

IMPACTO DO PLL PARA ESTIMAÇÃO DE IMPEDÂNCIA DE REDE E AVALIAÇÃO DE ESTABILIDADE NO DOMÍNIO DQ EM SISTEMAS COM INVERSORES CONECTADOS

Diego O. Cardoso¹, Hugo M. T. C. Gomes¹, Filipe A. da C. Bahia¹, André P. N. Tahim¹, José R. Pinheiro^{1,2}, Fabiano F. Costa¹,

¹LABEFEA, Universidade Federal da Bahia (UFBA), Salvador – BA, Brasil

²GEPOC, Universidade Federal de Santa Maria (UFSM), Santa Maria – RS, Brasil

e-mail: diego.cardoso@ufba.br, hugo.cotrim@ufba.br, filipe.bahia@ufba.br, atahim@ufba.br, jrenes@gepoc.ufsm.br, fabiano.costa@ufba.br.

Resumo – Este artigo propõe uma técnica para estimação da matriz de impedância de rede vista por um inversor trifásico conectado à rede elétrica. Ela é baseada na injeção de perturbações binárias pseudo-aleatórias de corrente impostas pelo controle do inversor. As perturbações são injetadas nos referenciais dq sincronizados por uma malha de captura de fase (PLL), referente ao sistema de controle (CPLL). Utiliza-se outro PLL, exclusivamente para a estimação da matriz de impedância síncrona dq (EPLL). Por meio de análises no domínio da frequência, verifica-se que a estimação da impedância é afetada para frequências na banda passante (BP) do EPLL. Consequentemente, a BP deve ser projetada dentro de uma faixa de frequências menor do que aquelas de interesse para a estimação da matriz de impedância. O presente trabalho também aplica o critério generalizado de Nyquist (CGN) para avaliar a estabilidade do sistema. Conclui-se que a seleção equivocada da banda do EPLL pode levar a avaliações incorretas. Além disso, a banda do CPLL pode ser usada para produzir uma matriz de impedância do inversor que assegure maiores margens de estabilidade ao sistema. As discussões apresentadas neste artigo são apoiadas por simulações no *software* Simulink e por realizações dos controles em tempo real através de uma plataforma Typhoon.

Palavras-chave – Critério Generalizado de Nyquist, Estimação de Impedância de Rede, Inversor Conectado à Rede, Malhas de Captura de Fase, Matriz de Impedância DQ, Perturbações Binárias Pseudo-Aleatórias.

PLL EFFECT FOR GRID IMPEDANCE ESTIMATION AND STABILITY EVALUATION IN THE DQ DOMAIN FOR GRID-CONNECTED INVERTERS

Abstract – This paper proposes a technique for estimating the grid impedance matrix seen by a grid-connected three-phase inverter. It is based on binary pseudo-random current perturbations imposed by the inverter's control system. The perturbations are injected on dq frames synchronized by the control phase-locked

loop (CPLL). One applies an exclusive PLL to estimate the synchronous impedance matrix dq (EPLL). Using frequency domain analysis, one verifies that the impedance estimation is affected for frequencies over the EPLL bandwidth. Accordingly, this bandwidth must be set within a range of frequencies lower than those of interest for the impedance estimation. This work also applies the Generalized Nyquist Criterion (GNC) to evaluate the inverter stability. One concludes that a mistaken EPLL bandwidth can lead to wrong assessments regarding the system's stability. Moreover, the CPLL bandwidth can be used to tune the inverter's output matrix impedance to assure larger stability margins. The discussions are supported by simulations in Simulink and with control implementations in real-time with a Typhoon HIL platform.

Keywords – DQ-Frame Impedance Matrix, Generalized Nyquist Criterion, Grid Impedance Estimation, Grid-Connected Inverter, Phase-Locked Loops, Pseudo-Random Binary Perturbations.

I. INTRODUÇÃO

Com o crescente aumento da demanda de energia elétrica, escassez de combustíveis fósseis e diante de uma maior exigência para redução de fontes poluentes, a participação das fontes renováveis na geração de energia tem se consolidado na diversificação das matrizes energéticas em escala mundial. Nesta evolução, destacam-se as fontes fotovoltaicas [1], [2] e eólicas [3], especialmente na modalidade conectada à rede, formando os sistemas de geração distribuída (SGDs).

Nestes SGDs, a conexão com a rede elétrica é realizada com emprego do inversor [4], [5]. Este dispositivo é usualmente controlado no modo fonte de corrente [6], ou seja, injetando um valor de corrente imposto na referência do seu sistema de controle. O inversor também pode operar no modo fonte de tensão, para fornecer suporte de tensão no caso de uma formação de microrrede [7].

Os sistemas de controle dos inversores nos SGDs podem ser analisados no domínio da frequência, através de modelos de impedância ou admitância. Uma das vantagens desta abordagem é que a aferição de estabilidade não depende de conhecimentos detalhados dos parâmetros do inversor e da rede [8]. Essa estabilidade é garantida quando a razão entre a impedância de entrada da rede e a impedância de saída do

Manuscript received 11/01/2022; first revision 12/09/2022; accepted for publication 03/31/2023, by recommendation of Editor Telles Brunelli. <http://dx.doi.org/10.18618/REP.2023.2.0050>

inversor atende ao critério de estabilidade de Nyquist [9], [10]. No referencial síncrono dq , a estabilidade pode ser avaliada por meio da aplicação do CGN ao produto da matriz de impedância da rede e a matriz de admitância do inversor [11]–[14].

Um modelo analítico completo para as impedâncias de saída do inversor no domínio dq , Z_{o-dq} , considerando o efeito do CPLL e os controladores de corrente, foi apresentado em [12]. O modelo evidencia que a impedância Z_{o-qq} apresenta características de um resistor negativo, dentro da BP do CPLL, que pode afetar a estabilidade do sistema.

Já para a obtenção das impedâncias de rede, o uso de métodos de estimação *in situ*, com o inversor em operação, se torna uma boa alternativa, uma vez que o comportamento dessas impedâncias se altera no decorrer do tempo. Alguns trabalhos já abordaram este tema [15]–[21]. Neles, comprovou-se acurácia das estimativas, além da aplicabilidade da modelagem para aferição de estabilidade. No entanto, um ponto importante não foi considerado: a avaliação do EPLL, que pode alterar a resposta de frequência do sistema, dentro da sua BP e levar a diferentes conclusões na análise de estabilidade. Essa característica sugere a necessidade de utilização do EPLL com uma BP inferior à BP do CPLL, uma vez que, a avaliação do sistema dentro da BP do CPLL é importante para as conclusões de estabilidade. Geralmente, sob condições de rede equilibradas e na ausência de harmônicos, algoritmos de CPLL possuem desempenho adequado para BPs largas. Entretanto para tensões desequilibradas, a banda do CPLL precisa ser reduzida para a filtragem de harmônicos de segunda ordem. Esses harmônicos surgem da transformada de Park do PLL aplicada às tensões desequilibradas da rede, e não estão originalmente presentes nelas. Na literatura, PLLs com esta capacidade, baseados em pré-filtragem, ou filtragem no laço, usualmente respondem às distorções ou desequilíbrios de tensão em cerca de um período fundamental, correspondendo a uma BP de um ciclo [22]–[24]. Nesses casos, conclusões equivocadas sobre a estabilidade do sistema ainda podem ocorrer com a utilização dessa largura da BP para o EPLL.

Os trabalhos em [25], [26] avaliaram o efeito do EPLL nas impedâncias de saída do inversor e para cargas trifásicas, respectivamente. Eles mostraram que o EPLL deve ser projetado com uma BP menor do que a banda de interesse da impedância estimada. No entanto, o efeito do EPLL para a determinação da impedância da rede vista por um inversor trifásico conectado à rede elétrica não é discutido e nenhuma análise de estabilidade foi realizada.

Outro ponto importante na obtenção dessas impedâncias é o sinal de perturbação usado para as estimativas. A resposta ao impulso [27] e varreduras senoidais [28] são técnicas bastantes conhecidas. No que se refere ao método impulsivo, a desvantagem é a amplitude elevada do sinal de perturbação [29]. Já em relação às varreduras senoidais, o excessivo tempo da estimação é o grande inconveniente [10], [14], principalmente em aplicações nas quais o controle deva ser ajustado com o sistema em operação [30]. Uma técnica que pode contornar esses problemas é a injeção de perturbações de baixa amplitude, compostas de sequências binárias pseudo-aleatórias (PRBS, pela sigla em inglês) [25].

Nessa abordagem, utiliza-se um sinal binário periódico com um largo conteúdo espectral. Por sua periodicidade, é possível injetar vários períodos do PRBS, de modo a aumentar a relação sinal/ruído das respostas estimadas. Diferentes sinais PRBS têm sido abordados no estudo de identificação de impedância: *Maximum-Length Binary Sequence (MLBS)* [18], [31], *Orthogonal Pseudo-Random Sequences (OPRBS)* [19], [32] e *Discrete-Interval Binary Sequence (DIBS)* [16], [29]. Dentre esses sinais, a DIBS tem como vantagem a capacidade da maximização de energia do sinal em frequências harmônicas especificadas [10].

