

SOGI-PLL APRIMORADO POR ALGORITMO DE FOURIER DE UM CICLO

Fernando Lino¹, Bruna Neves de Andrade², Rogério Vani Jacomini³, Alfeu Joãozinho Sguarezi Filho⁴,
Fabiano Fragoso Costa⁵,

^{1,4}Universidade Federal do ABC, Santo André–SP, Brasil

³Instituto Federal de Educação Ciência e Tecnologia de São Paulo, Hortolândia–SP, Brasil

^{2,5}Universidade Federal da Bahia, Salvador–BA, Brasil

e-mail: f.lino@ufabc.edu.br, brunana@ufba.br, jacomini@ifsp.edu.br, alfeu.sguarezi@ufabc.edu.br, fabiano.costa@ufba.br

Resumo – Este artigo propõe um procedimento de filtragem linear para aprimorar o desempenho de um algoritmo de PLL (*Phase-Locked-Loop*), baseado na estrutura de um integrador generalizado de segunda ordem (*SOGI*), utilizando um filtro de Fourier de um ciclo (*OCF*) para filtrar as tensões $\alpha\beta$ estacionárias geradas diretamente pela estrutura do *SOGI*. Além disso, faz-se uma comparação entre o *SOGI* convencional e também com um filtro de média móvel (*MAF*), sendo que este filtro é aplicado nas tensões dq síncronas produzidas pela transformação $\alpha\beta$ para dq na saída da estrutura *SOGI*. As comparações são realizadas em bancada experimental com emprego de sinais afetados por diferentes distorções harmônicas e com tensões de afundamento semelhantes às obtidas em redes de energia sob condições de falhas. Os resultados das comparações mostram que as duas abordagens, *OCF* e *MAF*, melhoram a dinâmica do *SOGI-PLL* convencional para rastrear mudanças abruptas de frequência. Embora a proposta com emprego do *OCF* apresente um desempenho superior em algumas situações, é também mostrado que as oscilações apresentadas na estimativa de frequência pelo *SOGI-PLL* para sinais harmonicamente distorcidos são extinguidas.

Palavras-chave – *MAF*, *OCF*, *Phase-Locked Loop*, referencial- $\alpha\beta$, referencial- dq , *SOGI-PLL*.

Enhanced SOGI-PLL by one-cycle Fourier algorithm

Abstract – This article proposes a linear filtering procedure to improve the performance of a PLL algorithm, based on the structure of a generalized second order integrator (*SOGI*), using a one-cycle Fourier filter (*OCF*) to filter stationary voltages $\alpha\beta$ generated directly by a *SOGI* structure. In addition, a comparison is made between conventional *SOGI* and also with a moving average filter (*MAF*), with this filter applied to the synchronous dq voltages produced by the $\alpha\beta$ to dq transformation at the output of the *SOGI* structure. The comparisons are made with signals affected by different harmonic distortions and with sinking voltages similar to those obtained in power networks under fault conditions. The results of the comparisons show that the two approaches, *OCF* and *MAF*, improve the dynamics

of conventional *SOGI-PLL* to track abrupt changes in frequency. Although the proposal with the use of *OCF* presents a superior performance in some situations. It is also shown that the oscillations shown in the frequency estimated by *SOGI-PLL* for harmonically distorted signals are extinguished.

Keywords – $\alpha\beta$ -frame, dq -frame, *MAF*, *OCF*, *Phase-Locked Loop*, *SOGI-PLL*.

NOMENCLATURA

<i>BSC</i>	<i>Back-Stepping Control</i>
<i>BSC-SOGI-PLL</i>	<i>Back-Stepping Second-Order Generalized Integrator Phase-Locked Loop</i>
<i>CHB</i>	<i>Cascaded H-Bridge</i>
<i>DFT</i>	<i>Discrete Fourier Transform</i>
<i>DSP</i>	<i>Digital Signal Processor</i>
<i>LPF</i>	<i>Low Pass Filter</i>
<i>MAF</i>	<i>Moving Average Filter</i>
<i>MAF-PLL</i>	<i>Moving Average Filter Phase-Locked Loop</i>
<i>OCF</i>	<i>One-cycle Fourier Filter</i>
<i>OCF-PLL</i>	<i>One-cycle Fourier Filter Phase-Locked Loop</i>
<i>PD</i>	<i>Phase Detector</i>
<i>PLL</i>	<i>Phase-Locked Loop</i>
<i>QSG</i>	<i>Quadrature Signal Generator</i>
<i>SFASD</i>	<i>Single-Phase Flexible Arc Suppression Device</i>
<i>SOGI</i>	<i>Second Order Generalized Integrator</i>
<i>SOGI-PLL</i>	<i>Second Order Generalized Integrator Phase-Locked Loop</i>
<i>SRF</i>	<i>Synchronous Reference Frame</i>
<i>SRF-PLL</i>	<i>Synchronous Reference Frame Phase-Locked Loop</i>
<i>THD</i>	<i>Total Harmonic Distortion</i>
<i>VCO</i>	<i>Voltage Controlled Oscillator</i>

I. INTRODUÇÃO

Os sistemas de energia estão experimentando um constante crescimento na integração de fontes renováveis de energia, principalmente em seu nível de distribuição [1]. Esta tendência não deve ser enfraquecida no futuro próximo, uma vez que o fornecimento de combustíveis fósseis é limitado e suscetível a conflitos políticos [2]. Fontes renováveis de energia são conectadas à rede por meio de inversores, cujo desempenho do sistema de controle depende muito do desempenho dos algoritmos de PLL [3].

Os algoritmos de PLL são técnicas bem estabelecidas para extrair a fase e a frequência de um determinado sinal senoidal

Manuscript received 12/12/2020; first revision 02/02/2021; accepted for publication 02/12/2021, by recommendation of Editor Demercil de Souza Oliveira Jr. <http://dx.doi.org/10.18618/REP.2021.1.0068>

de referência. Estruturalmente, esses algoritmos são sistemas realimentados em malha fechada, em que um oscilador interno tem sua frequência e fase controladas por um sinal externo. Existem muitas técnicas de *PLL* especialmente desenvolvidas para aplicações de conversores de potência. Em sistemas de energia trifásicos, o *PLL* em referencial síncrono (*SRF-PLL*) é a técnica mais popular [4], [5]. Sua base é a aplicação da transformada de Park das tensões da rede de sua fase natural na representação síncrona *dq*. As tensões *dq* são constantes em condições equilibradas e estáveis. Portanto, controladores proporcional e integral (PI) são adequados para regulá-los.

A estrutura básica do *PLL* monofásico é amplamente discutida em várias valiosas referências [6], [7]. É composto pelo detector de fase (*PD*), pelo circuito de filtro (*LPF*) e pelo oscilador controlado por tensão (*VCO*). Em sua forma mais simples, o *PD* é apenas um produto da saída do oscilador com um sinal de referência. Isso dá origem a um sinal de frequência dobrada que deve ser filtrado pelo *LPF* que, por sua vez, fornece a frequência fundamental para o oscilador. A frequência de banda do *PLL* deve ser menor do que o dobro da frequência (120 Hz); por isso a sintonia em 6 Hz - 12 Hz, que deixa o *PLL* lento, mas imune a harmônicas e distorções.

Esta é uma das motivações para o desenvolvimento de *PLLs* com gerador de sinal em quadratura (*QSG*). O *QSG* substitui o produto para implantar o detector de fase, produzindo dois sinais em quadratura, sendo um deles sincronizado com o sinal de referência. Os sinais podem ser facilmente transformados em sinais *dq* pela transformada de Park e serem facilmente aplicados ao algoritmo *SRF-PLL* [8]. Existem diferentes alternativas para construir um estágio *QSG*. Um dos mais usados é o filtro adaptativo integrador generalizado de segunda ordem (*SOGI*) [9], [10]. O *SOGI-PLL* não é mais imune aos harmônicos de tensão, uma vez que se removeu o filtro passa-baixa e com isto fez-se a proposta do *OCF* neste trabalho, de forma a melhorar o desempenho e robustez do sistema [11].

