE

A conformidade com os requisitos da norma deve ser avaliada por classe de desempenho. A norma define duas classes de desempenho: classe P e classe M. A classe P é destinada a aplicações que requerem resposta rápida e não exige nenhum processo de filtragem complexo. A letra P é devido a aplicação em sistemas de proteção. Já a classe M destina-se a aplicações com sinais que exigem um maior processamento e não exigem uma velocidade tão rápida de reporte. Esta última é voltada para medições analíticas que frequentemente requerem maior precisão, o que traz um maior atraso no reporte das medições.

Os testes realizados foram todos com uma frequência de amostragem de 1440Hz, frequência de reporte de 60Hz e os valores de magnitude foram considerados iguais aos esperados, sendo os erros obtidos referentes aos desvios da estimação da fase e frequência apenas. A seguir serão descritos os tipos de sinais utilizados para os teste.

1) Estado Permanente: a conformidade de estado permanente deve ser confirmada comparando-se os valores estimados do fasor, da frequência e da taxa de variação da frequência (*rate of change of frequency - ROCOF*) aos valores teóricos. Condição de estado permanente é quando a

magnitude, frequência e fase do sinal de teste permanecem constantes durante o período de avaliação. Deve ser notado que o valor de fase não permanecerá constante quando a frequência for diferente da nominal. Para uma excursão de $\pm 5\text{Hz}$ o TVE não pode ser superior a 1%, bem como para o caso em que há uma componente harmônica com amplitude de 10% da componente fundamental. Os resultados obtidos para este teste e os demais limites estão sumarizados na tabela 2.

2) Modulação de Fase e Amplitude: o teste de conformidade para modulação é realizado excursionando a amplitude ou a fase através de uma modulação senoidal.

$$X = X_m(1 + k_x \cos(2\pi f_m t)) \cdot \cos(2\pi f_0 t + k_a \cos(2\pi f_m t - \pi)) \quad (15)$$

onde X_m é a amplitude do sinal, k_x é o fator de modulação da amplitude, k_a é o fator de modulação da fase e f_m é a frequência de modulação. O complemento da norma [3] coloca que os testes de modulação devem ser realizados de forma separada, não havendo modulação de amplitude e fase simultaneamente. Neste caso a norma permite um máximo de 3% de TVE, erro de frequência de no máximo 300mHz e ROCOF máximo de 14Hz/s.

3) Rampa de frequência: para o teste na presença de rampa de frequência deve ser aplicado um sinal com frequência variando linearmente de 55Hz a 65Hz em dez segundos, ou seja, a frequência deve variar a uma taxa de 1Hz/s. Neste teste o TVE deve ser no máximo 1%, o erro de frequência 10mHz e ROCOF 0,2Hz/s.

4) Degrau na fase e amplitude: este teste consiste na aplicação de um degrau na fase ou na magnitude do sinal, e

como no caso do teste de modulação, não devem ser aplicados simultaneamente. Este teste é a transição entre dois estados permanentes e é usado para determinar os tempos de resposta, o tempo de atraso e o *overshoot* das medições. O sinal de entrada pode ser modelado como em (14).

$$X = X_m (1 + k_x u(t)) \times \cos(2\pi f_0 t + k_a u(t)) \quad (16)$$

onde X_m é a amplitude do sinal, k_x é o tamanho do degrau na amplitude, k_a é o tamanho do degrau na fase e $u(t)$ é a função degrau.

Os tempos de resposta são o período no qual os parâmetros de TVE, erro de frequência e ROCOF permanecem acima de seus limites para a condição de estado permanente que são de 1%, 0,005Hz e 0,1Hz/s, respectivamente. O tempo de atraso é o período entre a aplicação do degrau na amplitude ou fase, e o momento no qual a estimativa assume um valor referente à metade da transição para o valor final do degrau aplicado. Já o *overshoot* é obtido a partir do pico presente no transitório gerado pelo degrau. Os resultados dos testes de degrau na amplitude e fase estão na tabela 3.

A tabela 2 mostra os resultados dos testes. Para casos de estado permanente foram utilizados sinais com 50dB de ruído, frequência fora da nominal e presença de 10% de uma componente harmônica. A norma não prevê ruído no sinal de teste. Para as situações dinâmicas realizou-se o teste com sinais com rampa de frequência, modulação de amplitude e modulação de fase. Também se utilizou um sinal artificial com frequência fora da nominal, harmônicos do segundo ao quinquagésimo e ruído, atestando a robustez do método.

TABELA 2 - TESTES DE CONFORMIDADE PERANTE A NORMA C37.118.1.