Dadas as discussões acima, as principais contribuições deste trabalho estão listadas a seguir:

- Propõe-se uma metodologia para a estimação das impedâncias síncronas dq de rede, usando sinais de perturbações DIBS;
- Analisa-se matematicamente o efeito do EPLL nas estimativas das impedâncias da rede elétrica;
- Estuda-se a estabilidade do sistema, baseado nas estimativas das impedâncias através do CGN.

As próximas seções estão organizadas da seguinte forma. A Seção II esboça o método de estimação para obtenção das impedâncias de rede, baseado na injeção de sequências binárias. A Seção III investiga a influência do EPLL na estimação de impedância da rede elétrica. Na Seção IV, abordam-se os conceitos de estabilidade baseada em impedância no referencial dq . A Seção V discute o projeto dos sinais PRBS. A seção VI apresenta os resultados simulados e experimentais. Finalmente, as conclusões são delineadas na Seção VII.

II. MÉTODO DE ESTIMAÇÃO DE IMPEDÂNCIA

Considera-se o inversor conectado à rede elétrica, apresentado na Figura 1. Assume-se que a tensão no link dc, V_{dc} , é constante. O inversor é conectado à rede por um filtro indutivo, com indutâncias $L_{a,b,c}$ e resistências $R_{a,b,c}$. As correntes i_{abc} e tensões v_{abc} são medidas no ponto de acoplamento comum (PAC). A rede elétrica é definida pelas impedâncias $Z_{g,a,b,c}$ e pela fonte de tensão trifásica $v_{g,a,b,c}$. O controle das correntes injetadas na rede é realizado no referencial dq , com auxílio de um CPLL, também implantado no referencial síncrono. As correntes i_{dq} e tensões v_{dq} são obtidas pela transformada de Park de i_{abc} e v_{abc} , respectivamente. As fases θ^c e θ^e referentes às tensões v_{abc} são definidas por diferentes PLLs. As correntes i_{dq}^{ref} são as referências das correntes dos eixos dq . O sistema de controle fornece referências d_{abc} ao inversor.

O método de estimação para as impedâncias de rede também é ilustrado na Figura 1 pelos blocos destacados em vermelho. Nela, observa-se que os sinais de perturbações PRBS são adicionados às referências de correntes i_{dq}^{ref} e aos sinais de ciclo de trabalho d_{qd} oriundos da saída dos controladores. A aplicação do PRBS em dois pontos garante a influência da perturbação dentro e fora da BP dos controladores [14]. O ganho k é usado para regular diferentes amplitudes do PRBS nas referências dos ciclos de trabalho.

Para a estimação das impedâncias são utilizadas as tensões

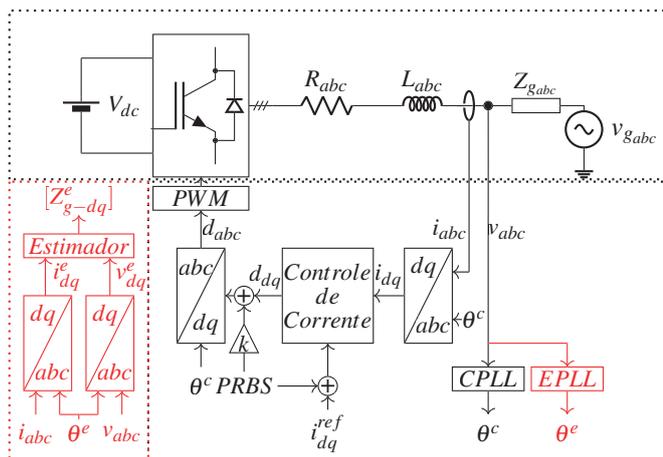


Fig. 1. Inversor conectado à rede elétrica, com controle por *feedback* de corrente.

e correntes dq no PAC. O ângulo para a transformada de Park é obtido pelo EPLL, exclusivamente empregado para este propósito. Ele possui uma BP menor do que a do CPLL. A necessidade desta banda menor é discutida na próxima seção. A transformada rápida de Fourier (FFT – *Fast Fourier Transform*) é aplicada às tensões e correntes dq medidas no PAC, resultando nas informações de magnitude e fase de cada tensão e corrente na frequência perturbada. Com base nas informações de magnitude e fase, é utilizado o algoritmo desenvolvido em [33] para estimar a matriz de impedância de rede \mathbf{Z}_{g-dq}^e . A síntese do algoritmo é resultado da avaliação do modelo de pequenos sinais da rede elétrica apresentado na Figura 2. Neste modelo, não são consideradas variações de pequenos sinais nas tensões da rede elétrica.

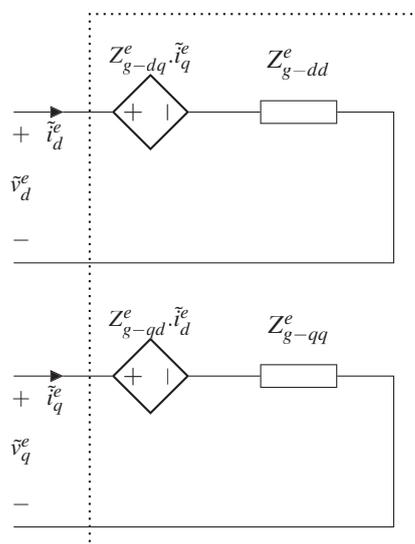


Fig. 2. Modelo de pequeno sinal no quadro dq aplicado à rede elétrica.

Para identificar todas as impedâncias do modelo apresentado na Figura 2, são necessárias quatro equações. Portanto, pelo menos duas perturbações independentes são necessárias. A primeira perturbação é feita em i_d^{ref} e d_d , resultando nos conjuntos de valores de tensões \tilde{V}_{d1}^e e \tilde{V}_{q1}^e e correntes \tilde{I}_{d1}^e e \tilde{I}_{q1}^e . Logo:

$$\begin{bmatrix} \tilde{V}_{d1}^e \\ \tilde{V}_{q1}^e \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_{g-dd}^e & Z_{g-dq}^e \\ Z_{g-qd}^e & Z_{g-qq}^e \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \tilde{I}_{d1}^e \\ \tilde{I}_{q1}^e \end{bmatrix}, \quad (1)$$

em que, o sobrescrito til denota uma variável de pequenos sinais e a representação da variável em letra maiúscula (com o til) indica sua resposta em frequência. Omite-se o til das impedâncias. A segunda perturbação é feita em i_q^{ref} e d_q , resultando nos conjuntos de valores de tensões \tilde{V}_{d2}^e e \tilde{V}_{q2}^e e correntes \tilde{I}_{d2}^e e \tilde{I}_{q2}^e . Logo:

$$\begin{bmatrix} \tilde{V}_{d2}^e \\ \tilde{V}_{q2}^e \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_{g-dd}^e & Z_{g-dq}^e \\ Z_{g-qd}^e & Z_{g-qq}^e \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \tilde{I}_{d2}^e \\ \tilde{I}_{q2}^e \end{bmatrix}. \quad (2)$$

Logo, por (1) e (2), a matriz de impedância de rede \mathbf{Z}_{g-dq}^e é obtida por:

$$\begin{aligned} \mathbf{Z}_{g-dq}^e &= \begin{bmatrix} Z_{g-dd}^e & Z_{g-dq}^e \\ Z_{g-qd}^e & Z_{g-qq}^e \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} \tilde{V}_{d1}^e & \tilde{V}_{d2}^e \\ \tilde{V}_{q1}^e & \tilde{V}_{q2}^e \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \tilde{I}_{d1}^e & \tilde{I}_{d2}^e \\ \tilde{I}_{q1}^e & \tilde{I}_{q2}^e \end{bmatrix}^{-1}. \end{aligned} \quad (3)$$

III. INFLUÊNCIA DO EPLL NA ESTIMAÇÃO DE IMPEDÂNCIA

A matriz de impedância \mathbf{Z}_{g-dq}^e é impactada pela dinâmica do EPLL. A razão é que o EPLL determina como as variáveis dq da rede elétrica se relacionam com as variáveis dq estimadas para propósito da medição da matriz. Para compreensão desta relação, considere a Figura 3. Nela, o EPLL é responsável pela sincronização dos eixos dq^e . Por sua vez, os eixos dq^s são referentes às variáveis do sistema elétrico e servem como referência para $\Delta\theta$, que é a diferença de fase entre os dois sistemas de eixos. Deve-se observar que em condições estacionárias os eixos dq^e e dq^s giram na mesma velocidade ω_1 , definida pela frequência fundamental de operação da rede elétrica.

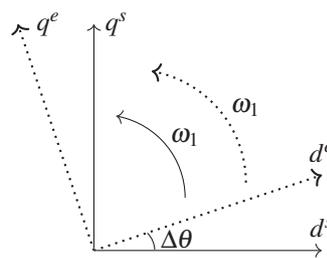


Fig. 3. Tensões dq do sistema e estimadas.