Outros trabalhos usando *SOGI* em conjunto com outras técnicas foram implementadas com objetivo de melhorar seu desempenho. O artigo [12] apresenta uma proposta de *PLL* monofásico no referencial síncrono que emprega dois *SOGIs*, sendo um deles modificado com a inserção dos integradores no *PLL* no referencial *dq*, de forma a rejeitar componentes contínuas do sinal. O artigo [13] apresenta uma proposta de *PLL* trifásico no referencial síncrono que emprega *SOGI* modificado em conjunto com a técnica *MAF* com o objetivo de melhorar a rejeição das componentes contínuas do sinal. O artigo [14] apresenta uma proposta de *PLL* monofásico no referencial síncrono que emprega *SOGI* em conjunto com *MAF* num *PLL* no referencial *dq* numa aplicação de detecção de ilhamento e não apresenta teste com tensão distorcida ou afundamento. O artigo [15] apresenta uma proposta de *PLL* trifásico no referencial síncrono com *SOGI* modificado e com a inserção do *MAF* em conjunto com filtro passa-baixa no *PLL* no referencial *dq*. Nos trabalhos mencionados as técnicas possibilitaram melhorar o desempenho do *SOGI-PLL* como distorções na tensão devido a componentes harmônicas.

Dois trabalhos usando algoritmos de Fourier juntamente com o *SOGI* também foram implementados. No artigo [16] é apresentada uma proposta da transformada discreta de Fourier para cálculo da frequência de operação e com emprego de

um gerador de sinal em quadratura (*QSG*), com base em um integrador generalizado de segunda ordem (*SOGI*), e calcula a componente fundamental da tensão da rede que pode ser utilizada num *PLL*. O artigo [17] apresenta uma proposta de *PLL* monofásico no referencial síncrono que emprega a transformada de Fourier deslizante para sintetização com operação durante a presença de harmônicas na tensão. Nos trabalhos citados a transformada de Fourier de um ciclo não foi utilizada para reconstrução das componentes da tensão no referencial estacionário $\alpha\beta$.

Um *PLL* monofásico por meio de uma estrutura composta de um combinador linear de Fourier e um combinador linear de Fourier de frequência ponderada para o cálculo da amplitude e ângulo de fase da tensão da rede é apresentado no artigo [18]. O artigo [19] apenas emprega a transformada de Fourier com o mesmo objetivo. No artigo [20] esta transformada de forma recursiva é empregada para gerar os sinais em quadratura para um *PLL*. Nos trabalhos mencionados não é utilizado o *SOGI* em conjunto com o *OCF*.

A proposta deste artigo é apresentar a técnica de Fourier de um ciclo como mais uma alternativa de filtragem para aprimorar o desempenho do *SOGI-PLL*. Consequentemente emprega-se o *SOGI* para os cálculos das componentes em quadratura e em conjunto com o *OCF* operando com filtro. Essa técnica apresenta uma característica de ganho unitário para a frequência fundamental e ganho nulo para frequências harmônicas. Portanto, permite diminuir a oscilação na componente fundamental da frequência da tensão da rede sob várias condições de distúrbios devido às componentes harmônicas ou afundamentos de tensão, diferentemente do uso somente do *SOGI-PLL*. Os resultados obtidos em bancada experimental corroboram com o desempenho da proposta.

O restante deste trabalho está estruturado em 4 seções. A seção II faz uma descrição da transformada de Fourier de um ciclo. A seção III descreve a estrutura do *SOGI-PLL*. A seção IV descreve o ambiente para a realização do experimento com os equipamentos utilizados e apresenta os resultados de cinco experimentos com os *PLLs* submetidos a sinais com afundamento e também contaminados com harmônicas, comparando o *SOGI-PLL*, o *SOGI-MAF* e o *SOGI-OCF*. Além disso, apresenta os resultados de mais um teste com uma simulação em Matlab/Simulink, para analisar a dinâmica do *SOGI-OCF* para um desvio de frequência. Finalmente, a seção V conclui o artigo.

II. FILTRO DE FOURIER

O algoritmo de Fourier de um ciclo é uma técnica amplamente utilizada no campo da proteção digital para extrair fasores fundamentais de tensões medidas na rede. Para entender o algoritmo, é comum se fazer uso de uma abordagem que interpreta a transformada discreta de Fourier (*DFT*) como uma técnica de filtragem. Portanto, vamos primeiro definir:

$$W_N = e^{-j2\pi/N} \quad (1)$$

onde N é o número de amostras em um ciclo do sinal $x[n]$ a ser filtrado. A *DFT* é definida como:

$$X[k] = \sum_{n=0}^{N-1} x[n]W^{nk}. \quad (2)$$

É possível manipular a equação (2), para obter uma equação na qual a *DFT* é atualizada a cada n amostras. Se buscarmos destacar uma k -ésima harmônica em particular, uma nova equação para a *DFT* é dada por:

$$X_k[n] = \sum_{m=0}^{N-1} x[n-m]W^{k(N-m-1)}, \quad k = 0, 1, \dots, N-1. \quad (3)$$

que pode ser reescrita como:

$$X_k[n] = W_N^k \sum_{m=0}^{N-1} x[n-m]e^{j2\pi mk/N}. \quad (4)$$

uma vez que W_N^k é constante para a soma. Agora, observando (4), pode-se interpretar como sendo a convolução do sinal $x[n]$ com um filtro h_F de comprimento N , dado por:

$$h_F = W_N^k [1 \quad e^{j2\pi k/N} \quad e^{j2\pi 2k/N} \quad \dots \quad e^{j2\pi(N-1)k/N}]. \quad (5)$$

O filtro de Fourier de um ciclo h_F é obtido fazendo $k = 1$, isto é:

$$h_F = W_N^1 [1 \quad e^{j2\pi/N} \quad e^{j2\pi 2/N} \quad \dots \quad e^{j2\pi(N-1)/N}]. \quad (6)$$

O diagrama de bode do filtro de Fourier é representado na Figura 1.

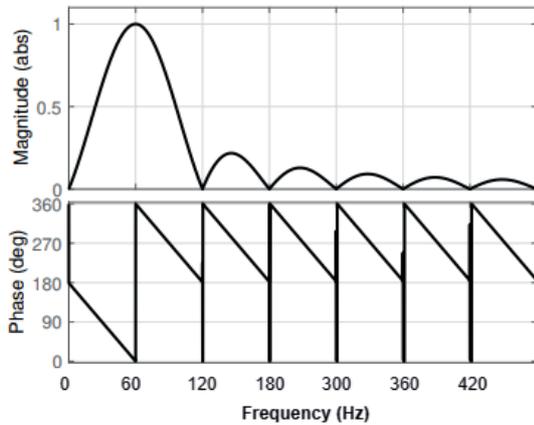


Fig. 1. Diagrama de Bode para o filtro de Fourier de um ciclo.

Pode-se observar que este filtro tem ganho unitário na frequência fundamental de 60 Hz e o ganho é nulo para as frequências harmônicas. Além disso, pode-se notar que em 60 Hz, o atraso de fase é nulo; ou seja, esse não atraso é imposto pelo filtro na frequência fundamental em condições de estado estacionário. Outra característica que vale a pena mencionar é que tem ganho nulo para componentes CC.

