

# Equivalency between Adaptive Notch Filter PLL and Inverse Park PLL by Modeling and Parameter Adjustment

Marielle Jordane da Silva, Sílvia Costa Ferreira, Joaquim Paulo da Silva, Mariana Guimarães dos Santos, André Luiz Paganotti and Leonardo Maia Barbosa

**Abstract**— Synchronism algorithms play an important role in microgrid converters, and they are fundamental to the power flow control between the converters and the main grid. In island operation, synchronism algorithms provide important frequency and voltage data for converters to operate properly at steady state, and also connect and disconnect from the main grid. In this context, this work presents modeling and parameter design of two structures of single-phase PLLs: the inverse park PLL (Park-PLL) and the adaptive notch filter PLL (ANF-PLL). The derivation of the linearized model of Park-PLL, previously discussed in the literature, is detailed. In addition, as main contribution this paper, a linearized model of the ANF-PLL is presented and compared with the first one. As a result, it is possible to demonstrate equivalency between the two evaluated PLL structures when their parameters are adjusted by the proposed methodology. Practical and simulated results validate the parity of the PLL structures in terms of the dynamic response and steady-state error.

**Index Terms**— Distributed generation, modeling, synchronism algorithms.

## I. INTRODUÇÃO

Recentemente, os algoritmos de sincronismo voltaram a ser foco de diversas pesquisas, principalmente devido ao crescimento do uso de conversores monofásicos de baixa potência em redes de distribuição. Seu papel é fundamental no sincronismo de conversores com a rede elétrica [1], transição suave entre modos de operação ilhado e conectado à rede [2], detecção de ilhamento [3], estimação da frequência [4], entre outras aplicações.

As duas principais malhas utilizadas para sincronismo em conversores são as malhas de controle de fase (PLL – *Phase Locked-Loop*) e as malhas de controle de frequência (FLL – *Frequency Locked-Loop*). A popularidade dos FLLs vem crescendo nos últimos anos e as principais estruturas são baseadas no SOGI-FLL (*Second Order Generalized Integrator*) e em Filtros Sintonizados (NF - *Notch Filters*) [5-6]. As

estruturas mais recentes de FLLs são, em sua maioria, aprimoramentos das anteriores visando, por exemplo, a rejeição de componente contínua como no SOGI-FLL-WDCRC (SOGI-FLL with DC Rejection Capabilities) [7], ou a redução de oscilação na estimação de frequência causada por harmônicos como no MSOGI-FLL (*Multiple-SOGI-Based FLL*) [8].

Apesar disso, os PLLs continuam sendo os mais utilizados em aplicações de sincronismo devido a vasta quantidade de estudos preexistentes na literatura [9]. Neste sentido duas grandes classes de PLLs são apresentadas em [10]: os derivados do pPLL (*Power-based PLLs*) e os baseados no QSG-PLL (*Quadrature Signal Generation-based PLL*).

As estruturas baseadas no pPLL buscam mitigar as oscilações relacionadas à frequência dupla nos sinais de estimação de frequência e fase por meio de filtros. Cabe destacar o MAF-pPLL (*Moving Average Filter-Based pPLL*) [11] e o DFAC-pPLL (*Double Frequency and Amplitude Compensation-Based pPLLs*) [12]. Ambas estruturas trazem bons resultados no cancelamento das componentes de frequência dupla, porém com aumento na complexidade para ajuste de parâmetros e custo computacional.

Já as estruturas baseadas na geração de sinais em quadratura representam versões monofásicas do PLL tradicional baseado na Referência Síncrona (*Synchronous Reference Frame SRF-PLL*) [10]. Dentre elas estão: o EPLL (*Enhanced PLL*) [13], o Park-PLL (*Inverse Park PLL*) [14], o TD-PLL (*Transfer Delay-Based PLL*) e suas variações [15], o ANF-PLL (*Adaptive Notch Filter* ou *Adaptive Linear Combiner PLL*) [16] e diversas outras estruturas. Todos estes PLLs buscam criar sinais ortogonais fictícios a partir do sinal monofásico original e possuem características específicas destacadas em [9].

Devido à grande variedade de estruturas, diversos artigos de revisão sobre PLLs monofásicos vêm sendo apresentados nos últimos anos, visando avaliar fatores como: resposta dinâmica e em regime permanente, capacidade de rejeição a distúrbios, custo computacional e robustez [9-10, 17-19]. Outro aspecto relevante na escolha de um algoritmo de sincronismo é existência ou não de um modelo linearizado visando facilitar os ajustes dos parâmetros destas malhas e garantir estabilidade. Isso porque, de uma forma geral, tanto os FLLs quando os PLLs possuem natureza não linear.

Em [20], os autores avaliam os modelos LTI (*Linear Time-Invariant*) e LTP (*Linear Time-Periodic*) do SOGI-FLL e do EPLL, visando validar a resposta dinâmica e a estabilidade destas estruturas. Em relação ao ajuste dos parâmetros das

Marielle J. da Silva e André L. Paganotti estão no Departamento de Engenharia Mecatrônica, Centro Federal de Educação Tecnológica de Minas Gerais, MG, Brasil (e-mail: mariellejordane@hotmail.com, paganotti@cefetmg.br).

Sílvia C. Ferreira e Joaquim P. da Silva estão no Departamento de Automática e de Física, respectivamente, ambos na Universidade Federal de Lavras, MG, Brasil (e-mail: silvia.ferreira@ufla.br, joaquim@dfi.ufla.br).

Mariana G. dos Santos está no Instituto Federal de Minas Gerais, MG, Brasil (e-mail: mariana.santos@ifmg.edu.br).

Leonardo M. Barbosa está no Centro Universitário de Lavras, MG, Brasil (e-mail: leomaia.eco@gmail.com).

malhas de controle, diversas propostas são apresentadas em [21-26]. Em [25], os parâmetros do controlador são determinados usando um método de ajuste padrão denominado método ótimo simétrico (SOM). Segundo os autores, este método fornece uma margem de fase máxima na frequência de cruzamento que depende da constante de projeto e, é amplamente usado para equações de segunda ordem. Já em [26], uma metodologia baseada em algoritmos genéticos é utilizada para o ajuste dos parâmetros do controlador PI e da frequência de corte do SRF-PLL. Entretanto, muito pode ser explorado em relação a obtenção dos parâmetros de PLLs a partir de modelos linearizados, para definir os critérios de rejeição de distúrbios e características dinâmicas.

Os autores de [9] chamam a atenção para a importância de modelos matemáticos para avaliar os algoritmos de sincronismo em condições de comparação igualitária, e citam existência de incoerências na literatura em artigos que comparam o SOGI-FLL e Filtros Adaptativos Sintonizados, em condições de ajustes de parâmetros injustas. Além disso, por meio dos modelos linearizados ou de pequenos sinais, diversos autores já provaram equivalência entre diferentes algoritmos de sincronismo, tais como: o SRF-PLL e Filtros Adaptativos Complexos [27], o SOGI-FLL e o Filtros Adaptativos Sintonizados (ANF) [28] e o Park-PLL e o SOGI-FLL [29].

Seguindo esta tendência, este trabalho visa comprovar equivalência entre o ANF-PLL e o Park-PLL por meio de modelagem e ajuste de parâmetros. Dessa forma, é possível provar que os dois PLLs podem ter exatamente mesma dinâmica se seus parâmetros forem ajustados de forma a atender determinado critério. Para tanto, é apresentado um modelo linearizado para o ANF-PLL, que dentro dos conhecimentos dos autores, ainda não é encontrado na literatura e é a principal contribuição deste trabalho.