A relação entre as variáveis dq estimadas com a utilização do EPLL para sincronização e daquelas originárias da rede elétrica é fornecida por:

$$\mathbf{u}_{dq}^e = \mathbf{T}_{dq}(\theta^e) \cdot \mathbf{u}_{abc}^s, \quad (4)$$

em que, $\mathbf{u}_{dq}^e = [u_d^e \ u_q^e]^T$ é o vetor das variáveis dq que utilizam o EPLL e $\mathbf{u}_{abc}^s = [u_a^s \ u_b^s \ u_c^s]^T$ é o vetor das variáveis abc do sistema elétrico. Por sua vez, a relação entre as variáveis abc e dq do sistema elétrico é dada por:

$$\mathbf{u}_{abc}^s = \mathbf{T}_{dq}^T(\theta^s) \cdot \mathbf{u}_{dq}^s, \quad (5)$$

em que, $\mathbf{u}_{dq}^s = [u_d^s \ u_q^s]^T$ é o vetor das variáveis dq do sistema elétrico. \mathbf{T}_{dq} é a matriz de transformação das variáveis de fase abc para dq [25], dada por:

$$\mathbf{T}_{dq}(\theta) = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta + 2\pi/3) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - 2\pi/3) & -\sin(\theta + 2\pi/3) \end{bmatrix}. \quad (6)$$

Aplicando-se (5) em (4), tem-se:

$$\begin{aligned} \mathbf{u}_{dq}^e &= \mathbf{T}_{dq}(\theta^e) \cdot \mathbf{T}_{dq}^T(\theta^s) \cdot \mathbf{u}_{dq}^s, \\ &= \mathbf{T}(\Delta\theta) \cdot \mathbf{u}_{dq}^s, \end{aligned} \quad (7)$$

em que, $\mathbf{T}(\Delta\theta)$ é o produto de $\mathbf{T}_{dq}(\theta^e)$ e $\mathbf{T}_{dq}^T(\theta^s)$. Essa matriz é definida por:

$$\mathbf{T}(\Delta\theta) = \begin{bmatrix} \cos(\Delta\theta) & \sin(\Delta\theta) \\ -\sin(\Delta\theta) & \cos(\Delta\theta) \end{bmatrix}, \quad (8)$$

em que, $\Delta\theta = \theta^e - \theta^s$.

É importante mencionar que a variável \mathbf{u}_{dq} pode se referir a tensões, correntes, ou mesmo ciclos de trabalho no domínio síncrono dq .

Neste ponto, deseja-se encontrar uma relação linear entre as grandezas envolvidas em (7). Para tanto, considera-se a variação de pequenos sinais de cada grandeza:

$$\begin{cases} \mathbf{u}_{dq}^e = \mathbf{U}_{dq}^e + \tilde{\mathbf{u}}_{dq}^e \\ \mathbf{u}_{dq}^s = \mathbf{U}_{dq}^s + \tilde{\mathbf{u}}_{dq}^s \\ \Delta\theta = \Delta\Theta + \Delta\tilde{\theta}, \end{cases} \quad (9)$$

em que, novamente o sinal til sobrescrito indica variável de pequenos sinais e as variáveis em maiúsculo denotam os pontos de operação estacionários do sistema.

No ponto de operação em estado estacionário, $\Delta\Theta = 0$. Assim, $\Delta\theta = \Delta\tilde{\theta}$. No domínio da frequência, substituindo-se (9) em (7) e realizando-se algumas manipulações, obtém-se:

$$\tilde{\mathbf{U}}_{dq}^e(s) \approx \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \cdot \tilde{\mathbf{U}}_{dq}^s(s) + \begin{bmatrix} 0 & \Delta\tilde{\Theta}(s) \\ -\Delta\tilde{\Theta}(s) & 0 \end{bmatrix} \cdot \mathbf{U}_{dq}^s, \quad (10)$$

em que, $\tilde{\mathbf{U}}_{dq}^e(s) = \mathcal{L}\{\tilde{\mathbf{u}}_{dq}^e\}$, $\tilde{\mathbf{U}}_{dq}^s(s) = \mathcal{L}\{\tilde{\mathbf{u}}_{dq}^s\}$ e $\Delta\tilde{\Theta}(s) = \mathcal{L}\{\Delta\tilde{\theta}\}$.

Deseja-se relacionar as variáveis no referencial dq^e com as variáveis no referencial dq^s . Em (10), esta relação está estabelecida com a influência de $\Delta\tilde{\Theta}(s)$, que é determinado pelo modelo do EPLL mostrado na Figura 4. Dessa forma:

$$\Delta\tilde{\Theta}(s) = T_{pll}(s) \cdot \tilde{V}_q^e(s) \cdot \frac{1}{s}, \quad (11)$$

em que,

$$T_{pll}(s) = (k_{pll} + \frac{k_{ipll}}{s}). \quad (12)$$

Em (11), relaciona-se a fase $\Delta\tilde{\Theta}(s)$ com a tensão estimada $\tilde{V}_q^e(s)$. É conveniente relacionar esta fase às tensões no referencial dq da rede elétrica. Para tanto, considera-se (10) aplicada para as grandezas de tensão, ou seja $\tilde{\mathbf{U}}_{dq} = \tilde{\mathbf{V}}_{dq}$. Dessa forma, a segunda linha de (10) pode ser escrita como:

$$\tilde{V}_q^e(s) \approx \tilde{V}_q^s(s) - \Delta\tilde{\Theta}(s) \cdot V_d^s. \quad (13)$$

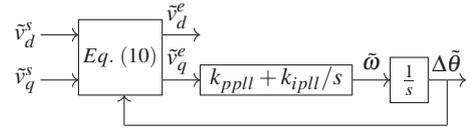


Fig. 4. Modelo do PLL de referencial síncrono (SRF-PLL) em pequenos sinais.

Substitui-se $\tilde{V}_q^e(s)$ de (13) em (11) para se chegar em:

$$\Delta\tilde{\Theta}(s) = G_{PLL}(s) \cdot \tilde{V}_q^s(s), \quad (14)$$

em que,

$$G_{PLL}(s) = \frac{T_{pll}(s)}{s + V_d^s \cdot T_{pll}(s)}. \quad (15)$$

Aplicando-se (14) em (10), obtém-se:

$$\tilde{\mathbf{U}}_{dq}^e(s) \approx \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \cdot \tilde{\mathbf{U}}_{dq}^s(s) + \begin{bmatrix} 0 & G_{PLL}(s) \cdot U_q^s \\ 0 & -G_{PLL}(s) \cdot U_d^s \end{bmatrix} \cdot \tilde{\mathbf{V}}_{dq}^s(s). \quad (16)$$

Em (16), relaciona-se de modo genérico quaisquer variáveis dq da rede elétrica com às estimadas para o referencial dq^e . No que se refere as tensões, essas relações são expressas por:

$$\begin{aligned} \tilde{\mathbf{V}}_{dq}^e(s) &\approx \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \cdot \tilde{\mathbf{V}}_{dq}^s(s) + \begin{bmatrix} 0 & G_{PLL}(s) \cdot V_q^s \\ 0 & -G_{PLL}(s) \cdot V_d^s \end{bmatrix} \cdot \tilde{\mathbf{V}}_{dq}^s(s) \\ &= \begin{bmatrix} 1 & G_{PLL}(s) \cdot V_q^s \\ 0 & 1 - G_{PLL}(s) \cdot V_d^s \end{bmatrix} \cdot \tilde{\mathbf{V}}_{dq}^s(s) \\ &= \mathbf{G}_{PLL}^v(s) \cdot \tilde{\mathbf{V}}_{dq}^s(s), \end{aligned} \quad (17)$$

em que,

$$\mathbf{G}_{PLL}^v(s) = \begin{bmatrix} 1 & G_{PLL}(s) \cdot V_q^s \\ 0 & 1 - G_{PLL}(s) \cdot V_d^s \end{bmatrix}. \quad (18)$$

No que se refere as correntes, as relações entre as variáveis síncronas da rede elétrica e as estimadas são:

$$\begin{aligned} \tilde{\mathbf{I}}_{dq}^e(s) &\approx \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \cdot \tilde{\mathbf{I}}_{dq}^s(s) + \begin{bmatrix} 0 & G_{PLL}(s) \cdot I_q^s \\ 0 & -G_{PLL}(s) \cdot I_d^s \end{bmatrix} \cdot \tilde{\mathbf{V}}_{dq}^s(s) \\ &= \tilde{\mathbf{I}}_{dq}^s(s) + \mathbf{G}_{PLL}^i(s) \cdot \tilde{\mathbf{V}}_{dq}^s(s), \end{aligned} \quad (19)$$

em que,

$$\mathbf{G}_{PLL}^i(s) = \begin{bmatrix} 0 & G_{PLL}(s) \cdot I_q^s \\ 0 & -G_{PLL}(s) \cdot I_d^s \end{bmatrix}. \quad (20)$$

Para a estimação de (3) são consideradas duas medições de tensões e correntes no PAC. A partir de (17) e (19) e assumindo que o sistema é inalterado durante as duas medições, a relação entre a matriz das impedâncias estimadas e a do sistema elétrico é apresentada em (21).