No presente trabalho, utiliza-se o algoritmo de Fourier de um ciclo para filtrar as tensões senoidais em quadratura v_α e v_β produzidas por uma estrutura *SOGI* no contexto de um *PLL* monofásico. O equacionamento abaixo formaliza a realização

da filtragem para a tensão v_α , e o mesmo desenvolvimento se aplica para v_β . Dessa forma, assumindo que v_α é contaminada por interferências harmônicas e uma componente CC, pode-se expressar:

$$v_\alpha(t) = X_0 + \sum_{k=1}^{\infty} X_k^c \cos(k\omega t) + \sum_{k=1}^{\infty} X_k^s \sin(k\omega t). \quad (7)$$

em que X_0 representa o componente CC e as outras componente senoidais do sinal são obtidas para $k = 1, 2, \dots, \infty$. A aplicação do algoritmo de Fourier por meio de (4) e com o filtro (6) garante a extração da componente fundamental $v_{\alpha f}$, expresso por:

$$v_{\alpha f} = X_1^c \cos(\omega t) + X_1^s \sin(\omega t). \quad (8)$$

Observando a magnitude do filtro de Fourier delineado na Figura 1, conclui-se que as outras interferências harmônicas e também a contaminação CC são completamente suprimidas no processo de filtragem.

III. SOGI-PLL

Como já mencionado, a estrutura *SOGI* é uma técnica para produzir dois sinais em quadratura de um sinal senoidal de entrada. Existem algumas técnicas alternativas para realizar a mesma tarefa, como o atraso de transporte $T/4$ [21], o de quadratura baseada na transformada de Hilbert [22] ou o inverso da Transformada de Park [23]. Embora essas técnicas apresentem bom desempenho, as técnicas *SOGI* para produção de sinais em quadratura ainda são as mais empregadas em aplicações com *PLLs*. Uma pesquisa sobre diferentes métodos de *PLLs* mostrou que para uma ampla gama de condições de perturbação da rede, o *SOGI-PLL* apresentou desempenho satisfatório para alcançar uma compensação entre precisão de estado estacionário e resposta dinâmica [24]. Em [25] é mostrado um novo método de *PLL* para sistemas monofásicos, que gera um sistema de tensão ortogonal usando um integrador generalizado de segunda ordem (*SOGI*), seguido por uma transformada de Park, cujo componente em quadratura é forçado a zero pela lógica *fuzzy*, a fim de obter uma detecção e uma imagem mais precisa do ângulo de fase. Um dispositivo de supressão de arco flexível monofásico (*SFASD*) baseado em controle de retrocesso e integrador generalizado de segunda ordem (*BSC-SOGI-PLL*) é apresentado em [26]. O *SFASD* com uma topologia de ponte-*H* em cascata (*CHB*) é conectado ao ponto neutro dos sistemas de distribuição para eliminar a corrente de aterramento, onde são discutidas comparações entre o *BSC-SOGI-PLL* e o método *BSC* em relação ao efeito de supressão de arco.

Uma representação esquemática detalhada da implementação da técnica *SOGI* é mostrada na Figura 2.

Pode-se notar que a técnica *SOGI* é uma estrutura de blocos bastante simples, composta apenas por dois integradores e um bloco de ganho k_0 . Nesta figura, $\hat{\omega}$ denota a frequência fundamental, v_α está em fase com o sinal de entrada e v_β está 90 graus defasado. As principais funções de transferência relacionadas ao *SOGI* são expressas como [7]:

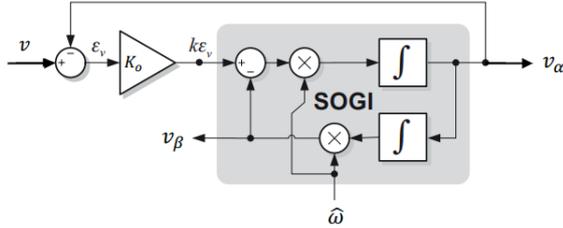


Fig. 2. Diagrama da técnica SOGI.

$$D(s) = \frac{V_\alpha(s)}{V(s)} = \frac{k_o s}{s^2 + k_o s + \hat{\omega}^2}. \quad (9)$$

$$Q(s) = \frac{V_\beta(s)}{V(s)} = \frac{k_o \hat{\omega}}{s^2 + k_o s + \hat{\omega}^2}. \quad (10)$$

O diagrama de Bode para a função de transferência (9) está representado na Figura 3. Este gráfico foi obtido com $k_0 = 50$ e é evidente que o ganho para a entrada é unitário na frequência fundamental de 60 Hz. Além disso, pode-se notar que a fase é nula em 60 Hz e, portanto, não há atraso entre o sinal de entrada e v_α .

A estrutura do SOGI-PLL minimiza componentes de frequência indesejadas e harmônicas dos sinais de saída v_α e v_β . Embora essa estrutura tenha uma demanda mínima de recursos aplicando uma constante $\omega_0 = \hat{\omega}$, a mesma é muito sensível às oscilações de frequência do PLL devido ao detector de fase e ao filtro passa-baixa utilizados. [27].

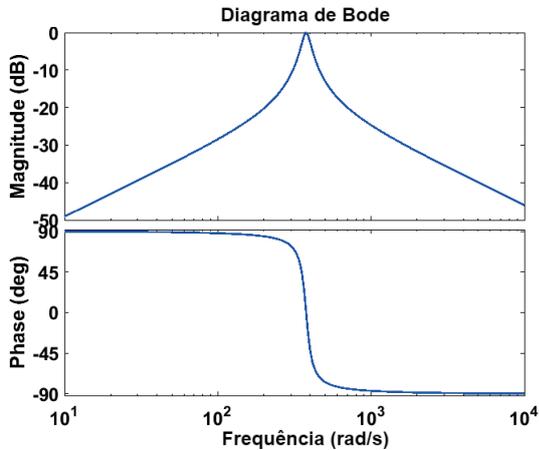


Fig. 3. Diagrama de Bode para a função de transferência $D(s)$.

O diagrama de Bode para a função de transferência (10) é mostrado na Figura 4.

Da mesma forma que o gráfico anterior, o ganho é unitário na frequência fundamental. No entanto, é possível notar que nesta frequência a fase é de -90 graus. Portanto, v_β está em quadratura com v_α , conforme esperado.

A Figura 5 apresenta a proposta do PLL monofásico com o emprego do SOGI em conjunto com o OCF.

Este PLL tira vantagem do bom desempenho do PLL de quadro de referência síncrono (SRF-PLL) que originalmente opera com as tensões trifásicas da rede.

As tensões v_a , v_b e v_c são transformadas para referencial dq por meio da transformada de Park [7].

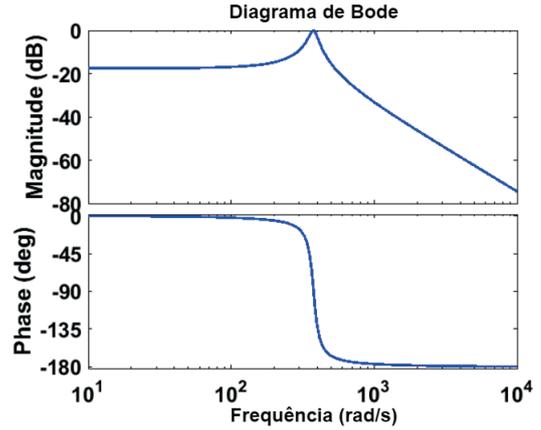


Fig. 4. Diagrama de Bode para a função de transferência $Q(s)$.