Este artigo está organizado da seguinte forma: a sessão II apresenta uma motivação para a escolha dos PLLs analisados neste trabalho, Park-PLL e ANF-PLL. A sessão III apresenta a modelagem, o ajuste dos parâmetros, bem como a avaliação de estabilidade dos PLLs. A avaliação de desempenho dos PLLs, tanto em simulação quanto na implementação prática é avaliada na sessão IV. E, por fim, a conclusão do trabalho é apresentada na sessão V.

## II. MOTIVAÇÃO PARA ESTUDO DO ANF-PLL E PARK-PLL

O Park-PLL já foi analisado por diversos autores e é um algoritmo amplamente utilizado devido a sua simplicidade, baixa complexidade computacional e bom desempenho sob condições de distúrbios no sinal da rede, como variação de frequência e distorção harmônica [29-31]. Cabe destacar a análise apresentada em [29], onde um estudo matemático detalhado do Park-PLL e do SOGI-PLL é apresentado. Neste trabalho, são deduzidos os modelos linearizados destes algoritmos, e é definida uma metodologia para ajuste de parâmetros dos controladores de forma detalhada e sistêmica. Ao final, é comprovado que as duas estruturas são equivalentes do ponto de vista de controle.

Neste contexto, este trabalho visa trazer uma análise

semelhante, porém entre o Park-PLL e o ANF-PLL. O ANF-PLL, também chamado na literatura de PLL com combinação linear adaptativa (PLL-ALC), é proposto por [32]. Utiliza como algoritmo base para detecção de fase um filtro adaptativo sintonizado (ANF) com dois coeficientes, apresentado pela primeira vez por [33] para aplicações em cancelamento de ruídos. Em termos do algoritmo de adaptação dos coeficientes do ANF, [23] e [32] aplicam a regra delta. Outros autores, como [34] e [35], utilizam o algoritmo *Least Mean Square* (LMS). O algoritmo LMS destaca-se como uma das técnicas mais populares de adaptação devido à sua implementação simples e complexidade computacional reduzida, e por isso é aplicado neste trabalho [36].

O ANF vem sendo utilizado com sucesso em diversas aplicações em eletrônica de potência, em substituição a referência síncrona, como na extração de componentes harmônicos [37], cálculos de potências instantâneas [38], entre outras. Outro ponto a se destacar são as semelhanças entre a referência síncrona e os filtros adaptativos. Em [38], os autores destacam a relação direta entre as componentes de eixo direto e de quadratura fornecidas pela transformada de Park com os coeficientes do filtro adaptativo sintonizado (ANF). Levando em consideração essas semelhanças e a ausência de um modelo matemático na literatura, esse trabalho propõe um modelo para o ANF-PLL e o compara diretamente com o modelo já existente do Park-PLL. O objetivo é facilitar o projeto de controladores e definição dos parâmetros de adaptação do ANF-PLL.

## III. MODELAGEM, AJUSTE DE PARÂMETROS E AVALIAÇÃO DE ESTABILIDADE DOS PLLS

Nesta sessão são apresentadas a modelagem e a técnica de ajuste dos ganhos dos algoritmos ANF-PLL e Park-PLL. Os critérios utilizados para a metodologia foram baseados em [22]. Para a obtenção dos parâmetros das malhas de controle dos PLLs serão utilizados os seguintes requisitos:

- Atenuação de -40dB para o segundo harmônico (120Hz), o que corresponde a uma atenuação de 99%;
- Tempo de acomodação de 160 ms. Pois, segundo a IEEE 1547 [39], um conversor eletrônico deve se desconectar da rede elétrica em até 160ms se variações de frequência maiores que 2Hz ocorrerem. Assim, assume-se aqui que o algoritmo de sincronismo deve gastar até 160ms para responder a um degrau de frequência.

A partir destes requisitos e de um modelo matemático é possível obter os ganhos do controlador PI e os parâmetros dos algoritmos auxiliares de detecção de fase, tais como, a constante de tempo (ou frequência de corte) dos filtros passa-baixa e o passo de adaptação do filtro adaptativo, descritos em detalhes a seguir.

### A. Malha de Controle e Modelagem do ANF-PLL

A Fig. 1 apresenta a malha de controle do PLL baseado no filtro adaptativo sintonizado com algoritmo LMS.

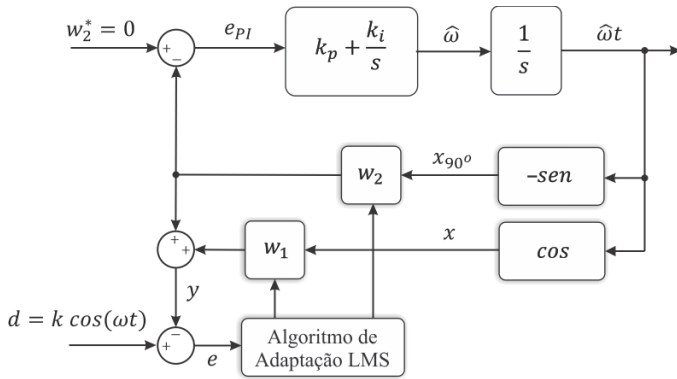


Fig. 1. Malha de controle de um ANF-PLL.

No algoritmo ANF-PLL, dois sinais ortogonais são utilizados como entrada, sendo um sinal senoidal,  $x = \cos(\hat{\omega}t)$ , e o outro defasado  $90^\circ$ ,  $x_{90^\circ} = -\text{sen}(\hat{\omega}t)$ . O sinal de saída,  $y$ , é obtido pela combinação linear dos sinais de entrada multiplicados por seus respectivos coeficientes,  $w_1$  e  $w_2$ , de forma que:

$$y = w_1 x + w_2 x_{90^\circ} \quad (1)$$

O sinal desejado,  $d = k \cos(\omega t)$ , é o sinal de tensão de referência do PLL. O sinal do erro do filtro adaptativo é dado por:  $e = d - y$ . Os coeficientes do ANF-PLL,  $w_1$  e  $w_2$  são obtidos por meio do algoritmo de adaptação LMS que resulta nas seguintes equações no domínio do tempo:

$$w_1 = \int \frac{\mu}{T} e \cos(\hat{\omega}t), \quad (2)$$

$$w_2 = \int \frac{\mu}{T} e \text{sen}(\hat{\omega}t) \quad (3)$$

onde,  $\mu$  representa o passo de adaptação do algoritmo e  $T$  representa o período de amostragem que será utilizado nas equações recursivas. O parâmetro  $\mu$  controla a taxa de convergência do algoritmo e sua precisão e, exerce nesse PLL função semelhante à constante de tempo do filtro passa-baixa do Park-PLL. Além disso, autores como [38] já haviam provado a equivalência entre a tensão de eixo de quadratura ( $v_q$ ) o coeficiente  $w_2$  deste filtro adaptativo, que aqui será utilizado como referência para malha de controle. Para representar a variável  $w_2$  no domínio  $s$ , aplica-se a Transformada de Laplace, resultando em:

$$w_2(s)s = \left(\frac{\mu}{T}\right) e(s)\text{sen}(\hat{\omega}t) \quad (4)$$

O sinal de erro pode ser representado da seguinte forma:

$$e(s) = k\cos(\omega t) - w_1(s)\cos(\hat{\omega}t) + w_2(s)\text{sen}(\hat{\omega}t) \quad (5)$$

De acordo com [23], os termos de alta frequência existentes nos sinais, podem ser desprezados, pois, serão filtradas posteriormente. Assim, os termos que contêm  $2\omega t$  e  $\hat{\omega}t + \omega t$  podem ser desprezados. Assim, substituindo (5) em (4) e, considerando estas características e as identidades trigonométricas dos senos e cossenos, apresentadas no apêndice deste texto, o sinal  $w_2(s)$  passa a ser representado por:

$$w_2(s) = \frac{k \frac{\mu}{2T} (\hat{\omega}t(s) - \omega t(s))}{\left(s + \frac{\mu}{2T}\right)} \quad (6)$$