Por (21), verifica-se a influência do EPLL nos resultados de estimações das impedâncias. Essa influência é minimizada quando o EPLL é projetado com uma BP abaixo da menor frequência estimada. Essa análise pode ser melhor interpretada quando é analisado o efeito do EPLL em (18) e (20). Nota-se que (18) tende à matriz identidade e (20) à matriz nula, para frequências acima da BP do EPLL, fazendo com que a matriz de impedância estimada $\mathbf{Z}_{g-dq}^e(s)$ se aproxime da matriz real do sistema $\mathbf{Z}_{g-dq}^s(s)$.

$$\begin{aligned}
\mathbf{Z}_{g-dq}^e(s) &= \left[\mathbf{G}_{PLL}^v(s) \cdot \begin{pmatrix} \tilde{V}_{q1}^s(s) \\ \tilde{V}_{d1}^s(s) \end{pmatrix} \quad \mathbf{G}_{PLL}^v(s) \cdot \begin{pmatrix} \tilde{V}_{q2}^s(s) \\ \tilde{V}_{d2}^s(s) \end{pmatrix} \right] \cdot \left[\begin{pmatrix} \tilde{I}_{q1}^s(s) \\ \tilde{I}_{d1}^s(s) \end{pmatrix} + \mathbf{G}_{PLL}^i(s) \cdot \begin{pmatrix} \tilde{V}_{q1}^s(s) \\ \tilde{V}_{d1}^s(s) \end{pmatrix} \quad \begin{pmatrix} \tilde{I}_{q2}^s(s) \\ \tilde{I}_{d2}^s(s) \end{pmatrix} + \mathbf{G}_{PLL}^i(s) \cdot \begin{pmatrix} \tilde{V}_{q2}^s(s) \\ \tilde{V}_{d2}^s(s) \end{pmatrix} \right]^{-1} \\
&= \mathbf{G}_{PLL}^v(s) \cdot \begin{bmatrix} \tilde{V}_{q1}^s(s) & \tilde{V}_{d1}^s(s) \\ \tilde{V}_{q2}^s(s) & \tilde{V}_{d2}^s(s) \end{bmatrix} \cdot \left(\begin{bmatrix} \tilde{I}_{q1}^s(s) & \tilde{I}_{d1}^s(s) \\ \tilde{I}_{q2}^s(s) & \tilde{I}_{d2}^s(s) \end{bmatrix} + \mathbf{G}_{PLL}^i(s) \cdot \begin{bmatrix} \tilde{V}_{q1}^s(s) & \tilde{V}_{d1}^s(s) \\ \tilde{V}_{q2}^s(s) & \tilde{V}_{d2}^s(s) \end{bmatrix} \right)^{-1} \\
&= \mathbf{G}_{PLL}^v(s) \cdot \left(\mathbf{Z}_{g-dq}^s(s)^{-1} + \mathbf{G}_{PLL}^i(s) \right)^{-1}
\end{aligned} \tag{21}$$

IV. ESTABILIDADE BASEADA EM IMPEDÂNCIA

Um dos focos deste trabalho é fazer o estudo de estabilidade para o inversor conectado à rede elétrica, considerando-se (3). Para tanto, é importante conhecer a teoria de estabilidade baseada nos modelos de impedância. Nela, é comum usar o modelo dq de pequenos sinais para o sistema mostrado na Figura 1. Esse modelo pode ser representado utilizando os métodos de Thévenin e Norton, aplicados à rede e ao inversor, respectivamente [13]. Essa representação é mostrada na Figura 5. Neste circuito, $\tilde{\mathbf{I}}_{o-dq}$ e \mathbf{Z}_{o-dq} são um equivalente de Norton que representam um inversor conectado à rede elétrica. Já a rede elétrica é representada por um equivalente de Thevenin determinado pela impedância \mathbf{Z}_{g-dq}^e e pela fonte de tensão $\tilde{\mathbf{v}}_{g-dq}$. As tensões e correntes dq da rede no PAC são representadas por $\tilde{\mathbf{v}}_{dq}$ e $\tilde{\mathbf{i}}_{dq}$.

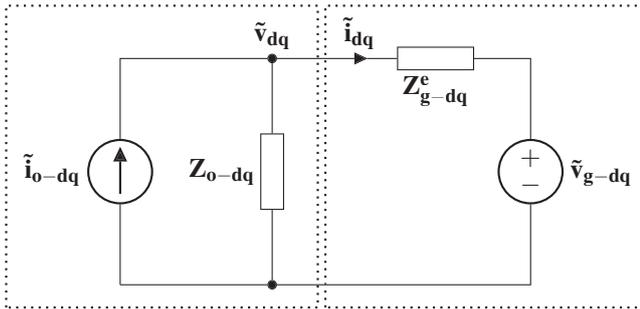


Fig. 5. Circuito equivalente para o sistema conectado (inversor operando no modo fonte de corrente).

Usando a abordagem descrita em [13], para o inversor operando no modo fonte de corrente, mostrado na Figura 5, a tensão no PCC é:

$$\begin{aligned}
\tilde{\mathbf{v}}_{dq}(s) &= \left(\mathbf{Z}_{o-dq}^{-1}(s) + (\mathbf{Z}_{g-dq}^e(s))^{-1} \right)^{-1} \cdot \tilde{\mathbf{I}}_{o-dq}(s) \\
&+ \mathbf{Z}_{o-dq}(s) \cdot \left(\mathbf{Z}_{o-dq}(s) + \mathbf{Z}_{g-dq}^e(s) \right)^{-1} \cdot \tilde{\mathbf{v}}_{g-dq}(s) \\
&= \left(\mathbf{I} + \mathbf{Z}_{o-dq}(s) \cdot (\mathbf{Z}_{g-dq}^e(s))^{-1} \right)^{-1} \cdot \mathbf{Z}_{o-dq}(s) \cdot \tilde{\mathbf{I}}_{o-dq}(s) \\
&+ \left(\mathbf{I} + \mathbf{Z}_{g-dq}^e(s) \cdot \mathbf{Z}_{o-dq}^{-1}(s) \right)^{-1} \cdot \tilde{\mathbf{v}}_{g-dq}(s) \\
&= \left(\mathbf{I} + \mathbf{L}_{1-dq}(s) \right)^{-1} \cdot \mathbf{Z}_{o-dq}(s) \cdot \tilde{\mathbf{I}}_{o-dq}(s) \\
&+ \left(\mathbf{I} + \mathbf{L}_{2-dq}(s) \right)^{-1} \cdot \tilde{\mathbf{v}}_{g-dq}(s).
\end{aligned} \tag{22}$$

Considerando-se que a rede é estável para uma carga ideal e o inversor é estável para uma rede ideal, a estabilidade do sistema pode ser avaliada aplicando o CGN [11]–[14], [34], [35] ou o critério inverso generalizado de Nyquist [9], [12], [35], [36] em $\mathbf{L}_{1-dq}(s)$ e $\mathbf{L}_{2-dq}(s)$ [13]. Como $\mathbf{L}_{1-dq}(s)$ é

a inversa de $\mathbf{L}_{2-dq}(s)$, os testes de estabilidade em ambas as matrizes são equivalentes [13]. Na prática, é suficiente aplicar o CGN para $\mathbf{L}_{2-dq}(s)$ [13], [14]. Dessa forma, o sistema mostrado na Figura 1 é estável em malha fechada se e somente se a soma líquida das circundações no sentido anti-horário em $(-1 + j0)$ pelo lugar dos autovalores de $\mathbf{L}_{2-dq}(s)$ for igual ao número total de pólos no semiplano direito (SPD) de $\mathbf{Z}_{g-dq}^e(s)$ e $\mathbf{Z}_{o-dq}^{-1}(s)$ [35]. Em [13] é justificada a inexistência de pólos de $\mathbf{Z}_{g-dq}^e(s)$ e $\mathbf{Z}_{o-dq}^{-1}(s)$ localizados no SPD. Dessa forma, para julgar a estabilidade do sistema, pode-se simplesmente descobrir se o lugar dos autovalores de $\mathbf{L}_{2-dq}(s)$ circunda o ponto crítico $(-1 + j0)$ [13].

Analogamente, a análise de estabilidade para a corrente $\tilde{\mathbf{i}}_{dq}$ retorna os mesmos resultados da avaliação de $\mathbf{L}_{2-dq}(s)$ [13].

V. SEQUÊNCIA BINÁRIA PSEUDO-ALEATÓRIA

O uso de um sinal de perturbação adequado é fundamental para a estimação da impedância da rede elétrica. Das principais opções de perturbação, os sinais PRBS são uma alternativa promissora, pois em comparação às perturbações senoidais, possuem baixas amplitudes e permitem que as impedâncias sejam estimadas em tempos consideravelmente reduzidos [25].

O MLBS é uma das classes mais usuais dos PRBS. Esses sinais são baseados em sequências de comprimento máximo, geradas por meio de um registrador de deslocamento, com realimentação realizada por meio de uma operação XOR (*Exclusive OR*). O máximo tamanho da sequência é definido como $L = 2^N - 1$, onde N é o número de células do registrador de deslocamento.

Na Figura 6 é possível observar um diagrama de um registrador com cinco células para geração de uma sequência de 31 *bits*. A frequência de geração desta sequência é a frequência de atualização dos *bits* em cada célula do registrador (frequência de *clock* do registrador) [32]. K_{MLBS} é a amplitude do MLBS. É importante notar que a sequência se repete após seu elemento 31.