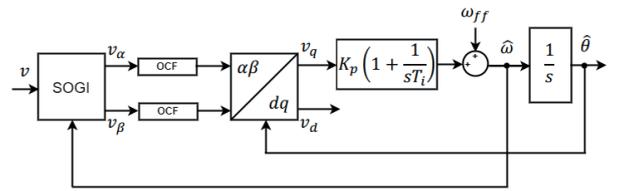


Fig. 5. Diagrama do SOGI-PLL com emprego do OCF.

$$\begin{pmatrix} v_d \\ v_q \\ v_0 \end{pmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \times$$

$$\begin{pmatrix} \cos(\hat{\theta}) & \cos(\hat{\theta} - 2\pi/3) & \cos(\hat{\theta} + 2\pi/3) \\ -\sin(\hat{\theta}) & -\sin(\hat{\theta} - 2\pi/3) & -\sin(\hat{\theta} + 2\pi/3) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{pmatrix}. \quad (11)$$

em que $\hat{\theta}$ é o ângulo de fase. Assumindo que o sistema de referência síncrono é referenciado no eixo- d , a tensão v_q é nula em estado estacionário e é usada como uma referência para um controlador proporcional integral (PI). Este controlador fornece a frequência para o oscilador e pode ser auxiliado por um *feedforward* da frequência fundamental esperada ω_{ff} . Finalmente, o oscilador alimenta a eq. (11) com a fase $\hat{\theta}$. Vale a pena ser mencionando que para redes balanceadas a tensão v_0 é nula.

O SOGI-PLL faz uso da estrutura mostrada na Figura 2 para transformar uma única tensão senoidal em duas tensões em quadratura v_α e v_β , que são transformadas para o referencial- dq por meio de [7]:

$$\begin{pmatrix} v_d \\ v_q \\ v_0 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \cos(\hat{\theta}) & \sin(\hat{\theta}) & 0 \\ -\sin(\hat{\theta}) & \cos(\hat{\theta}) & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \\ v_0 \end{pmatrix}. \quad (12)$$

IV. ANÁLISE DOS RESULTADOS

A. Descrição do Sistema Experimental

Os testes foram realizados por meio de sinais experimentais de tensão, gerados por uma fonte de alimentação programável FAATHQ 450385055210 conectada a um banco de carga

resistiva, onde os sinais de tensão são adquiridos por meio de uma placa de aquisição de dados e condicionamento de sinais. A técnica proposta foi implementada em um processador digital de sinais (*DSP*) da Texas Instruments TMS320F28335. Os sinais de interesse foram monitoradas por um osciloscópio com um período de amostragem de 10 kHz.

O processador digital de sinais tem alto desempenho, uma vez que seu relógio é de 150 MHz.

Neste caso, o custo computacional está relacionado com o tempo para implementação dos algoritmos que englobam desde o processo de medição da tensão da rede até a forma de obtenção da frequência e ângulo. Sendo assim, eles são similares e o *DSP* é responsável pela execução do algoritmo da proposta deste artigo.

Uma visão geral do aparato experimental é mostrada na Figura 6.

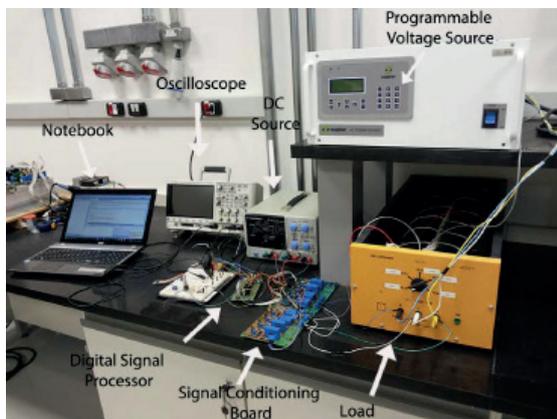


Fig. 6. Sistema experimental construído no LEPS da UFABC.

B. Resultados de Simulação

Realizou-se um teste com simulação em Matlab/Simulink com o intuito de testar a melhoria introduzida pelo uso do filtro *OCF* no *SOGI-PLL* para rastrear mudanças de frequência, onde um sinal de tensão sintético foi construído, no qual a frequência experimenta um desvio em seu valor de 60 para 65 Hz em um determinado momento. O sinal foi contaminado com 5ª e 7ª harmônicas. A amplitude da 5ª harmônica sendo 1/5 da amplitude fundamental e a amplitude da 7ª harmônica sendo 1/7 da fundamental. Esse teste foi realizado via simulação, uma vez que a fonte programável empregada nos testes experimentais não permite a programação com variação de frequência de operação. Neste teste, a frequência calculada foi empregada como realimentação no *SOGI*.

Na Figura 7, através de simulação no Matlab/Simulink, pode-se verificar a influência do filtro *OCF* e também da técnica *MAF* sobre o desempenho de rastreamento de frequência no *SOGI-PLL*. A Figura 7.a mostra a resposta ao degrau na variação de frequência de 60 para 65 Hz para as 3 técnicas, com o intuito de se realizar um comparativo entre o *SOGI-PLL* (*SOGI* convencional), o *SOGI-MAF* e o *SOGI-OCF*. A Figura 7.b mostra o erro em frequência (Hz) quando houve a mudança para 65 Hz para as três técnicas. Nota-se que tanto o *SOGI-OCF* proposto, como o *SOGI-MAF*, tem desempenho semelhante. Embora os dois casos apresentem desempenho superior quando comparado ao *SOGI* convencional, pois ambos atenuam as oscilações

devido às componentes harmônicas presentes na tensão. Adicionalmente, neste teste a proposta apresentou oscilações maiores em regime transitório da frequência.

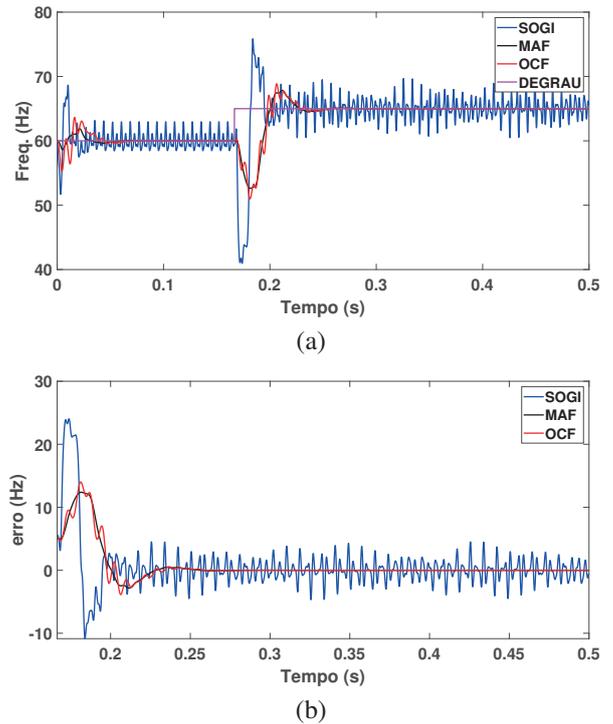


Fig. 7. Desempenho dinâmico para rastreamento de frequência: (a) frequência fundamental estimada pelo *SOGI* convencional, pelo *SOGI* com filtro *MAF* e pelo *SOGI* com filtro *OCF*; b) erro em frequência produzido pelas técnicas desses *PLLs*.

C. Resultados Experimentais

Cinco grupos de resultados experimentais são discutidos nesta seção. Estes foram elaborados para comparar o desempenho das técnicas aprimoradas do *SOGI-PLL* com emprego do *OCF* que é proposta e a técnica *MAF* para rastreamento de frequência de sinais submetidos com e sem afundamento, e com e sem a presença de componentes harmônicas. Os testes experimentais foram realizados baseados no artigo [28], o qual apresenta resultados de simulação.