Substituindo o termo  $\mu/2T$  por  $k_\mu$ , o sinal de erro da entrada do controlador PI pode ser definido por:

$$e_{PI}(s) = -w_2(s) = \frac{kk_\mu(\omega t(s) - \hat{\omega}t(s))}{s + k_\mu} \quad (7)$$

Este sinal passa pelo controlador PI e logo em seguida é integrado, resultando na fase estimada por este PLL, conforme apresentado em (8).

$$\hat{\omega}t(s) = \left(\frac{kk_\mu(\omega t(s) - \hat{\omega}t(s))}{s + k_\mu}\right) \left(k_p + \frac{k_i}{s}\right) \left(\frac{1}{s}\right) \quad (8)$$

onde,  $k_p$  e  $k_i$  são os ganhos proporcional e integral do controlador PI, respectivamente. Por fim, a função de transferência de um PLL baseado em filtros adaptativos com algoritmo LMS é expressa por:

$$G_{ANF}(s) = \frac{\hat{\omega}t(s)}{\omega t(s)} = \frac{kk_p s + kk_i}{\frac{s^3}{k_\mu} + s^2 + kk_p s + kk_i} \quad (9)$$

Observe que as principais variáveis na função de transferência, apresentada em (9), consistem nos ganhos integral ( $k_i$ ) e proporcional ( $k_p$ ), no passo de adaptação ( $\mu$ ) e na amplitude do sinal de entrada ( $k$ ). A função de transferência do ANF-PLL, ainda não foi encontrada na literatura, sendo esta uma das principais contribuições deste trabalho.

A definição da função de transferência deste PLL é de suma importância pois, por meio dela serão obtidos os parâmetros,  $\mu$ ,  $k_i$  e  $k_p$ , os quais irão garantir os critérios definidos em regime permanente e transitório.

### B. Ajuste de Parâmetros do ANF-PLL

Os parâmetros do PLL,  $k_p$ ,  $k_i$  e  $\mu$ , podem ser obtidos partir da função de transferência definida em (9) e dos critérios de operação estabelecidos no início da sessão. Inicialmente utiliza-se uma aproximação da equação característica do ANF-PLL para uma função de segunda ordem, uma vez que o termo de terceira ordem é significativamente menor que os demais, de forma que:

$$\underbrace{\frac{1}{k_\mu}}_{\approx 0} s^3 + s^2 + \underbrace{kk_p}_{2\zeta\omega_n} s + \underbrace{kk_i}_{\omega_n^2} = 0 \quad (10)$$

Para um sistema de segunda ordem, o tempo de acomodação é dado por:

$$t_s = \frac{8}{2\zeta\omega_n} = \frac{8}{kk_p} \quad (11)$$

Dessa forma, um ganho  $k_p=50$ , garante um tempo de acomodação de 160ms, uma vez que a tensão de entrada está em p.u., assim  $k = 1$ . Os demais parâmetros da função de transferência do ANF-PLL,  $k_i$  e  $\mu$ , serão obtidos a partir da

função de transferência de malha aberta, utilizando metodologia proposta por [22]. A função de transferência de malha aberta do ANF-PLL é dada por:

$$G_{olANF}(s) = \frac{G_{ANF}(s)}{1 - G_{ANF}(s)} = \frac{kk_{\mu}k_p(s + k_i/k_p)}{s^2(s + k_{\mu})} \quad (12)$$

Considerando  $\omega_z = k_i/k_p$ , a função de transferência em malha aberta do ANF-PLL é reescrita como:

$$G_{olANF}(s) = \frac{kk_{\mu}k_p(s + \omega_z)}{s^2(s + k_{\mu})} \quad (13)$$

O método utilizado neste trabalho busca maximizar a margem de fase do sistema. A margem de fase,  $\phi_m$ , da função de transferência de malha aberta do ANF-PLL, é dada por:

$$\phi_m = \arctg\left(\frac{\omega_{0db}}{k_{\mu}}\right) - \arctg\left(\frac{\omega_{0db}}{\omega_z}\right) \quad (14)$$

onde,  $\omega_{0db}$  corresponde a frequência em que o módulo do sistema em malha aberta é unitário (0 dB). De acordo com [22], deve-se verificar quais os valores de  $\omega_{0db}$ ,  $\omega_c$  e  $\omega_z$  permitem que a função de transferência alcance a margem de fase máxima. Este procedimento é feito derivando (14) em relação a  $\omega_{0db}$  e igualando a equação resultante a zero, resultando em:

$$\omega_{0db} = \sqrt{k_{\mu}\omega_z} \quad (15)$$

$$\omega_{0db} = k_p \quad (16)$$

Substituindo (16) em (15), é possível definir que  $\omega_z = k_p^2/k_{\mu}$  e que este valor maximiza a margem de fase do sistema. Dessa forma, a  $G_{olANF}(s)$  pode ser reescrita por:

$$G_{olANF}(s) = \frac{kk_{\mu}k_p\left(s + \frac{k_p^2}{k_{\mu}}\right)}{s^2(s + k_{\mu})} \quad (17)$$

O módulo de (17) para  $s = j\omega_{2h}$ , define a atenuação deste sistema para a frequência  $\omega_{2h} = 2\pi f_{2h}$  e é dado por:

$$\left|G_{olANF}(j\omega_{2h})\right|^2 - \frac{(kk_{\mu}k_p\omega_{2h})^2 + (kk_p^3)^2}{(\omega_{2h}^3)^2 + (\omega_{2h}^2 k_{\mu})^2} = 0 \quad (18)$$

Para atender os critérios definidos no início da sessão, adota-se:  $f_{2h} = 120\text{Hz}$  e  $|G_{olANF}(j\omega_{2h})| = -40\text{dB} = 0,01$ . O valor do parâmetro  $k_{\mu}$ , e, conseqüentemente  $\mu$  é determinado por meio de (18), resolvida pelo *software Matlab*, resultando em  $k_{\mu} = 115$  e  $\mu = 0,0115$  quando a frequência de amostragem é de 20040Hz. Em seguida, determina-se o valor de  $k_i$ , de forma que:  $k_i = k_p\omega_z = k_p^3/k_{\mu} = 1087$ .

### C. Malha de Controle e Modelagem do Park-PLL

A malha de controle do Park-PLL está apresentada na Fig. 2.

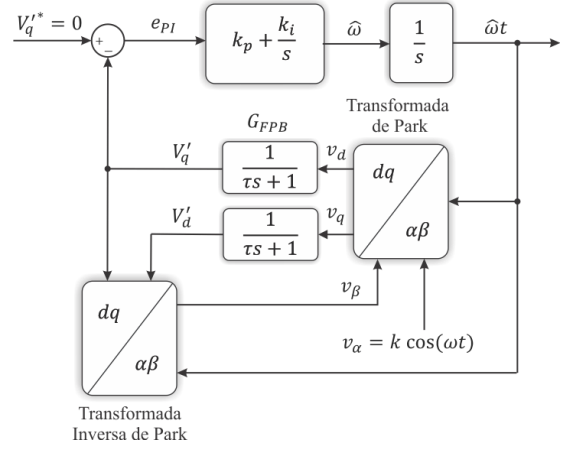


Fig. 2. Malha de controle do Park-PLL.