A frequência de amostragem da sequência MLBS deve ser múltipla (pelo menos duas vezes) de sua frequência de geração f_{ger} para evitar efeitos de *aliasing* [18]. Essa frequência é definida pelo controlador ao qual se adiciona a perturbação.

A resolução de frequência do MLBS é calculada por $f_{res} = f_{ger}/L$. O espectro de potência do MLBS corresponde a função sinc^2 e a energia cai para zero na frequência de geração. Normalmente, a largura da banda de estimação é considerada até $0,45f_{ger}$ [18], [19]. De acordo com [29] a aplicação das sequências MLBS para as estimativas pode ser ineficiente para condições de redes fortes, onde se tem uma resposta de tensão reduzida à perturbação de corrente. Nessa condição, a energia

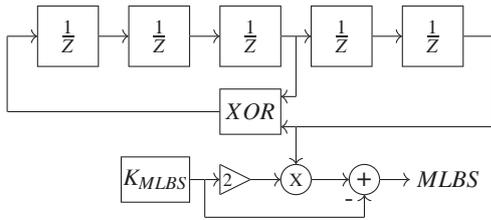


Fig. 6. Diagrama para geração de um MLBS de 32 bits.

da perturbação injetada precisa ser aumentada. Para isso, pode-se elevar a amplitude da injeção ou aplicar mais períodos dessa perturbação para reduzir os efeitos do ruído. Ambas as soluções podem ser difíceis na prática.

Um sinal que pode ser usado para superar as limitações do MLBS é a sequência DIBS. Essa sequência também faz parte da classe dos PRBS, conhecido como um sinal multifrequencial. Diferentemente do MLBS, cuja energia é distribuída sobre muitas frequências harmônicas, a geração do DIBS se dá por meio de um algoritmo de otimização, onde o objetivo é forçar o máximo de energia possível nas frequências harmônicas especificadas. Na otimização, busca-se encontrar uma sequência binária periódica cujos coeficientes de Fourier sejam o mais próximo possível dos coeficientes de Fourier desejados. A síntese do DIBS pode ser compreendida em [16].

Na Figura 7 é possível visualizar o MLBS e o DIBS no domínio da frequência. Ambas as sequências possuem a mesma amplitude no domínio do tempo. O MLBS possui 255 bits e o DIBS 256 bits. Os dois sinais foram gerados com a mesma frequência, 10 kHz. Para o DIBS foram especificados 32 harmônicos para maximização da energia. Como pode ser observado, a energia nos harmônicos especificados do DIBS é maior que a energia nos harmônicos correspondentes do MLBS. Também é observada a energia do sinal próximo a zero em torno da frequência de geração, confirmando a banda de frequência usual ($0,45f_{ger}$) para as estimativas.

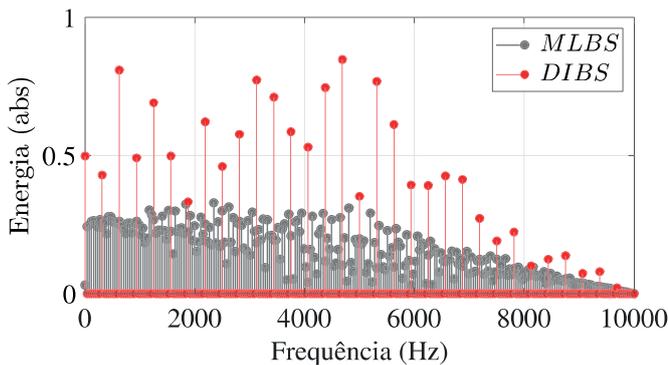


Fig. 7. MLBS e DIBS no domínio da frequência.

VI. RESULTADOS

Nesta seção, busca-se corroborar as discussões apresentadas nas seções anteriores. Para tanto, são apresentados resultados obtidos em simulações realizadas em ambiente Simulink e por experimentos com uma plataforma de emulação em tempo real da Typhoon HIL. Nesta plataforma, o estágio de potência do inversor conectado à rede é simulado em tempo real e os sinais de controle do inversor são recebidos de um microcontrolador que embarca o controlador.

A. Simulações em ambiente Simulink

1) *Estimação da impedância de rede:* No conjunto de simulações apresentadas aqui, deseja-se ilustrar o efeito da BP do EPLL na estimação da impedância da rede. Os parâmetros de simulações para a estimação dos modelos das impedâncias de rede são apresentados na Tabela I. Para o

TABELA I
Parâmetros do Sistema

Símbolo	Descrição	Valor
V_{dc}	Tensão do barramento CC do inversor	600 V
V_d^s	Tensão da rede de canal d	235 V
V_q^s	Tensão da rede de canal q	0 V
i_{dref}	Corrente de referência de canal d	10 A
i_{qref}	Corrente de referência de canal q	0 A
f	Frequência da rede	60 Hz
L	Indutor na saída do inversor	1,5 mH
R	Resistor na saída do inversor	100 mΩ
f_{sw}	Frequência de chaveamento	20 kHz
T_{del}	Atraso de tempo devido ao controle digital e PWM	$1,5T_{sw}$
k_{pi}	Ganho proporcional do controlador de corrente	0,037
k_{ii}	Ganho integral do controlador de corrente	51,83
k_{ppll}	Ganho proporcional do CPLL	0,5
k_{ipll}	Ganho integral do CPLL	314,79

caso desta simulação, o inversor alimenta uma rede RL. No PAC, entre o inversor e a rede, também se conecta uma carga capacitiva em paralelo com uma carga resistiva. Este tipo de simulação também foi proposto por [12]. De modo geral, este é um modelo que engloba os três tipos de cargas: indutiva, capacitiva e resistiva. Os parâmetros da rede e da carga são apresentados na Tabela II. O diagrama de fase do modelo adotado está desenhado na Figura 8.

TABELA II
Parâmetros de Z_g

Símbolo	Descrição	Valor
R_{carga}	Resistência da carga	10 Ω
C_{carga}	Capacitância da carga	250 μF
R_{rede}	Resistência da rede	100 mΩ
L_{rede}	Indutância da rede	2 mH

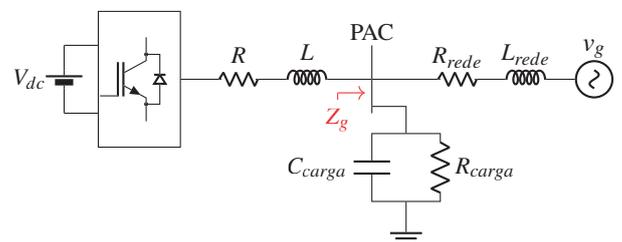


Fig. 8. Diagrama de fase para o inversor conectado à rede elétrica com impedância RL e carga R//C conectada ao PAC.

A expressão analítica para $Z_{g-dq}^s(s)$ em dq é construída através do procedimento apresentado em [37], de modo que a representação dos resistores no referencial dq é:

$$Z_{R-dq} = \begin{bmatrix} R_{carga} & 0 \\ 0 & R_{carga} \end{bmatrix}. \quad (23)$$

A representação dos capacitores é fornecida por:

$$\mathbf{Y}_{C-dq}(s) = \begin{bmatrix} C_{carga}s & -\omega C_{carga} \\ \omega C_{carga} & C_{carga}s \end{bmatrix}, \quad (24)$$

e a representação da rede é:

$$\mathbf{Z}_{rede-dq}(s) = \begin{bmatrix} L_{rede}s + R_{rede} & -\omega L_{rede} \\ \omega L_{rede} & L_{rede}s + R_{rede} \end{bmatrix}. \quad (25)$$

Logo, a impedância vista pelo inversor é:

$$\mathbf{Z}_{g-dq}^s(s) = \left((\mathbf{Z}_{rede}(s) + \mathbf{Z}_R)^{-1} + \mathbf{Y}_C(s) \right)^{-1}. \quad (26)$$

A estimação desta impedância foi realizada por meio dos sinais de perturbação DIBS com as especificações mostradas na Tabela III. As amplitudes das perturbações injetadas foram definidas em 5% dos valores nominais das referências dq de corrente e saída do controlador. Essa porcentagem para os valores das amplitudes das perturbações é considerada como o melhor compromisso entre a precisão da medição e os efeitos na qualidade da energia [32].

TABELA III
Parâmetros da Perturbação

Símbolo	Descrição	Valor
L	Comprimento da sequência	4096 bits
n_h	Número de harmônicos	185
f_a	Frequência de amostragem	20 kHz
f_g	Frequência de geração	10 kHz
n_{pex}	Número de períodos de excitação	12
A_{PRBS}	Amplitude de Excitação do PRBS	0,5 A
k	Ganho para o PRBS	0,07 A

Na determinação da banda de frequência de interesse para as estimativas das impedâncias da rede, dois aspectos foram considerados. O primeiro deles é que em estudos de estabilidade para inversores conectados à rede elétrica que ignoram o impacto do CPLL, as bandas de frequência de interesse são na ordem de centenas de Hz até unidades de kHz. Nessa faixa, interações dinâmicas, na forma de ressonâncias, entre o sistema de controle de corrente, o filtro de saída do inversor e a impedância de rede podem ocorrer, principalmente em casos de inversores LCL [38]–[41]. O segundo aspecto a ser ponderado é que o CPLL afeta o comportamento da impedância de saída do inversor em baixas frequências (da fundamental até centenas de Hz) [42]–[44]. Dessa forma, pode-se concluir que a estimativa da impedância na faixa entre unidades de Hz até unidades de kHz é adequada para a investigação de estabilidade proposta por esse trabalho. Logo, a banda de interesse foi definida entre 12,1 Hz, primeira frequência maximizada no projeto do DIBS, e 4,5 kHz, correspondente à largura de banda usual do DIBS.