Os cenários testados foram com o padrão *SOGI-PLL* e o mesmo *SOGI-PLL* aprimorado pela técnica *MAF* [15], [28] e pelo filtro *OCF* proposto neste trabalho. Os três tipos de *PLLs* foram testados pela primeira vez com um sinal submetido nas seguintes condições:

1. Sinal com afundamento em amplitude de 50% relativamente à amplitude da frequência fundamental;
2. Sinal com afundamento em amplitude de 33% relativamente à amplitude da frequência fundamental;
3. Sinal sem afundamento e contaminado com componente harmônica de 5ª ordem e com distorção harmônica total (DHT) de 7%;
4. Sinal com afundamento e contaminado com harmônica de 5ª ordem e com DHT de 7%;
5. Sinal sem afundamento e contaminado com harmônicas de 5ª ordem (amplitude 3.2% da freq. fund.), 7ª ordem

(amplitude 3.9% da freq. fund.) e 11^a ordem (amplitude 3.2% da freq. fund.).

A Figura 8 mostra o cenário em que os *PLLs* foram submetidos a um sinal com afundamento em amplitude de 50% relativamente à amplitude da frequência fundamental. A Figura 8.a mostra a tensão no domínio do tempo. A Figura 8.b mostra a estimativa dos *PLLs* para a frequência e a Figura 8.c mostra o erro de fase produzido pelas técnicas desses *PLLs*.

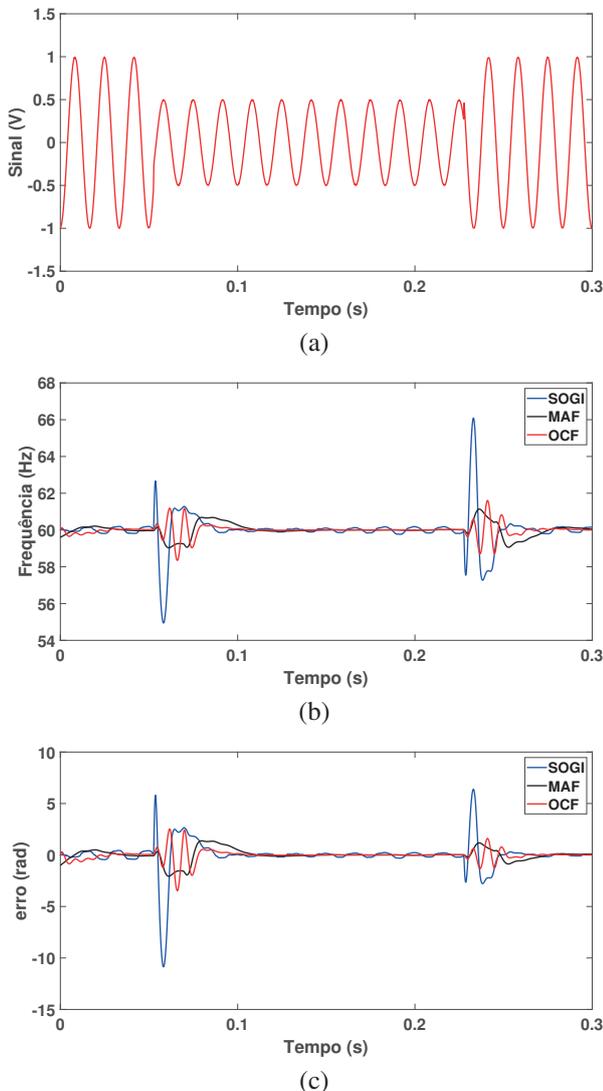


Fig. 8. Testes realizados com um sinal com afundamento em amplitude de 50% relativamente à amplitude da freq. fund.

A Figura 9 mostra o cenário onde os *PLLs* foram submetidos a um sinal com afundamento em amplitude de 33% relativamente à amplitude da frequência fundamental. A Figura 9.a mostra novamente a tensão no domínio do tempo. A Figura 9.b mostra a estimativa dos *PLLs* para a frequência e a Figura 9.c mostra o erro de fase produzido pelas técnicas desses *PLLs*.

A partir desses resultados, observando-se as Figs. 8 e 9 e a Tabela I, infere-se que o *SOGI* convencional tem maiores valores de ultrapassagem (*undershoot/overshoot*) com relação à frequência fundamental nessa transição, além de maiores oscilações nas amplitudes das frequências em regime

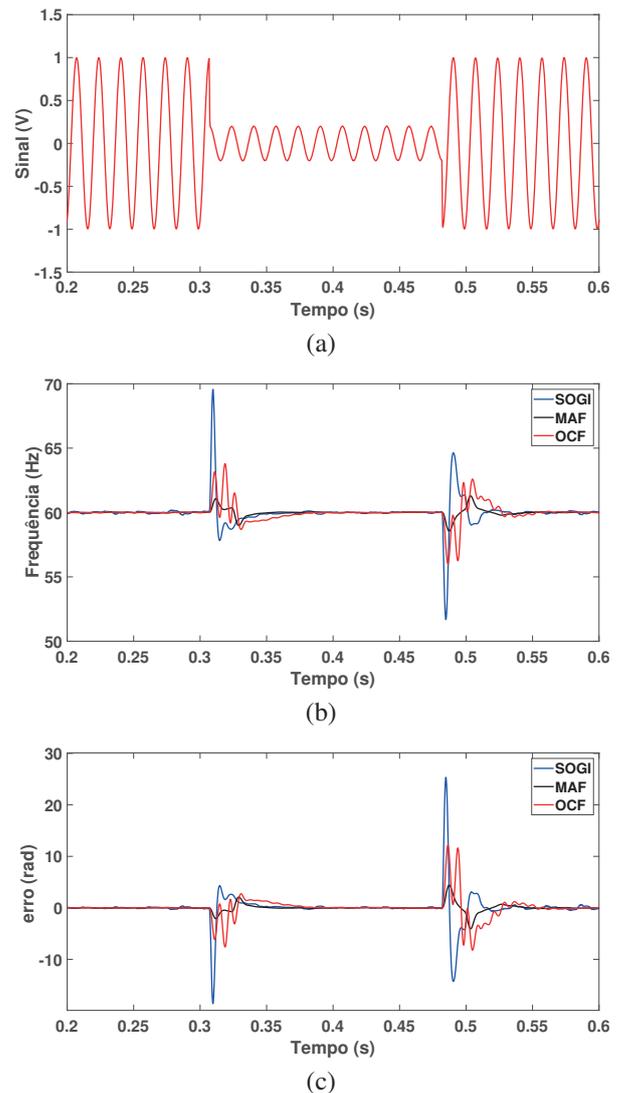


Fig. 9. Testes realizados com um sinal com afundamento em amplitude de 33% relativamente à amplitude da freq. fund.

permanente. No pior dos casos em que o afundamento é de 50%, o *SOGI-OCF* tem um melhor tempo de acomodação (*settling time*), mostrando a contribuição desse trabalho. Os valores de ultrapassagem (*undershoot/overshoot*) relativos à frequência fundamental para o *SOGI-OCF*, bem como para o *SOGI-MAF*, têm valores próximos nesse pior caso de afundamento.

A Figura 10 mostra o cenário em que os *PLLs* foram submetidos a um sinal sem afundamento e contaminado com harmônica de 5^a ordem e com DHT de 7%. A Figura 10.a mostra a tensão no domínio do tempo. A Figura 10.b mostra a estimativa dos *PLLs* para a frequência e a Figura 10.c mostra o erro de fase produzido pelas técnicas desses *PLLs*.