O princípio de funcionamento desse PLL consiste em zerar a componente  $v_q$ , para garantir que o sinal de saída esteja em sincronismo com a tensão de entrada. Para tanto, este algoritmo utiliza a Transformada de Park, dada por:

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\hat{\omega}t) & -\text{sen}(\hat{\omega}t) \\ \text{sen}(\hat{\omega}t) & \cos(\hat{\omega}t) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{\alpha} \\ v_{\beta} \end{bmatrix} \quad (19)$$

onde,  $v_d$  e  $v_q$  são as tensões de eixo direto e quadratura respectivamente;  $\hat{\omega}t$  é a fase estimada pelo PLL;  $v_{\alpha} = k \cos(\omega t)$  é a tensão de entrada;  $k$  e  $\omega$  são amplitude e a fase do sinal de tensão de entrada. O sinal  $v_{\beta}$  é estimado pela Transformada Inversa de Park, de forma que:

$$v_{\beta} = -V_d' \text{sen}(\hat{\omega}t) + V_q' \cos(\hat{\omega}t) \quad (20)$$

As tensões  $V_d'$  e  $V_q'$  são as componentes de eixo direto e quadratura após serem filtradas, por um filtro passa-baixa de primeira ordem que tem a seguinte função de transferência:  $G_{FPB} = \frac{1}{\tau s + 1}$ , onde  $\tau$  é a constante de tempo que define o tempo de acomodação e a atenuação do mesmo. Substituindo os valores de  $v_{\alpha}$  e  $v_{\beta}$  em (19), as componentes  $v_d$  e  $v_q$  são reescritas como:

$$v_d = k \cos(\hat{\omega}t)\cos(\omega t) + V_d' \text{sen}^2(\hat{\omega}t) - V_q' \text{sen}(\hat{\omega}t)\cos(\hat{\omega}t) \quad (21)$$

$$v_q = k \text{sen}(\hat{\omega}t)\cos(\omega t) - V_d' \text{sen}(\hat{\omega}t)\cos(\hat{\omega}t) + V_q' \cos^2(\hat{\omega}t) \quad (22)$$

Desprezando os termos de alta frequência existentes nos sinais  $v_d$  e  $v_q$  e, considerando as identidades trigonométricas dos senos e cossenos, tem-se:

$$v_d = \frac{1}{2}(k \cos(\hat{\omega}t - \omega t) + V_d') \quad (23)$$

$$v_q = \frac{1}{2}(k \text{sen}(\hat{\omega}t - \omega t) + V_q') \quad (24)$$

Pela Fig.2 vê-se que  $V_d' = (G_{FPB})v_d$  e  $V_q' = (G_{FPB})v_q$ , as equações (23) e (24) podem ser reescritas como:

$$V'_d = \left( \frac{k \cos(\hat{\omega}t - \omega t)}{2 - G_{FPB}} \right) (G_{FPB}) \quad (25)$$

$$V'_q = \left( \frac{k \sin(\hat{\omega}t - \omega t)}{2 - G_{FPB}} \right) (G_{FPB}) \quad (26)$$

Quando o PLL estiver em sincronismo com o sinal de tensão da rede, a fase do sinal de saída do PLL tenderá a ser igual a fase do sinal de tensão da rede, ou seja,  $\hat{\omega}t \rightarrow \omega t$ . Consequentemente, o sinal  $V'_q$  tenderá a zero, podendo assim, ser utilizado como variável de controle. Utilizando a aproximação linear para o seno de ângulos pequenos,  $\sin(\hat{\omega}t - \omega t) \approx \hat{\omega}t - \omega t$ , (26) pode ser reescrita como:

$$V'_q = \frac{k(\hat{\omega}t - \omega t)}{2\tau s + 1} \quad (27)$$

Em seguida, é possível obter a função de transferência completa do PLL, agora com as variáveis no domínio de Laplace ( $s$ ), seguindo a malha apresentada na Fig. 2. O sinal de erro de fase,  $e_{pI}(s)$ , é dado por:

$$\begin{aligned} e_{pI}(s) &= V_q^{**}(s) - V'_q(s) = -V'_q(s) \\ &= \frac{-k(\hat{\omega}t(s) + \omega t(s))}{2\tau s + 1} \end{aligned} \quad (28)$$

Este sinal passa pelo controlador PI e logo em seguida é integrado, resultando na fase estimada por este PLL, conforme apresentado em (29).

$$\hat{\omega}t(s) = \left( \frac{-k(\hat{\omega}t(s) + \omega t(s))}{2\tau s + 1} \right) \left( k_p + \frac{k_i}{s} \right) \left( \frac{1}{s} \right) \quad (29)$$

Como resultado, a função de transferência do Park-PLL é expressa por:

$$G_{Park}(s) = \frac{\hat{\omega}t(s)}{\omega t(s)} = \frac{kk_p s + kk_i}{2\tau s^3 + s^2 + kk_p s + kk_i} \quad (30)$$

A função de transferência do Park-PLL apresentada em (30) já foi deduzida por outros autores, como em [23]. Os parâmetros,  $\tau$ ,  $k_i$  e  $k_p$  irão garantir os critérios definidos em regime permanente e transitório.

#### D. Ajuste de Parâmetros do Park-PLL

Para a obtenção dos parâmetros do Park-PLL,  $k_p$ ,  $k_i$  e  $\tau$ , é adotada a mesma metodologia utilizada no ANF-PLL. Assim, é utilizada a mesma aproximação da equação característica, resultando em um valor de  $k_p$  igual a 50, a fim de garantir um tempo de acomodação de 160ms. A função de transferência de malha aberta do Park-PLL é utilizada de forma a obter os valores de  $\tau$  e  $k_i$  e, é definida por:

$$G_{olPark}(s) = \frac{G_{Park}(s)}{1 - G_{Park}(s)} = \frac{k_p k (s + k_i/k_p)}{s^2 (s + 1/2\tau)} \quad (31)$$

Assim considerando  $\omega_z = k_i/k_p$  e  $\omega_p = 1/2\tau$ , a função de transferência em malha aberta do Park-PLL é reescrita como:

$$G_{olPark}(s) = \frac{k_p k (s + \omega_z)}{s^2 (s + \omega_p)} \quad (32)$$

Para maximizar a margem de fase do sistema adota-se  $\omega_z = k_p^2/k_\mu$ . O valor do parâmetro  $\omega_p$  é determinado por meio do *software Matlab*, ao resolver:

$$\left| G_{olPark}(j\omega_{2h}) \right|^2 - \frac{(k_p k \omega_{2h})^2 + (k_p^3)^2}{(\omega_{2h}^3)^2 + (\omega_{2h}^2 \omega_p)^2} = 0 \quad (33)$$

Como resultado, obtém  $\omega_p = 114,95$ . A partir dos valores previamente definidos,  $\omega_p$  e  $k_p$ , os valores da constante de tempo do filtro passa-baixa e do ganho integral são dados por:  $\tau = 0,00435$  e  $k_i = k_p \omega_z = k_p^3/\omega_p = 1087$ .

#### E. Análise Comparativa

A TABELA I apresenta os modelos do ANF-PLL e Park-PLL, onde nota-se que as malhas de controle de fase serão iguais se:

$$\tau = \frac{1}{2 k_\mu} = \frac{T}{\mu} \quad (34)$$

Portanto, é possível estabelecer uma relação direta entre o passo de adaptação ( $\mu$ ), utilizado em um dado período de amostragem ( $T$ ), e a constante de tempo do filtro passa-baixa ( $\tau$ ). A constante de tempo  $\tau$  determina a frequência de corte do filtro-passa baixa de forma que:  $f_c = 1/2\pi \tau$ . Por fim, os parâmetros obtidos para as malhas de controle do ANF-PLL e Park-PLL são resumidos na TABELA II.