Na Figura 9 é possível observar os resultados para a estimação das impedâncias síncronas dq da rede elétrica. Nela, além do traçado da impedância analítica descrita por (26) pelas linhas sólidas em cinza, desenham-se três curvas de impedâncias relacionadas a três diferentes BP do EPLL (1,9 Hz, 30,7 Hz e 61,4 Hz). Essas BP escolhidas foram limitadas à BP do CPLL (61,4 Hz), valor usualmente utilizado para os cenários que requerem CPLLs com BP reduzida. Essa BP do CPLL foi definida de modo a mostrar que mesmo

com uma BP estreita, o EPLL com essa BP pode alterar as conclusões de estabilidade. Foram escolhidas uma BP abaixo (1,9 Hz) e duas BP acima (30,7 Hz e 61,4 Hz) da menor frequência de interesse da impedância estimada (12,1 Hz). A curva em vermelho é a estimação das impedâncias usando o EPLL com BP igual à 1,9 Hz. Já as curvas em azul e preto são as estimações das impedâncias com a utilização do EPLL com BP igual à 30,7 Hz e 61,4 Hz, respectivamente. Nota-se que a utilização do EPLL com BP reduzida de 1,9 Hz permite que os resultados estimados sejam bem próximos aos dos modelos analíticos adotados. Já para os casos em que se utiliza o EPLL com BP superior a menor frequência de interesse, as estimações de Z_{g-qq}^e e Z_{g-qq}^e são alteradas dentro dessa BP.

2) *Análise de estabilidade:* Para a análise de estabilidade, considera-se a expressão analítica da impedância de saída dq do inversor:

$$\mathbf{Z}_{o-dq} = (\mathbf{Z}_{out}^{-1} + \mathbf{G}_{id}\mathbf{G}_{del}((-\mathbf{G}_{ci} + \mathbf{G}_{dei})\mathbf{G}_{PLL}^i + \mathbf{G}_{PLL}^d))^{-1} \cdot (\mathbf{I} + \mathbf{G}_{id}\mathbf{G}_{del}((\mathbf{G}_{ci} - \mathbf{G}_{dei}))), \quad (27)$$

em que, os termos são definidos em [12].

Na avaliação, consideraram-se dois cenários de simulações, conforme apresentado na Tabela IV. Em ambos os cenários os parâmetros da impedância de rede são os mesmos mostrados na Tabela II. O ponto de operação do sistema também é mantido e a impedância descrita em (27) é alterada apenas pela variação da BP do CPPL utilizado no controle. Esta variação ocorre com a alteração do parâmetro k_{ipll} , conforme mostrado na Tabela IV. Em [12] é mostrado que a impedância $Z_{o-qq}(s)$ de (27) apresenta característica de resistência negativa na BP do CPLL, o que pode levar o sistema a instabilidade.

TABELA IV
Parâmetros do CPLL para Análise de Estabilidade

Cenários	k_{ppll}	k_{ipll}	t(s)
Cenário 1	0,501	2046	0s - 0,15s
Cenário 2	0,501	1763	0,15s - 0,5s

Inicialmente, a aferição de estabilidade para ambos os cenários da Tabela IV é feita com a estimação de (3) usando o EPLL com BP de 1,9 Hz. A simulação é iniciada com o cenário 1 da Tabela IV. O diagrama de Nyquist para $\mathbf{L}_{2-dq}(s)$ pode ser observado na Figura 10 (a). Nele, um dos autovalores de $\mathbf{L}_{2-dq}(s)$ envolve o ponto crítico $(-1,0j)$, o que produz um sistema instável em malha fechada. Em $t = 0,15s$, a simulação é modificada para cenário 2. Neste cenário, o CPLL é ajustado para reduzir a largura de banda do resistor negativo de $Z_{o-qq}(s)$. Agora, observa-se na Figura 10 (b) que os caminhos dos autovalores da matriz $\mathbf{L}_{2-dq}(s)$ não mais envolvem o ponto crítico $(-1,0j)$, garantindo um sistema estável em malha fechada. As correntes injetadas pelo inversor com os dois cenários são mostradas pela Figura 11. Verifica-se que o sistema é instável na primeira parte da simulação, em que $k_{ipll} = 2046$ e se torna estável a partir de 0,15 s, em que $k_{ipll} = 1763$. Logo, comprova-se que a aferição de estabilidade com a utilização do EPLL de 1,9 Hz é condizente com os resultados simulados para as correntes injetadas.

Buscando-se analisar a influência do EPLL de maior BP na aferição da estabilidade, o cenário 2 da Tabela IV é escolhido

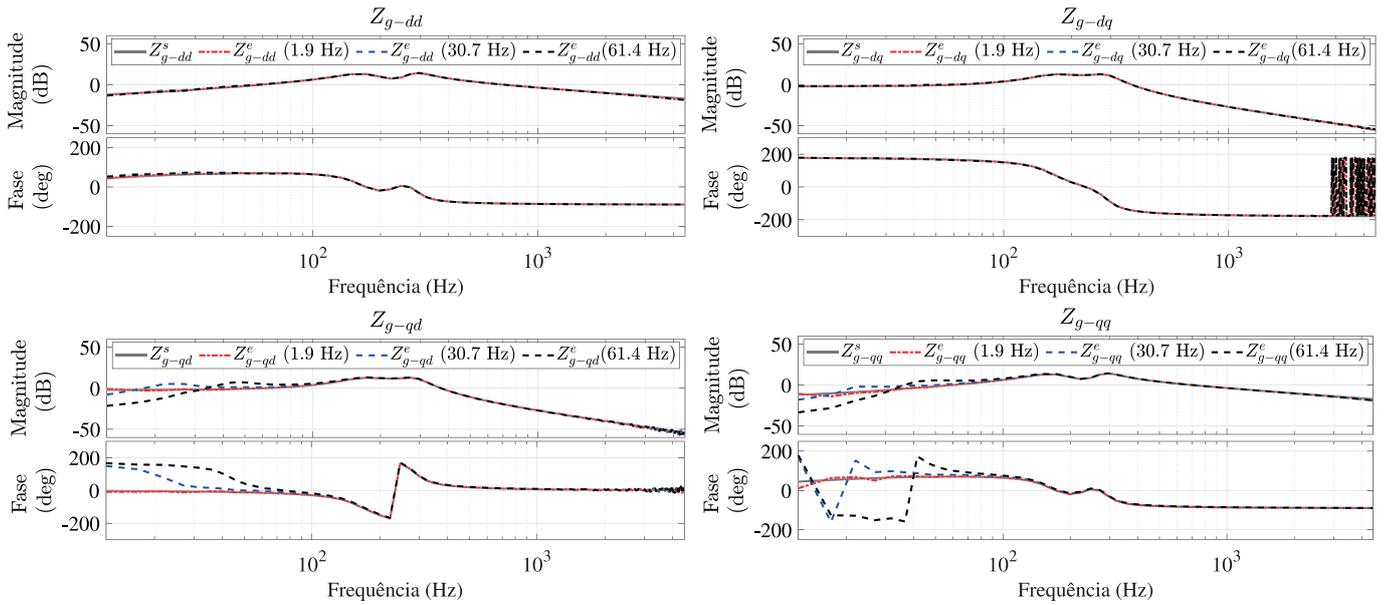


Fig. 9. Estimação da matriz de impedância com diferentes BP do EPLL.

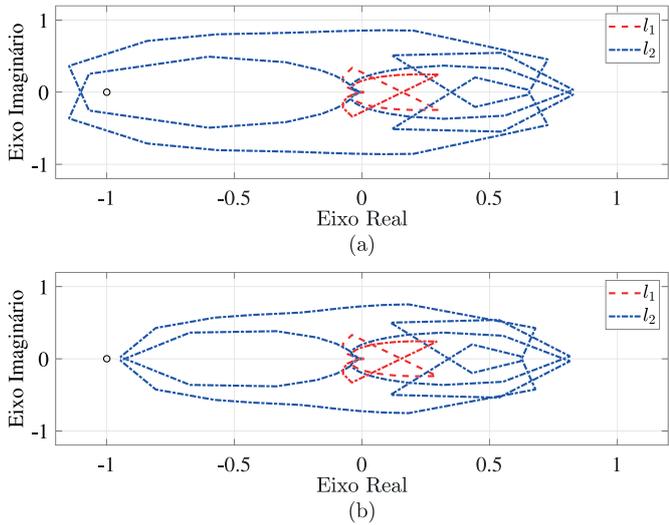


Fig. 10. CGN aplicado à $L_2-dq(s)$. (a) Cenário instável; (b) Cenário estável. (l_1 e l_2) são os autovalores de $L_2-dq(s)$.