A Figura 11 mostra o cenário em que os *PLLs* foram submetidos a um sinal com afundamento e contaminado com harmônica de 5^a ordem e com DHT de 7%. A Figura 11.a mostra a tensão no domínio do tempo. A Figura 11.b mostra a estimativa dos *PLLs* para a frequência e a Figura 11.c mostra o erro de fase produzido pelas técnicas desses *PLLs*.

A Figura 12 mostra o cenário em que os *PLLs* foram submetidos a um sinal sem afundamento e contaminado com

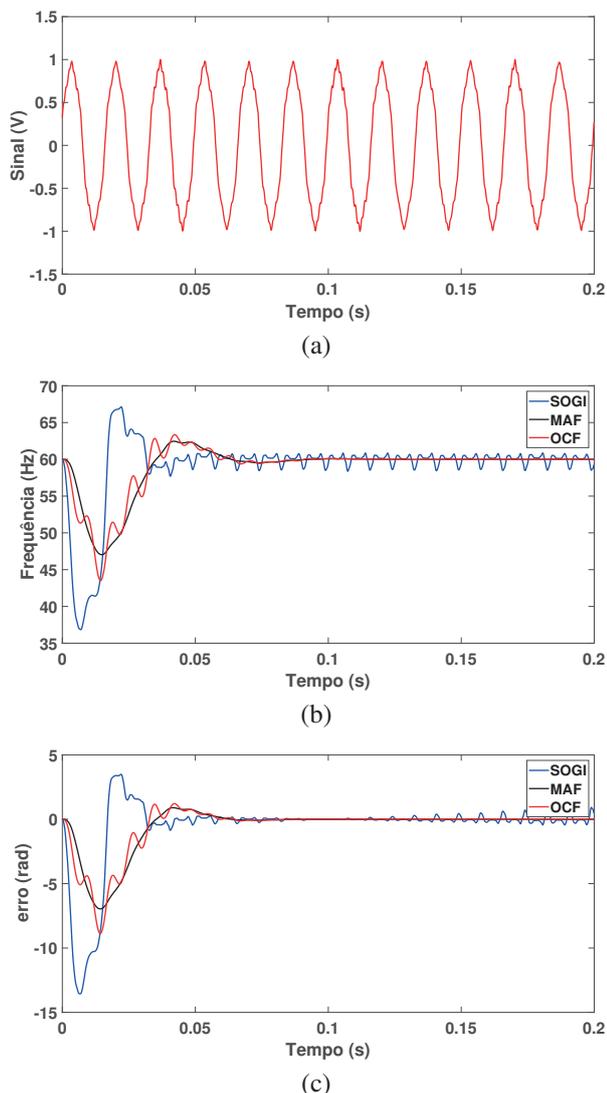


Fig. 10. Testes realizados com um sinal sem afundamento e contaminado com harmônica de 5ª ordem e com DHT de 7%.

harmônicas de 5ª ordem (amplitude 3.2% da freq. fund.), 7ª ordem (amplitude 3.9% da freq. fund.) e 11ª ordem (amplitude 3.2% da freq. fund.). A Figura 12.a mostra a tensão no domínio do tempo. A Figura 12.b mostra a estimativa dos PLLs para a frequência e a Figura 12.c mostra o erro de fase produzido pelas técnicas desses PLLs.

A partir desses resultados, observando-se as Figs. 10, 11 e 12 e a Tabela I, infere-se novamente que o SOGI convencional tem maiores valores de ultrapassagem (*undershoot/overshoot*) com relação à frequência fundamental nessa transição, além de maiores oscilações nas amplitudes das frequências em regime permanente. O tempo de acomodação (*settling time* de 2%) do SOGI-OCF é menor quando comparado com o SOGI-MAF e SOGI-PLL na maioria dos casos. Embora, o SOGI-MAF foi o que apresentou melhor valor de ultrapassagem (*undershoot/overshoot*).

D. Tabela Resumo da Dinâmica Comparativa

A Tabela I é um resumo da dinâmica comparativa entre as três técnicas, tanto para os resultados experimentais, bem como para os dados de simulação, onde: M_p é a porcentagem

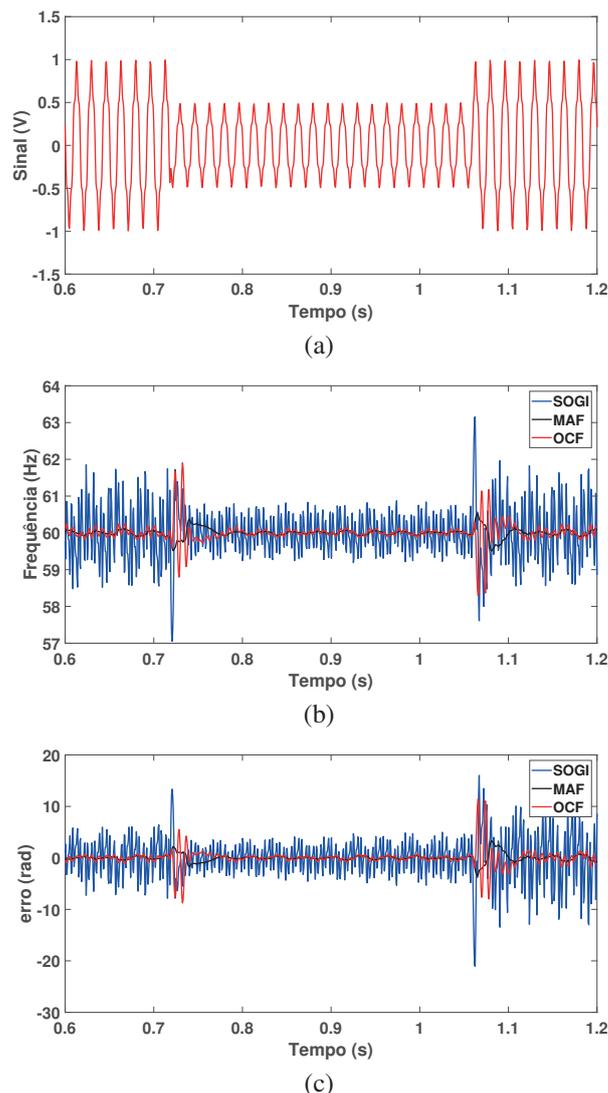


Fig. 11. Testes realizados com um sinal com afundamento e contaminado com harmônica de 5ª ordem e com DHT de 7%.

de ultrapassagem (*undershoot/overshoot*), t_s é o tempo de acomodação em frequência (segunda coluna). A terceira coluna (*oscilação*) mostra os limites nas amplitudes das frequências em regime permanente. Os dados apresentados evidenciam que a proposta do SOGI-PLL com o emprego do OCF tem desempenho superior ao SOGI-PLL e ao SOGI-PLL em conjunto com o MAF, principalmente nas ocorrências de afundamento de tensão com presença de componentes harmônicas. No caso do afundamento de tensão com a componente harmônica de quinta ordem, o SOGI-MAF apresenta um tempo de acomodação menor, embora apresente mais oscilações. Também apresenta desempenho superior à proposta em situações em que o afundamento não é severo.