TABELA I  
FUNÇÃO DE TRANSFERÊNCIA DOS PLLS

PLL	Modelo Linearizado
ANF-PLL	$G_{ANF}(s) = \frac{kk_p s + kk_i}{\left(\frac{1}{k_\mu}\right) s^3 + s^2 + kk_p s + kk_i}$
Park-PLL	$G_{Park}(s) = \frac{kk_p s + kk_i}{2\tau s^3 + s^2 + kk_p s + kk_i}$

TABELA II  
PARÂMETROS OBTIDOS PARA OS PLLS

PLL	Parâmetros				
ANF-PLL	$k_p$	T	$k_\mu = \mu/2T$	$\mu$	$k_i$
	50	0,0000499	115 rad/s	0,0115	1087
Park-PLL	$k_p$	$\tau$	$\omega_p = 1/2\tau$	$f_c$	$k_i$
	50	0,00435	115 rad/s	36,6 Hz	1087

De acordo com a TABELA II, nota-se que para garantir que os PLLs tenham o mesmo ganho em 120Hz e o mesmo tempo de acomodação, é preciso que: os ganhos  $k_p$  e  $k_i$  sejam iguais

e os valores do coeficiente de adaptação e da frequência de corte do filtro passa-baixa atendam a equação (34).

A validação dos parâmetros e da função de transferência é feita pelo diagrama de bode apresentado na Fig. 3. Esta figura visa comprovar que os parâmetros, apresentados na TABELA II, satisfazem o critério de projeto definido, ou seja, atenuação de -40 dB na frequência de 753,98 rad/s.

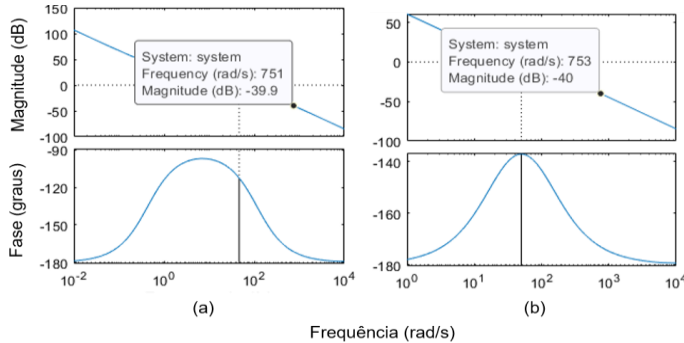


Fig. 3. Diagrama de bode: (a) Park-PLL e (b) ANF-PLL.

#### IV. AVALIAÇÃO DE DESEMPENHO: SIMULAÇÃO E IMPLEMENTAÇÃO PRÁTICA

Neste trabalho, para a validação do desempenho dos algoritmos ANF-PLL e Park-PLL, são analisadas três condições: distorção harmônica, variação de frequência e de fase. Para cada condição de distúrbio são exibidos os resultados da frequência estimada e dos coeficientes  $v_q$  e  $w_2$  que são diretamente relacionados ao erro de fase. A simulação foi realizada no *software Matlab/Simulink* e a implementação prática feita no DSP TMS320F28027F.

##### A. Caso 1: Harmônicos

O primeiro caso avalia o comportamento dos PLLs na presença de harmônicos. Em simulação, no instante de 1s, foi inserido no sinal tensão um harmônico de 3ª ordem, com amplitude de 5% da tensão nominal. Optou-se por avaliar 3º harmônico por se tratar de uma componente com grande influência no erro dos algoritmos de sincronismo devido à sua proximidade em relação à frequência fundamental. Assim, para rejeitar esta componente, a frequência de corte do filtro passa-baixa e a largura de banda do filtro sintonizado devem ser muito pequenas, o que influencia na resposta dinâmica dos mesmos.

A Fig. 4 apresenta os resultados de simulação para estimação da frequência e os coeficientes  $V_q$  e  $w_2$  que representam o erro de fase dos algoritmos de sincronismo Park-PLL e ANF-PLL, respectivamente. Em simulação, ambos os algoritmos apresentaram variação de 0,1Hz na estimação da frequência e 0.015p.u. na estimação da fase.

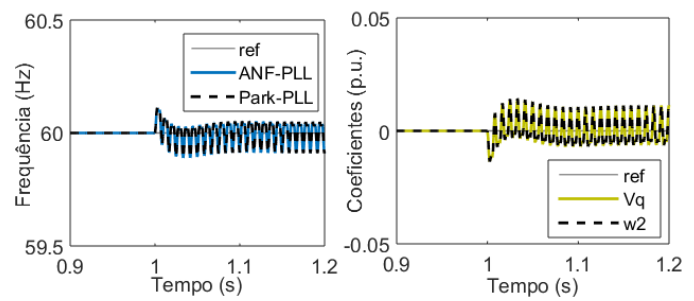


Fig. 4. Frequência e coeficientes do Park e ANF-PLL obtidos em simulação para harmônicos.

Na prática, mediu-se a tensão de fase de um gerador síncrono, conectado em estrela e com leve saturação do circuito de campo. O resultado foi uma tensão como a apresentada na Fig. 5(a), com frequência de 60 Hz e amplitude de 48,8 V. A Fig. 5(b) mostra a THD de 8%, sendo que o 3º harmônico possui cerca 7,3% de distorção harmônica individual.

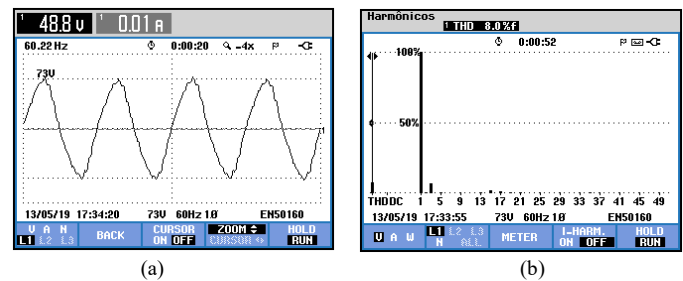


Fig. 5. Componentes harmônicas presentes no sinal de tensão utilizado como referência para sincronismo.

A Fig. 6 apresenta os resultados práticos de estimação de frequência e do erro de fase representado pelos coeficientes de cada PLL. É possível observar que ambos os algoritmos convergiram para valor correto em regime permanente com pouquíssimas oscilações e interferência das componentes harmônicas.

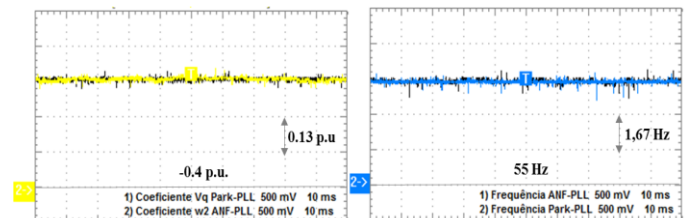


Fig. 6. Frequência e coeficientes do Park e ANF-PLL obtidos no DSP para harmônicos.

##### B. Caso 2: Variação de frequência

Para variação de frequência é utilizado um degrau 60 para 62Hz. A escolha desta variação na frequência baseia-se na norma IEEE Std 1547.4 [39]. Para a implementação prática, devido à ausência de uma fonte programável, utiliza-se um conjunto gerador síncrono, motor de indução e inversor de frequência. O motor de indução é utilizado como máquina motriz para o gerador síncrono e sua velocidade controlada por um inversor de frequência com controle vetorial para melhor

dinâmica. O tempo de rampa de aceleração do inversor é ajustado para 0 segundo. Entretanto, sabe-se que na prática, devido a dinâmica do gerador síncrono, a condição de degrau de frequência não é alcançada. A Fig. 7 mostra as formas de onda da tensão, com variação de frequência de 60 para 62Hz.

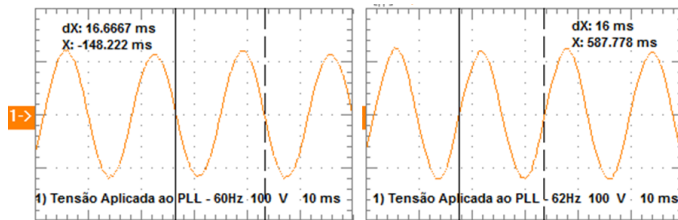


Fig. 7. Forma de onda da tensão utilizada como referência para sincronismo com variação de frequência.