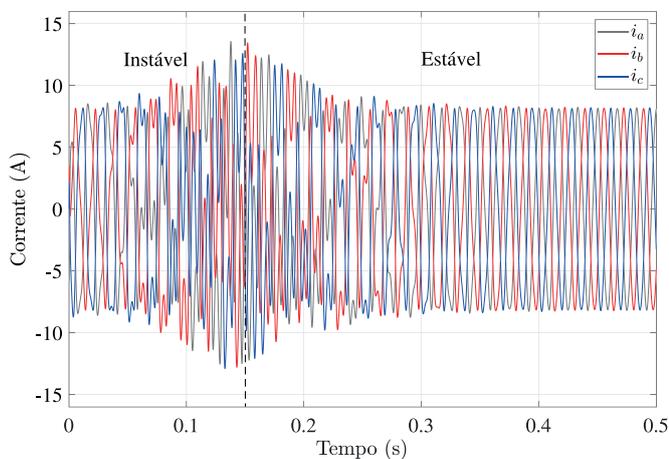


Fig. 11. Correntes injetadas pelo inversor no PAC para os Cenários 1 e 2.

para avaliação. Essa avaliação ocorre com (27) e as estimções de (3) usando o EPLL com BP igual à 30,7 Hz e 61,4 Hz. Observa-se na Figura 12 que para a BP de maior banda, o ponto crítico (0,-1) é circundado, o que indica uma conclusão equivocada de que o sistema é instável, conforme já mostrado na Figura 11. Dessa forma, chega-se a conclusão que a utilização de um EPLL de maior BP pode induzir erros nas estimativas de impedância da rede e que este fato, por sua vez, pode levar a conclusões erradas sobre a estabilidade do inversor conectado.

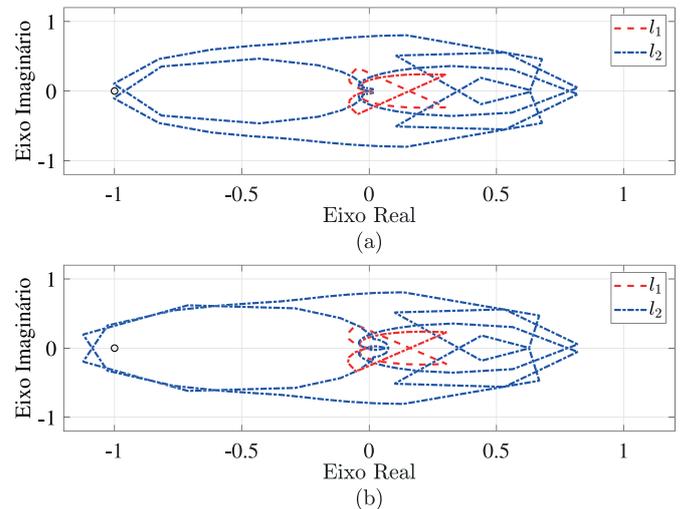


Fig. 12. CGN aplicado à $L_2-dq(s)$. (a) EPLL com BP igual à 30,7 Hz; (b) EPLL com BP igual à 61,4 Hz.

B. Verificação experimental

Os resultados obtidos por meio das simulações também são verificadas experimentalmente com a plataforma Typhoon HIL 402. O inversor conectado à rede elétrica foi configurado nesta plataforma e controlado pelo DSP TMS320F28335 da Texas Instruments.

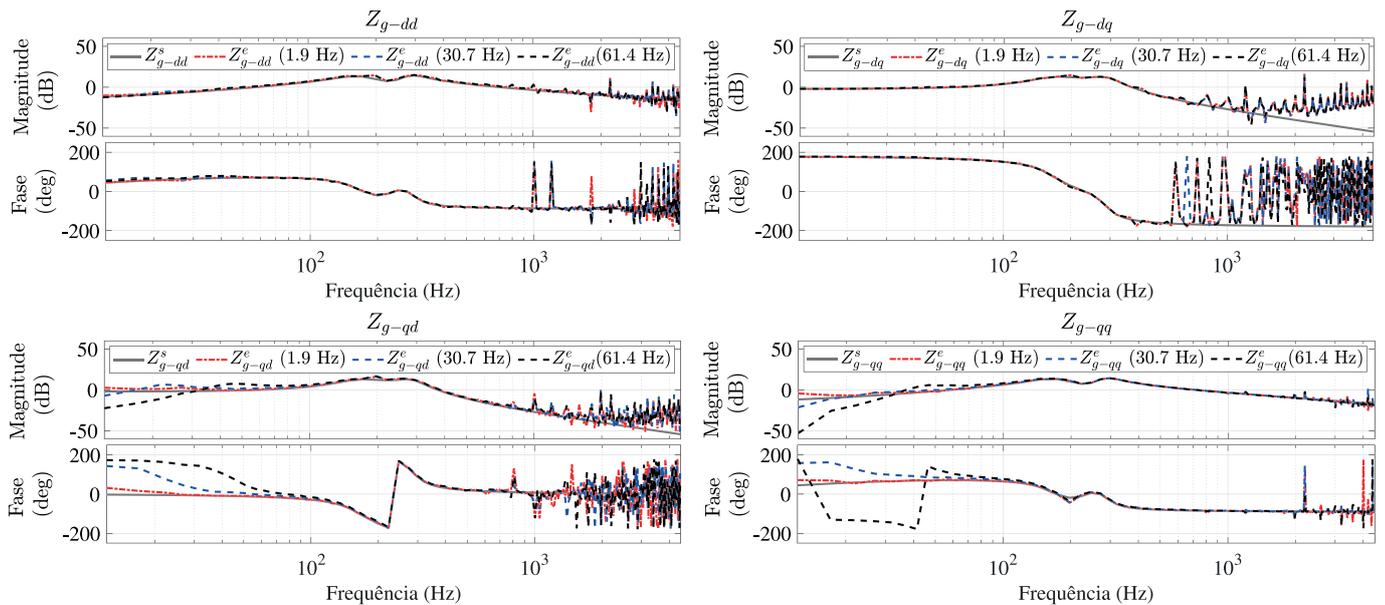


Fig. 13. Experimental – Estimação da matriz de impedância com diferentes BP do EPLL.

O DIBS foi previamente projetado por meio do algoritmo de otimização e carregado os valores no DSP. As injeções foram aplicadas nas referências dq das correntes e das fornecidas pelo controlador, conforme discutido na Seção II. Para cada injeção, as correntes e tensões trifásicas no PAC foram obtidas pelo DSP e transformadas em seus componentes d e q , usando o EPLL. Após as transformações, a FFT foi aplicada nas medições das correntes e tensões dq , de modo a estimar a matriz das impedâncias, apresentada em (3). Com a matriz estimada, fez-se o estudo de estabilidade.

Os resultados para a estimação das impedâncias síncronas dq da rede elétrica podem ser observados na Figura 13. Nos experimentos, utilizaram-se as mesmas BP definidas nas simulações. Como pode ser visto, assim como nas simulações, a utilização do EPLL com BP acima da menor frequência de interesse estimada faz com que os resultados obtidos se distanciem dos modelos analíticos dentro dessa BP do EPLL. Nestes resultados experimentais, observa-se que a estimativa da impedância em bandas elevadas sofre interferências, que não se notam nas simulações com o Simulink. Uma possível explicação para este fenômeno são as magnitudes muito baixas das impedâncias em frequências maiores que podem variar consideravelmente com níveis baixos de interferências.

Para mostrar a influência do EPLL na análise de estabilidade, são observados na Figura 14 os resultados dos diagramas de Nyquist para as estimções considerando o EPLL com BP igual à $1,9\text{Hz}$ e $61,4\text{Hz}$. Assim como nas simulações, também foi utilizado o cenário 2 da Tabela IV, onde o sistema é estável. Verifica-se novamente que a utilização do EPLL com BP acima das frequências estimadas pode resultar em conclusões errôneas sobre a estabilidade do sistema.

Já na Figura 15, são reproduzidos os resultados experimentais das correntes injetadas na rede com diferentes BP do CPLL. Foram utilizados os mesmos cenários mostrados na Tabela IV, onde o sistema é iniciado em uma configuração instável e em $t = 0,15\text{s}$ a BP do CPLL é reduzida de modo que

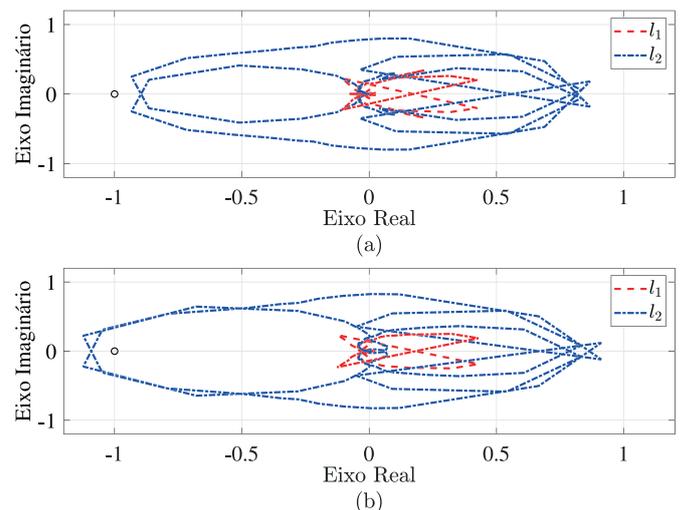


Fig. 14. Experimental- CGN aplicado à $L_2-dq(s)$. (a) EPLL com BP igual à $1,9\text{Hz}$; (b) EPLL com BP igual à $61,4\text{Hz}$.

o sistema se torna estável. Observa-se que esses resultados são semelhantes aos obtidos na Figura 11, evidenciando a coerência na análise de estabilidade com as estimções usando o EPLL com BP abaixo da menor frequência de interesse estimada.