V. CONCLUSÃO

Este artigo propôs uma investigação para melhorar o desempenho do SOGI-PLL na estimativa de fase e frequência de tensões distorcidas e afundamentos com emprego da técnica OCF. Esta técnica possibilita o cálculo da componente fundamental do sinal. Foram também realizados testes experimentais e de simulação, comparando as duas técnicas

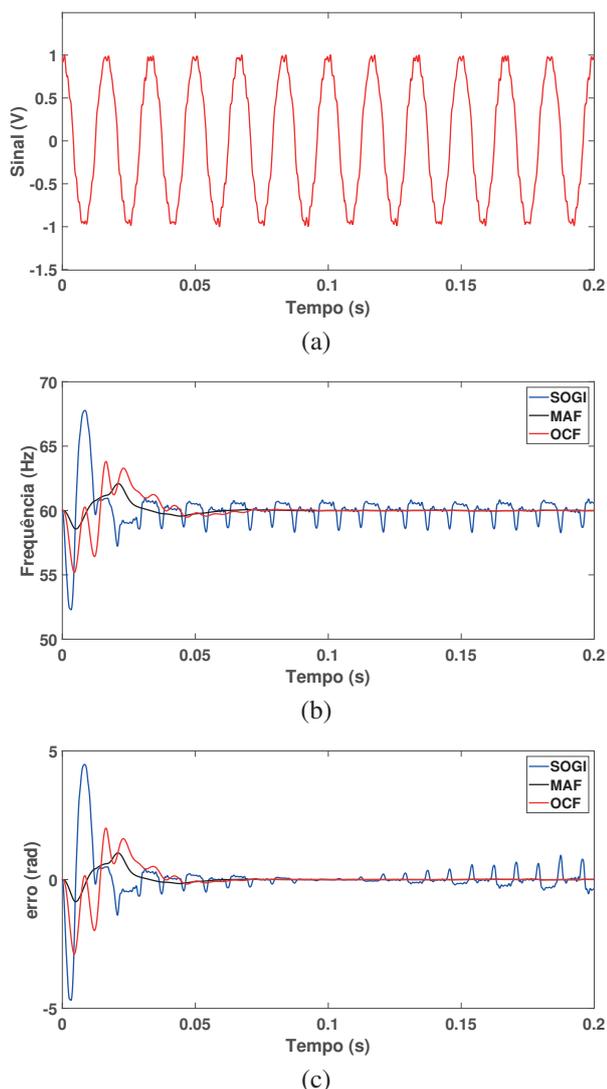


Fig. 12. Testes realizados com um sinal sem afundamento e contaminado com harmônicas de 5ª ordem (amplitude 3.2% da freq. fund.), 7ª ordem (amplitude 3.9% da freq. fund.) e 11ª ordem (amplitude 3.2% da freq. fund.).

de filtragem que foram incorporadas ao *SOGI-PLL*: o filtro *MAF* e a proposta com emprego do *OCF*. O filtro *MAF* foi aplicado nas tensões síncronas dq , enquanto que o *OCF* nas tensões estacionárias $\alpha\beta$. Após análise concluiu-se que o aprimoramento do *SOGI-PLL*, usando a técnica *OCF*, apresentou desempenho semelhante à técnica de aprimoramento *MAF*. A proposta do *SOGI-PLL* com o emprego do *OCF* tem desempenho superior, principalmente, nas ocorrências de afundamento de tensão com presença de componentes harmônicas.

AGRADECIMENTOS

Os autores agradecem o apoio financeiro fornecido pelo Conselho Nacional de Desenvolvimento Científico e Tecnológico (CNPq) por meio do projeto 447674/2014-5.

TABELA I
Respostas do *SOGI-PLL*, *SOGI-MAF* e *SOGI-OCF*

Parameters	M_p [%]	t_s [s] (freq.)	$osc.$ [Hz]
50% afundamento			
<i>SOGI-PLL</i>	8.38	0.0442	+/-0.20
<i>SOGI-MAF</i>	2.68	0.0547	+/-0.01
<i>SOGI-OCF</i>	2.75	0.0442	+/-0.02
33% afundamento			
<i>SOGI-PLL</i>	15.95	0.0408	+/-0.07
<i>SOGI-MAF</i>	1.78	0.0408	+/-0.03
<i>SOGI-OCF</i>	6.25	0.0635	+/-0.03
s/ afund., harm. ordem 5 DHT = 7%			
<i>SOGI-PLL</i>	38,58	0.0508	+/-1.23
<i>SOGI-MAF</i>	21,60	0.0705	+/-0.04
<i>SOGI-OCF</i>	27,47	0.0705	+/-0.04
c/ afund., harm. ordem 5 DHT = 7%			
<i>SOGI-PLL</i>	4.92	0.0221	+/-0.84
<i>SOGI-MAF</i>	0.78	0.0579	+/-0.09
<i>SOGI-OCF</i>	3.17	0.0390	+/-0.07
sem afund., harm. ordem 5, 7 e 11			
<i>SOGI-PLL</i>	12.95	0.0311	+/-1.26
<i>SOGI-MAF</i>	3.65	0.0503	+/-0.02
<i>SOGI-OCF</i>	7.98	0.0425	+/-0.02
desvio de frequencia			
<i>SOGI-PLL</i>	36.98	0.0740	+/-4.72
<i>SOGI-MAF</i>	19.05	0.0892	+/-0.01
<i>SOGI-OCF</i>	21.37	0.0892	+/-0.01

REFERÊNCIAS

- [1] S. Sumathi, L. Kumar, P. Surekha, *Solar PV and wind energy conversion systems*, 1st ed., Springer, India, 2015.
- [2] S. Li, Q. Guo, L. Xin, B. Cheng, K. Li, "Fuel-Saving Servo-Loop Control for an Adaptive Cruise Control System of Road Vehicles With Step-Gear Transmission", *IEEE Trans Veh Technol*, vol. 66, no. 3, pp. 2033–2043, March 2017.
- [3] F. Marafao, S. Deckmann, J. Pomilio, R. Machado, "Metodologia de Projeto e Análise de Algoritmos de Sincronismo PLL", *Eletrônica de Potência*, vol. 10, no. 1, June 2005.
- [4] P. Lamo, F. Lopez, A. Pigazo, F. Azcondo, "An Efficient FPGA Implementation of a Quadrature Signal-Generation Subsystem in SRF PLLs in Single-Phase PFCs", *IEEE Trans Power Electron*, vol. 32, no. 5, pp. 3959–3969, May 2017.
- [5] L. Tong, X. Zou, S. Feng, Y. Chen, Y. Kang, Q. Huang, Y. Huang, "An SRF-PLL-Based Sensorless Vector Control Using the Predictive Deadbeat Algorithm for

the Direct-Driven Permanent Magnet Synchronous Generator”, *IEEE Trans Power Electron*, vol. 29, no. 6, pp. 2837–2849, June 2014.