Os resultados de simulação e práticos são apresentados nas Fig. 8 e 9, respectivamente. Em ambos os casos, os algoritmos apresentaram o mesmo comportamento, tanto no transitório quanto em regime permanente, validando a igualdade definida pelo modelo. O tempo de resposta ao degrau em simulação é de ~110ms. Na prática, devido a não observância do degrau de frequência, os PLLs apresentaram uma resposta dinâmica de ~300ms, convergindo para a frequência de 62Hz, após o distúrbio.

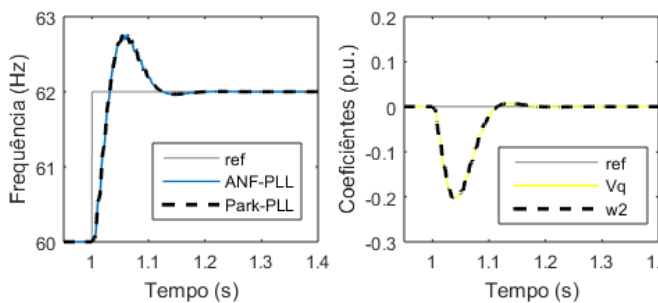


Fig. 8. Frequência e coeficientes do Park e ANF-PLL obtidos em simulação para variação de frequência.

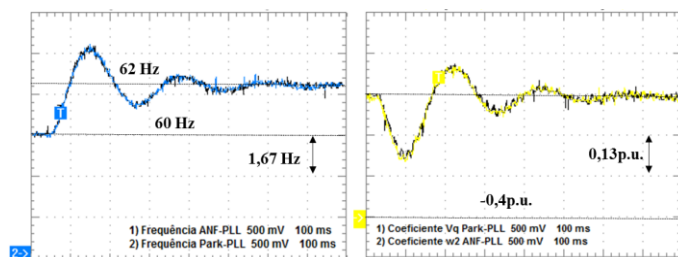


Fig. 9 Frequência e coeficientes do Park e ANF-PLL obtidos no DSP para variação de frequência.

C. Caso 3: Variação de fase

Neste cenário, o comportamento dos PLLs é avaliado para uma variação de 25° na fase da tensão da rede. Para implementação prática, um circuito resistivo/indutivo é inserido em série com a fonte de alimentação resultando em uma variação de fase de 25,5°. Além da variação na fase, o circuito resistivo/indutivo provocou uma variação na amplitude da tensão, utilizada como referência para os algoritmos de

sincronismo, variando de 115±25,5°V para 127±0°V, como apresentado na Fig. 10.

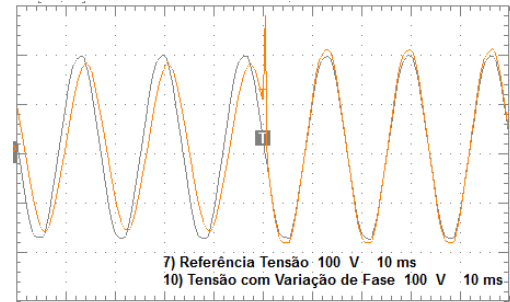


Fig. 10. Forma de onda da tensão utilizada como referência para sincronismo com variação de fase.

Na Fig. 11, após o distúrbio, realizado em simulação, os PLLs apresentaram um erro nulo em regime permanente e a mesma dinâmica (~150ms). O mesmo comportamento pode ser observado nos resultados práticos, apresentados na Fig.12.

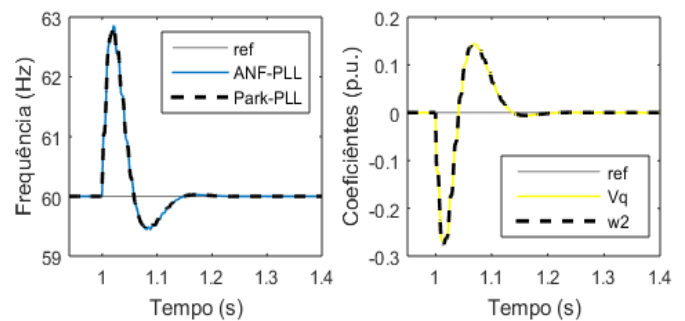


Fig. 11. Frequência e coeficientes do Park- e ANF-PLL obtidos em simulação para variação de fase.

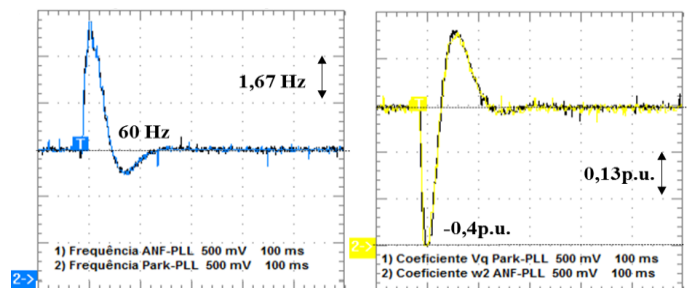


Fig. 12. Frequência e coeficientes do Park- e ANF-PLL obtidos no DSP para variação de frequência.

O tempo de processamento de cada algoritmo é avaliado e apresentado na TABELA III. O ANF-PLL se mostrou computacionalmente mais eficiente que Park-PLL. No trabalho de [19], o Park-PLL e ANF-PLL também são comparados em termos computacionais e o ANF-PLL apresentou maior tempo computacional. No entanto, segundo [37], o uso do algoritmo de adaptação LMS simplifica o processo de adaptação, reduzindo o tempo de processamento.

TABELA III  
TEMPO DE PROCESSAMENTO DOS PLLS.

Algoritmo de Sincronismo	Tempo de Processamento (µs)
Park-PLL	17,69
ANF-PLL	16,10

De forma a justificar o resultado do tempo de processamento dos PLLs, A TABELA IV apresenta o número de operações aritméticas e lógicas necessárias para implementação de cada PLL no DSP. Nota-se que o Park-PLL apresenta um número maior de operações em todos os casos, seja para adição, subtração, multiplicação, divisão e de funções trigonométricas.

TABELA IV  
NÚMERO DE OPERAÇÕES ARITMÉTICAS E LÓGICAS

Algoritmo de Sincronismo	Adição/Sub.	Mult./Divi.	Trigono.
Park-PLL	12	20	3
ANF-PLL	11	14	2

## V. CONCLUSÕES

Neste trabalho, foi apresentada uma comparação baseada na dedução de modelos linearizados para os algoritmos de sincronismo Park-PLL e ANF-PLL. Comprovou-se por meio da dedução do modelo do ANF-PLL, até então não encontrado na literatura, a similaridade entre esses algoritmos e pôde-se obter uma relação direta entre o passo de adaptação e a frequência de corte dos filtros passa-baixa. Essa relação foi comprovada ao avaliar a similaridade entre os resultados de simulação e práticos apresentados para sincronismo em condições de distorção harmônica, variação de frequência e variação de fase.

Entretanto, cabe ressaltar algumas limitações dos algoritmos implementados. Devido a um dos critérios adotados neste trabalho, o qual consiste na atenuação de -40dB na componente do 2º harmônico, a resposta dinâmica pode ser considerada lenta se comparada com outros trabalhos. No entanto, este critério foi adotado a fim de que os algoritmos apresentassem uma alta rejeição dos distúrbios. Uma melhor resposta dinâmica pode ser obtida flexibilizando este critério. Devido à adoção de diretrizes claras para projeto dos controladores, bem como do detector de fase, é possível recalcular com facilidade os ganhos, caso opte-se por mudar os critérios de desempenho.