Teste		Med2Comp DFT			C37.118.1		
Sinal de aplicado		TVE (%) (erro de fase)	Erro de Frequência (mHz)	ROCOF (Hz/s)	TVE (%)	Erro de frequência (mHz)	ROCOF (Hz/s)
Ruído	$\cos(2\pi f_0 t) + 50\text{dB de ruído}$	0,025	1,9	0,16	NA	NA	NA
Frequência fora da nominal	$\cos(2\pi f t)$ $55 \leq f \leq 65$	0,0178	$2,9 \times 10^{-1}$	0,2	1	5	0.1
Harmônicos	$\cos(2\pi f_0 t) + 0,1 \cos(2\pi i f_0 t)$ $2 \leq i \leq 50$	0,0044	$1,6 \cdot 10^{-9}$	$1,3 \times 10^{-10}$	1	25	NA
Rampa de Frequência	$\cos(2\pi(55 + 1t)t)$ $0 \leq t \leq 10$	0,067	1,9	0,17	1	10	0.2
Modulação de amplitude	$(1 + 0,1 \cos(2\pi f_m t)) \cdot \cos(2\pi f_0 t)$ $f_m = 1,2,3,4,5$	0,0091	$2,5 \times 10^{-1}$	$1,3 \times 10^{-2}$	3	300	14
Modulação de fase	$\cos(2\pi f_0 t + 0,1 \cos(2\pi f_a t - \pi))$ $f_a = 1,2,3,4,5$	0,79	48,7	1,53	3	300	14
Sinal artificial	$\cos(2\pi 59,95t) + \sum_{i=2}^{50} \frac{1}{i} \cos(2\pi i 59,95t)$ $+ 50\text{dB de ruído}$	0,377	6,92	1,53	NA	NA	NA

TABELA 3 - TESTES DE CONFORMIDADE PARA DEGRAU NA AMPLITUDE E NA FASE SEGUNDO A C37.118.1

Teste de degrau		Med2Comp DFT					C37.118.1				
		Tempo resposta (s)			tempo de atraso (s)	máximo overshoot (%)	Tempo resposta (s)			tempo de atraso (s)	máximo overshoot (%)
		(TVE)	(FE)	(ROCOF)			(TVE)	(FE)	(ROCOF)		
Amplitude	$k_x = 0,1$ $k_a = 0$	0	0,071	0,081	0,00208	0,01298	0,116667	0,233333	0,233333	0,004167	10
Fase	$k_x = 0$ $k_a = \pi/18$	0,042	0,098	0,121	0,00208	0,28637					

IV.CONCLUSÃO

Tendo-se como objetivo a estimação de fase e frequência em sistemas de distribuição, este trabalho apresenta um método capaz de atender os requisitos da norma vigente dedicada a PMUs. O algoritmo é composto por seis etapas principais: MMR, MEFS, MREMP, MREMI, MCEMF e MEF. O MRR melhora a performance da estimação através da redução do ruído do sinal de entrada. O MREMP e o MREMI reduzem os erros das medições quando a rede analisada possui harmônicos e possui frequência desviada da nominal. O MCEMF tem como função a melhora da precisão das medições em presença de modulação de fase, e neste trabalho foi apresentada uma forma mais simples de realizar esta função, se comparado ao método original.

Foram aplicados sinais de teste com ruído, harmônicos, em estado permanente e em condições dinâmicas, como é requerido na norma IEEE para PMU. Os resultados obtidos mostram uma boa aderência as exigências da norma, excedendo as expectativas em alguns parâmetros, como o TVE e o FE. Especificamente para o caso da frequência fora da nominal em estado permanente, o erro da taxa de variação da frequência (RFE), excedeu o limite da norma. Isso se deu pela pequena oscilação inerente da estimação da frequência, que ao se aplicar (3) o segundo termo é zero.

Quanto a latência do método, o atraso resultante da estimação é composto pelo atraso do MEFS, que é de dois ciclos da fundamental, com mais 14 amostras de atraso dos módulos subsequentes, o que é equivalente a 3,75 ciclos da fundamental. A norma IEEE coloca que a latência da estimação deve ser inferior cinco ciclos da fundamental, para o caso da frequência de reporte igual a 60Hz.

V.REFERÊNCIAS

- [1] A. G. Phadke, "Synchronized phasor measurements in power systems," *IEEE Comput. Appl. Power*, vol. 6, no. 2, pp. 10–15, Apr. 1993.
- [2] *IEEE Standard for Synchrophasors Measurement for Power Systems*, IEEE Standard C37.118.1-2011, Dec. 2011.
- [3] *IEEE Standard for Synchrophasor Measurements for Power Systems—Amendment 1: Modification of Selected Performance Requirements*, IEEE Standard. C37.118.1a-2014, 2014. (Amendment of IEEE Std. C37.118-2011)
- [4] D. Macii, D. Petri, and A. Zorat, "Accuracy analysis and enhancement of DFT-based synchrophasor estimators in off-nominal conditions," *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol. 61, no. 10, pp. 2653–2664, Oct. 2012.
- [5] L. Zhan, Y. Liu, J. Culliss, J. Zhao, and Y. Liu, "Dynamic single-phase synchronized phase and frequency estimation at the distribution level," *IEEE Trans. Smart Grid*, vol. 6, no. 4, pp. 2013–2022, Jul. 2015.

[6] Phadke, Arun G., and John Samuel Thorp. *Synchronized phasor measurements and their applications*. Springer Science & Business Media, 2008

[7] A. J. Roscoe, I. F. Abdulhadi, and G. M. Burt, "P and M Class phasor measurement unit algorithms using adaptive cascaded filters," *IEEE Trans. Power Del.*, vol. 28, no. 3, pp. 1447–1459, Jul. 2013.