- [6] M. Karimi-Guartemani, *Phase-Locked Loop Structures for Power and Energy Applications*, 1st ed., IEEE-Press-Wiley, April 2014.
- [7] R. Teodorescu, M. Liserre, P. Rodriguez, *Grid Converters for Photovoltaic and Wind Power Systems*, 3rd ed., IEEE-Press-Wiley, USA, 2011.
- [8] S. Golestan, M. Ramezani, J. M. Guerrero, “DQ-frame cascaded delayed signal cancellation-based PLL: Analysis, design, and comparison with moving average filter-based PLL”, *IEEE Trans Power Electron*, vol. 30, no. 3, pp. 1618–1632, March 2015.
- [9] M. Ciobotaru, R. Teodorescu, F. Blaabjerg, “A new single-phase PLL structure based on second order generalized integrator”, in *IEEE 37th Power Electron. Spec. Conf.*, pp. 1511–1516, June 2006.
- [10] F. Xiao, L. Dong, L. Li, X. Liao, “A Frequency-Fixed SOGI-Based PLL for Single-Phase Grid-Connected Converters”, *IEEE Trans Power Electron*, vol. 32, no. 3, pp. 1713–1719, March 2017.
- [11] S. Golestan, J. Guerrero, A. Vidal, A. Yepes, J. Doval-Gandoy, “PLL With MAF-Based Prefiltering Stage: Small-Signal Modeling and Performance Enhancement”, *IEEE Trans Power Electron*, vol. 31, no. 6, pp. 4013–4019, June 2016.
- [12] M. Xie, H. Wen, C. Zhu, Y. Yang, “DC Offset Rejection Improvement in Single-Phase SOGI-PLL Algorithms: Methods Review and Experimental Evaluation”, *IEEE Access*, pp. 12810–12819, June 2017.
- [13] N. Hui, D. Wang, Y. Li, “A Novel Hybrid Filter-Based PLL to Eliminate Effect of Input Harmonics and DC Offset”, *IEEE Access*, April 2018.
- [14] S. Prarith, S. Kumar, B. Singh, T. S. Bhatti, “MAF-SOGI-PLL based Single-Phase Multimode PV-Battery System with Improved Power Quality”, in *IEEE 8th IEEE India International Conference on Power Electronics*, May 2019.
- [15] L. Kong, Z. Shi, G. Cai, C. Liu, C. Xiong, “Phase-Locked Strategy of Photovoltaic Connected to Distribution Network With High Proportion Electric Arc Furnace”, *IEEE Access*, pp. 86012–86023, April 2020.
- [16] S. Reza, M. Ciobotaru, V. G. Agelidis, “Tracking of time-varying grid voltage using DFT based second order generalized integrator technique”, in *IEEE International Conference on Power System Technology*, October 2012.
- [17] O. M. Arafa, “High Performance Single-Phase PLL with Sliding Fourier Transform as a Phase Detector”, in *6th International Conference on Advanced Control Circuits and Systems*, November 2019.
- [18] O. B. Jr., A. F. Neto, L. Encarnacao, “Desenvolvimento de um phase-locked loop a partir de um combinador linear de Fourier”, *Eletrônica de Potência*, vol. 22, no. 2, pp. 148–155, November 2016.
- [19] F. Freijedo, J. Doval-Gandoy, O. Lopez, C. Martinez-Penalver, “New algorithm for grid synchronization based on Fourier series”, in *European Conference on Power Electronics and Applications*, September 2007.
- [20] H. Liu, Y. Sun, H. Hu, Y. Xing, “A new single-phase PLL based on discrete fourier transform”, in *IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition*, March 2015.
- [21] Y. Yang, K. Zhou, F. Blaabjerg, “Exploitation of digital filters to advance the single-phase T=4 delay PLL system”, in *IEEE 2nd Annual Sothern Power Electronics Conference (SPEC)*, pp. 1–6, December 2016.
- [22] M. Saitou, N. Matsui, T. Shimizu, “A Control Strategy of SinglePhase Active Filter Using a Novel d-q Transformation”, in *Proceedings of the Industry Applications Conference 2003*, pp. 1222–1227, October 2003.
- [23] S. Silva, B. Lopes, B. Filho, R. Campana, W. Bosventura, “Performance Evaluation of PLL Algorithms for Single-Phase Grid-Connected Systems”, in *Proceedings of the Industry Applications Conference 2004*, pp. 2259–2263, October 2004.
- [24] Y. Han, M. Luo, X. Zhao, J. M. Guerrero, L. Xu, “Comparative Performance Evaluation of Orthogonal-Signal-Generators Based Single-Phase PLL Algorithms—A Survey”, *IEEE Trans Power Electron*, vol. 31, no. 5, pp. 3932–3943, May 2016.
- [25] A. Bouknadel, N. Ikken, A. Haddou, N. Tariba, H. Omari, H. Omari, “A new SOGI-PLL method based on fuzzy logic for grid connected PV inverter”, *International Journal of Electrical and Computer Engineering*, vol. 9, no. 4, pp. 2264–2273, August 2019.
- [26] Z. Zhenga, M. Guoa, N. Yangc, T. Jin, “Single-phase flexible arc suppression device based on BSC-SOGI-PLL method for distribution networks”, *Electrical Power and Energy Systems*, April 2020.
- [27] P. Lamo, A. Pigazo, F. Azcondo, “Evaluation of Quadrature Signal Generation Methods with Reduced Computational Resources for Grid Synchronization of Single-Phase Power Converters”, *MDPI Electronics*, November 2020.
- [28] B. Andrade, L. Silva, A. Sguarezi, F. Costa, “Enhanced SOGI-PLL by moving-average filter and one-cycle fourier algorithm”, in *IEEE 6th International Conference on Renewable Energy Research and Applications*, November 2017.

DADOS BIOGRÁFICOS

Fernando Lino, recebeu o título de Engenheiro Eletricista e o grau de Mestre em 1982 e 2008, pela FEC/UNICAMP e PUC-Campinas, respectivamente. Trabalhou durante 35 anos na iniciativa privada como engenheiro de desenvolvimento de HW/SW e como gerente de suporte técnico em equipamentos de telecomunicações. Desde 2012 é professor do Instituto Federal de Educação Ciência e Tecnologia de São Paulo (IFSP). Seus interesses de pesquisa são: geradores de indução alimentados duplamente, energia eólica e modelagem e

controle de sistemas.

Rogério Vani Jacomini, recebeu o título de Engenheiro Eletricista pela UNISAL, e os graus de Mestre e Doutor pela FEEC/UNICAMP em 2004, 2008 e 2012, respectivamente. Trabalhou como pesquisador na UFABC de 2012 a 2013 pelo programa de pós-doutorado da UFABC. Atualmente é professor do Instituto Federal de Educação Ciência e Tecnologia de São Paulo (IFSP). Seus interesses de pesquisa são: acionamentos de máquinas elétricas, gerador de indução com dupla alimentação, controle de potência, redes inteligentes de energia elétrica e energia eólica.

Alfeu Joãozinho Sguarezi Filho, recebeu os graus de Mestre e Doutor pela UNICAMP, respectivamente em 2007 e 2010. É professor da Universidade Federal do ABC - UFABC, em Santo André, Brasil, lecionando nas áreas de Máquinas Elétricas, Eletrônica de Potência e Acionamentos Elétricos. Seus interesses de pesquisa são: acionamentos de máquinas, energia eólica e fotovoltaica, geradores de indução alimentados duplamente, controle de energia e sistemas de energia elétrica. É membro sênior do IEEE e da SOBRAEP.

Fabiano Fragoso Costa, recebeu o título de Engenheiro Eletricista, o grau de Mestre e o de Doutor em Engenharia Elétrica, respectivamente, pela Escola Politécnica da USP (1997), pela UFPB (2001) e pela UFCG (2005). Atualmente, é Professor Adjunto da Universidade Federal da Bahia junto ao Departamento de Engenharia Elétrica. Seus interesses de pesquisa se concentram nos tópicos de sincronização e controle em geração distribuída. Também possui interesses no desenvolvimento de técnicas de processamento digital de sinais aplicáveis ao processamento e monitoramento de energia da rede elétrica. Além disso, possui atuação em projetos de Pesquisa e Desenvolvimento junto a concessionárias do setor elétrico. É membro do IEEE e da SOBRAEP.

Bruna Neves de Andrade, recebeu o título de Bacharel em Engenharia Elétrica e grau de Mestre em Engenharia Elétrica, ambos pela Universidade Federal da Bahia - UFBA. Participou do Programa de Iniciação Científica pelo Instituto Federal da Bahia. Atuou como estagiária na empresa RCONSULT ENGENHARIA ELÉTRICA. Prestou consultoria em projetos fotovoltaicos durante dois anos na Eco-Solis Energia. Atualmente, é professora dos cursos de Engenharia Elétrica, Civil, Mecânica, Produção e Gestão em Recursos Humanos da Faculdade Pitágoras de Vitória da Conquista - BA. Tem experiência na área de Engenharia Elétrica, com ênfase em Eletrotécnica.