## APÊNDICE A

Este apêndice apresenta as identidades trigonométricas dos senos e cossenos, utilizadas neste trabalho para simplificação das equações das funções de transferências das malhas de controle dos PLLs.

$$\begin{aligned} \cos(\hat{\omega}t) \cos(\omega t) &= \frac{1}{2} (\cos(\hat{\omega}t - \omega t) + \cos(\hat{\omega}t + \omega t)) \\ &\approx \frac{1}{2} \cos(\hat{\omega}t - \omega t) \end{aligned} \quad (\text{A.1})$$

$$\text{sen}^2(\hat{\omega}t) = \frac{1}{2} - \frac{1}{2} \cos(2\hat{\omega}t) \approx \frac{1}{2} \quad (\text{A.2})$$

$$\text{sen}(\hat{\omega}t) \cos(\hat{\omega}t) = \frac{1}{2} \text{sen}(2\hat{\omega}t) \approx 0 \quad (\text{A.3})$$

$$\begin{aligned} \text{sen}(\hat{\omega}t) \cos(\omega t) &= \frac{1}{2} (\text{sen}(\hat{\omega}t - \omega t) + \text{sen}(\hat{\omega}t + \omega t)) \\ &\approx \frac{1}{2} \text{sen}(\hat{\omega}t - \omega t) \end{aligned} \quad (\text{A.4})$$

$$\cos^2(\hat{\omega}t) = \frac{1}{2} + \frac{1}{2} \cos(2\hat{\omega}t) \approx \frac{1}{2} \quad (\text{A.5})$$

## REFERÊNCIAS

- [1] K. A. Soni, N. K. Jaiswal and M. A. Lokhandwala, "Phase Locked Loop for Single Phase Grid Synchronization," *2018 2nd International Conference on Trends in Electronics and Informatics (ICOEI)*, Tirunelveli, 2018, pp. 1058-1063.
- [2] S. S. Sorkhabi and A. Bakhshai. Microgrid control strategies and synchronization techniques during transition between grid-connected and stand-alone mode of operation. *IEEE International Telecommunications Energy Conference (INTELEC)*, pp. 1-5, 2015.
- [3] Q. Sun, J. M. Guerrero, T. Jing, J. C. Vasquez and R. Yang, "An Islanding Detection Method by Using Frequency Positive Feedback Based on FLL for Single-Phase Microgrid," in *IEEE Transactions on Smart Grid*, vol. 8, no. 4, pp. 1821-1830, July 2017.
- [4] H. Ahmed, S. Amamra and M. Bierhoff, "Frequency-Locked Loop-Based Estimation of Single-Phase Grid Voltage Parameters," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 66, no. 11, pp. 8856-8859, Nov. 2019.
- [5] X. He, H. Geng and G. Yang, "Reinvestigation of Single-Phase FLLs," in *IEEE Access*, vol. 7, pp. 13178-13188, 2019.
- [6] S. Golestan, J. M. Guerrero, F. Musavi and J. C. Vasquez, "Single-Phase Frequency-Locked Loops: A Comprehensive Review," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 34, no. 12, pp. 11791-11812, Dec. 2019.
- [7] M. Karimi-Ghartemani, S. A. Khajehoddin, P. K. Jain, A. Bakhshai and M. Mojiri, "Addressing DC Component in PLL and Notch Filter Algorithms," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 27, no. 1, pp. 78-86, Jan. 2012.
- [8] P. Rodríguez, A. Luna, I. Candela, R. Mujal, R. Teodorescu and F. Blaabjerg, "Multiresonant Frequency-Locked Loop for Grid Synchronization of Power Converters Under Distorted Grid Conditions," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 58, no. 1, pp. 127-138, Jan. 2011.
- [9] Y. Han, M. Luo, X. Zhao, J. M. Guerrero and L. Xu, "Comparative Performance Evaluation of Orthogonal-Signal-Generators-Based Single-Phase PLL Algorithms—A Survey," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 31, no. 5, pp. 3932-3944, May 2016.
- [10] S. Golestan, J. M. Guerrero and J. C. Vasquez, "Single-Phase PLLs: A Review of Recent Advances," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 32, no. 12, pp. 9013-9030, Dec. 2017.
- [11] S. Golestan, M. Ramezani, J. M. Guerrero, F. D. Freijedo and M. Monfared, "Moving Average Filter Based Phase-Locked Loops: Performance Analysis and Design Guidelines," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 29, no. 6, pp. 2750-2763, June 2014.
- [12] S. Golestan, M. Monfared, F. D. Freijedo and J. M. Guerrero, "Design and Tuning of a Modified Power-Based PLL for Single-Phase Grid-Connected Power Conditioning Systems," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 27, no. 8, pp. 3639-3650, Aug. 2012.
- [13] Y. Singh, I. Hussain, B. Singh and S. Mishra, "Real time implementation of EPLL with generalized filtering in single phase grid interfaced SPV system," *2016 IEEE Uttar Pradesh Section International Conference on Electrical, Computer and Electronics Engineering (UPCON)*, Varanasi, 2016, pp. 50-54.
- [14] S. Nayak et al., Advanced single-phase inverse park PLL with tuning of PI controller for improving stability of grid utility using soft computing technique. Online International Conf. on Green Engineering and Technologies (IC-GET), pp. 1-5, 2016.
- [15] S. Golestan, J. M. Guerrero, A. Abusorrah, M. M. Al-Hindawi and Y. Al-Turki, "An Adaptive Quadrature Signal Generation-Based Single-Phase Phase-Locked Loop for Grid-Connected Applications," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 64, no. 4, pp. 2848-2854, April 2017.
- [16] X. Q. Guo, W. Y. Wu and H. R. Gu, "Phase locked loop and synchronization methods for grid-interfaced converters: a review." *Przeglad Elektrotechniczny*, 87(4), 182-187, 2011.
- [17] T. A. Brasil, E. Watanabe and M. Aredes, Comparative study of single-phase PLLs based on PI controller design and a nonlinear fuzzy synchronism algorithm. 40th Annual Conf. of. IEEE Industrial Electronics Society, pp. 1318-1324, 2014.

- [18] M. J. Silva et al., Implementação e comparação de desempenho de algoritmos de sincronismo baseados em filtros adaptativos. 13th IEEE Int. Conf. on Ind. App., pp. 1685-1691, 2018.
- [19] R. M. S. Filho, P. F. Seixas and P. C. Cortizo, A comparative study of three-phase and single-phase PLL algorithms for grid-connected systems. In Proc. INDUSCON Conf. Rec, 2006.
- [20] S. Golestan, J. M. Guerrero and J. C. Vasquez, "Modeling and Stability Assessment of Single-Phase Grid Synchronization Techniques: Linear Time-Periodic Versus Linear Time-Invariant Frameworks," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 34, no. 1, pp. 20-27, Jan. 2019.
- [21] S. Golestan, J. M. Guerrero, J. C. Vasquez, A. M. Abusorrah and Y. Al-Turki, "Modeling, Tuning, and Performance Comparison of Second-Order-Generalized-Integrator-Based FLLs," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 33, no. 12, pp. 10229-10239, Dec. 2018.
- [22] S. Preitl and R. E. Precup. An extension of tuning relations after symmetrical optimum method for PI and PID controller. *Automatica*, pp. 1731-1736, 1999.
- [23] R. M. Santos Filho, P. F. Seixas, P. C. Cortizo, L. A. B. Torres and A. F. Souza, "Comparison of Three Single-Phase PLL Algorithms for UPS Applications," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 55, no. 8, pp. 2923-2932, Aug. 2008.
- [24] Hesam Khazraj, F. Faria da Silva, Claus Leth Bak, Saeed Golestan, Analysis and design of notch filter-based PLLs for grid-connected applications, *Electric Power Systems Research*, vol 147, pp. 62-69, 2017.
- [25] Samir Gautam, Yuezhu Lu, Waqas Hassan, Weidong Xiao, Dylan Dah-Chuan Lu, Single phase, "NTD PLL for fast dynamic response and operational robustness under abnormal grid condition", *Electric Power Systems Research*, vol 180, 2020.
- [26] A. G. de Souza, M. J. da Silva, S. C. Ferreira, W. S. Lacerda, e B. H. G. Barbosa, "Otimização TLBO para Ajuste de Parâmetros de Controle de um PLL Baseado na Referência Síncrona." *Anais da Sociedade Brasileira de Automática*, v. 1, n. 1, 2019.
- [27] S. Golestan and J. M. Guerrero, "Conventional Synchronous Reference Frame Phase-Locked Loop is an Adaptive Complex Filter," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 62, no. 3, pp. 1679-1682, March 2015.
- [28] Z. Xin, R. Zhao, P. Mattavelli, P. C. Loh and F. Blaabjerg, "Re-Investigation of Generalized Integrator Based Filters From a First-Order-System Perspective," in *IEEE Access*, vol. 4, pp. 7131-7144, 2016.
- [29] S. Golestan, M. Monfared, F. D. Freijedo and J. M. Guerrero, "Dynamics Assessment of Advanced Single-Phase PLL Structures," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 60, no. 6, pp. 2167-2177, June 2013.
- [30] T. A. Brasil, E. Watanabe and M. Aredes, Comparative study of single-phase PLLs based on PI controller design and a nonlinear fuzzy synchronism algorithm. 40th Annual Conf. of. IEEE Industrial Electronics Society, pp. 1318-1324, 2014.
- [31] S. Nayak et al., Advanced single-phase inverse park PLL with tuning of PI controller for improving stability of grid utility using soft computing technique. Online International Conf. on Green Engineering and Technologies (IC-GET), pp. 1-5, 2016.
- [32] B. Han and B. Bae, "Novel phase-locked loop using adaptive linear combiner," in *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 21, no. 1, pp. 513-514, Jan. 2006.
- [33] B. Widrow et al., Adaptive noise cancelling: Principles and applications. *Proceedings of the IEEE*, v.63, pp. 1692-1716, 1975.
- [34] S. A. Khan et al., A least mean square algorithm based single-phase grid voltage parameters estimation method. International Conference on Electrical, Computer and Communication Engineering (ECCE), pp. 1-5, 2019.
- [35] M. J. Silva et al., Implementação e comparação de desempenho de algoritmos de sincronismo baseados em filtros adaptativos. 13th IEEE Int. Conf. on Ind. App., pp. 1685-1691, 2018.
- [36] M. J. M. Spelta and W. A. Martins, Normalized LMS algorithm and data-selective strategies for adaptive graph signal estimation. *Signal Processing*, v.167, 2020.
- [37] R. R. Pereira et al., New strategies for application of adaptive filters in active power filters. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 47, no. 3, pp. 1136-1141, 2011.
- [38] S. C. Ferreira et al., Adaptive real-time power measurement based on IEEE standard 1459-2010. *IEEE Standard 1459-2010. Electric Power Components and Systems*, v. 43, pp. 1307-1317, 2015.
- [39] IEEE Standard for Interconnecting Distributed Resources with Electric Power Systems. *IEEE Std 1547a-2014 (Amendment to IEEE Std 1547-2003)*, pp.1-16, 2014.

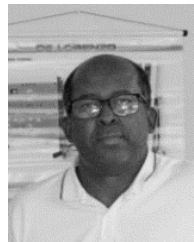


**Marielle Jordane da Silva** possui Mestrado em Engenharia de Sistemas e Automação pela Universidade Federal de Lavras, 2019. Graduação em Engenharia Elétrica pelo Instituto Federal de Educação, Ciência e Tecnologia de Minas Gerais, 2016. Técnico em Informática pelo Centro Federal de Educação Tecnológica de Minas Gerais, 2011. Atualmente é professora substituta do Departamento de Engenharia Mecatrônica do CEFET-MG, campus de Divinópolis.



**Sílvia Costa Ferreira** possui Doutorado (2016), Mestrado (2012) e Graduação em Engenharia Elétrica (2010) pela Universidade Federal de Itajubá. Atualmente é Professora da Universidade Federal de Lavras e tem experiência na área de Engenharia Elétrica, com ênfase em Eletrônica e Automação Industrial.

Atua principalmente nos seguintes temas: eletrônica de potência, sistemas de geração distribuída, filtros ativos, processamento digital de sinais, sistemas de controle, controle preditivo e filtros adaptativos.



**Joaquim Paulo da Silva** possui graduação em Engenharia Industrial Elétrica pela Universidade Federal de São João Del-Rei (1988), mestrado em Engenharia Elétrica pela Universidade Federal de Itajubá (1993) e doutorado em Engenharia Elétrica pela Universidade Federal de Minas Gerais (2001). Atualmente sou professor titular da Universidade Federal de Lavras. Tenho

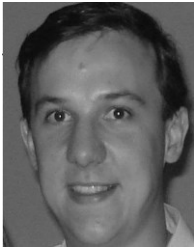
experiência na área de Engenharia Elétrica, com ênfase em Medição, Controle, Correção e Proteção de Sistemas Elétricos de Potência, atuando principalmente nos seguintes temas: Energias Renováveis, Eficiência Energética, adsorção, campo magnético, Rusk's theory, EMTP e carvão ativado. Em andamento tenho pesquisas dentro dos temas de: Energias Renováveis Fotovoltaicas, Eficiência Energética e Inovações em novos materiais. Como desafio, busco novos materiais para construção de películas fotovoltaicas. E, por consequência, painéis de custo mais reduzido e buscando a diminuição da dependência de importação desse tipo de material.



**Mariana Guimarães dos Santos** possui Graduação em Engenharia Elétrica pela Universidade Federal de São João Del-Rei (2008). Mestrado em Engenharia Elétrica pelo Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica - UFSJ/CEFET, na área de concentração: Sistemas Elétricos e Linha de Pesquisa: Eletromagnetismo Aplicado. Professora efetiva do Instituto

Federal de Ciência e Tecnologia de Minas Gerais (Campus

Formiga) na área de Máquinas Elétricas, Conversão de Energia, Eletromagnetismo e Instalações Elétricas



**André Luiz Paganotti** Possui Mestrado em Engenharia Elétrica pelo Centro Federal de Educação Tecnológica de Minas Gerais (2012). Graduação em Engenharia Industrial Elétrica pelo CEFET-MG (2010). Atuou como professor efetivo do departamento de Engenharia Elétrica do CEFET-MG,

Unidade Nepomuceno, e é aluno regular no Doutorado em Engenharia Elétrica da UFMG. Atualmente é professor do Departamento de Engenharia Mecatrônica do CEFET-MG, Unidade Divinópolis. Tem interesse por trabalhos de pesquisa relacionados ao eletromagnetismo aplicado tais como desenvolvimento de ferramentas computacionais para cálculo do campo elétrico de linhas de transmissão de configurações diversas e estudo de novas tecnologias de transmissão de energia elétrica. Membro do Grupo de Eletromagnetismo Aplicado (GEAP) do CEFET-MG.



**Leonardo Maia Barbosa** possui graduação em Engenharia da Computação pela Universidade Federal de Itajubá (2009). Mestrado em Engenharia da Computação pela Unicamp (2016). Profissional TI operando em vários setores incluindo Governança TI (CobIT 4.1), Provisão de

serviços (ITIL V3, ISO 20000), Segurança da Informação (ISO 27002) e Desenvolvimento de Software. +8 anos de experiência em ambientes de Tecnologia da Informação no ramo de Pesquisa e Desenvolvimento. Sólida experiência em infraestrutura TI, incluindo instalação e administração de servidores, projetos de redes de computadores, gerenciamento de sistemas, suporte aos usuários, desenvolvimento e controle de versão software e provisionamento de relatórios. Interessado em temas relacionados à Pesquisa e Desenvolvimento TI e implementações de novas soluções.