VII. CONCLUSÃO

Neste artigo, desenvolveu-se uma técnica para a estimação da matriz de impedância síncrona dq de uma rede conectada a um inversor trifásico. Ela é baseada na injeção de perturbações binárias pseudo-aleatórias nas referências de corrente e nas impostas pelo sistema de controle. Analisou-se o efeito do EPLL usado para as estimções por meio de expressões matemáticas que relacionam as variáveis estimadas e as reais do sistema. Por meio dessas expressões, verificou-se que o aumento da BP desse EPLL pode causar divergências para as impedâncias estimadas em relação aos modelos

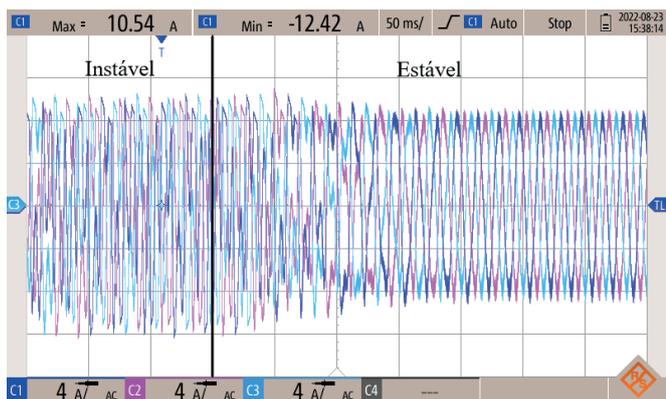


Fig. 15. Experimental- Correntes injetadas pelo inversor no PAC para os cenários 1 e 2.

analíticos. Para suprir esse efeito, observou-se a necessidade da utilização desse EPLL com uma BP inferior a menor frequência de interesse estimada. Nos resultados, obtidos por simulações e pela plataforma Typhoon HIL, evidenciou-se que as estimações com o EPLL com maior BP divergem dos modelos dentro dessa BP. A estabilidade do sistema conectado também foi avaliada. Concluiu-se que os erros induzidos pela utilização do EPLL de maior BP pode levar a aferições errôneas sobre a estabilidade.

AGRADECIMENTOS

Os autores agradecem o apoio financeiro da FAPESB e do CNPq por meio do projeto Universal nº 408758/2021-0.

REFERÊNCIAS

- [1] S. Kjaer, J. Pedersen, F. Blaabjerg, “A review of single-phase grid-connected inverters for photovoltaic modules”, *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 41, n. 5, pp. 1292–1306, Set.–Out. 2005, doi:10.1109/TIA.2005.853371.
- [2] L. L. Brighenti, A. L. Batschauer, M. Mezaroba, “Inversores comutados pela rede associados a um autotransformador multipulsos para a geração fotovoltaica”, *Revista Eletrônica de Potência*, vol. 21, n. 3, p. 200–211, Set. 2016, doi:10.18618/REP.2016.3.2602.
- [3] B. C. Rabelo, W. Hofmann, J. L. da Silva, R. G. de Oliveira, S. R. Silva, “Reactive power control in doubly-fed induction generators for wind turbines”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 56, n. 10, pp. 4154–4162, Out. 2009, doi:10.1109/TIE.2009.2028355.
- [4] L. S. Xavier, A. F. Cupertino, H. A. Pereira, V. F. Mendes, “Power control strategy for grid-connected inverters in stationary reference frame”, *Revista Eletrônica de Potência*, vol. 27, n. 2, pp. 129–138, Jun. 2022, doi:10.18618/REP.2022.2.0048.
- [5] P. C. Bolsi, E. O. Prado, A. F. Precht, J. M. Lenz, H. C. Sartori, J. R. Pinheiro, “Metodologia de projeto para minimização de volume do filtro LCL de conversores conectados à rede considerando tempo de vida do capacitor”, *Revista Eletrônica de Potência*, vol. 26, n. 4, pp. 399–408, Dez. 2022, doi:10.18618/REP.2021.4.0028.
- [6] F. Blaabjerg, R. Teodorescu, M. Liserre, A. V. Timbus, “Overview of Control and Grid Synchronization for Distributed Power Generation Systems”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 53, n. 5, pp. 1398–1409, Out. 2006, doi:10.1109/TIE.2006.881997.
- [7] J. Wang, N. C. P. Chang, X. Feng, A. Monti, “Design of a Generalized Control Algorithm for Parallel Inverters for Smooth Microgrid Transition Operation”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 62, n. 8, pp. 4900–4914, Ago. 2015, doi:10.1109/TIE.2015.2404317.
- [8] J. Sun, “Small-Signal Methods for AC Distributed Power Systems—A Review”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 24, n. 11, pp. 2545–2554, Nov. 2009, doi:10.1109/TPEL.2009.2029859.
- [9] J. Sun, “Impedance-Based Stability Criterion for Grid-Connected Inverters”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 26, n. 11, pp. 3075–3078, Nov. 2011, doi:10.1109/TPEL.2011.2136439.
- [10] Y. Han, M. Yang, H. Li, P. Yang, L. Xu, E. A. A. Coelho, J. M. Guerrero, “Modeling and Stability Analysis of LCL-Type Grid-Connected Inverters: A Comprehensive Overview”, *IEEE Access*, vol. 7, pp. 114975–115001, Ago. 2019, doi:10.1109/ACCESS.2019.2935806.
- [11] B. Wen, D. Boroyevich, R. Burgos, P. Mattavelli, Z. Shen, “Small-Signal Stability Analysis of Three-Phase AC Systems in the Presence of Constant Power Loads Based on Measured d-q Frame Impedances”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 30, n. 10, pp. 5952–5963, Out. 2015, doi:10.1109/TPEL.2014.2378731.
- [12] B. Wen, D. Boroyevich, R. Burgos, P. Mattavelli, Z. Shen, “Analysis of D-Q Small-Signal Impedance of Grid-Tied Inverters”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 31, n. 1, pp. 675–687, Jan. 2016, doi:10.1109/TPEL.2015.2398192.
- [13] B. Wen, D. Boroyevich, R. Burgos, P. Mattavelli, Z. Shen, “Inverse Nyquist Stability Criterion for Grid-Tied Inverters”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 32, n. 2, pp. 1548–1556, Fev. 2017, doi:10.1109/TPEL.2016.2545871.
- [14] A. Riccobono, M. Mirz, A. Monti, “Noninvasive Online Parametric Identification of Three-Phase AC Power Impedances to Assess the Stability of Grid-Tied Power Electronic Inverters in LV Networks”, *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 6, n. 2, pp. 629–647, Jun. 2018, doi:10.1109/JESTPE.2017.2783042.
- [15] T. Roinila, M. Vilkkko, J. Sun, “Broadband methods for online grid impedance measurement”, in *IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*, pp. 3003–3010, Out. 2013, doi:10.1109/ECCE.2013.6647093.
- [16] T. Roinila, M. Vilkkko, J. Sun, “Online Grid Impedance Measurement Using Discrete-Interval Binary Sequence Injection”, *IEEE Journal of*

Emerging and Selected Topics in Power Electronics, vol. 2, n. 4, pp. 985–993, Dez. 2014, doi: 10.1109/JESTPE.2014.2357494.

- [17] H. Alenius, R. Luhtala, T. Roinila, “Combination of Orthogonal Injections in Impedance Measurements of Grid-Connected Systems”, *IEEE Access*, vol. 8, pp. 178085–178096, Set. 2020, doi: 10.1109/ACCESS.2020.3026727.
- [18] R. Luhtala, T. Messo, T. Roinila, “Adaptive Control of Grid-Voltage Feedforward for Grid-Connected Inverters based on Real-Time Identification of Grid Impedance”, in *International Power Electronics Conference (IPEC-Niigata 2018 – ECCE Asia)*, pp. 547–554, Out. 2018, doi: 10.23919/IPEC.2018.8507736.
- [19] T. Roinila, T. Messo, E. Santi, “MIMO-Identification Techniques for Rapid Impedance-Based Stability Assessment of Three-Phase Systems in DQ Domain”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 33, n. 5, pp. 4015–4022, Mai. 2018, doi: 10.1109/TPEL.2017.2714581.
- [20] T. Messo, R. Luhtala, T. Roinila, D. Yang, X. Wang, F. Blaabjerg, “Real-time impedance-based stability assessment of grid converter interactions”, in *IEEE 18th Workshop on Control and Modeling for Power Electronics (COMPEL)*, pp. 1–8, Ago. 2017, doi: 10.1109/COMPEL.2017.8013384.
- [21] H. M. Gomes, L. L. Carralero, J. H. Suárez, A. P. Tahim, J. P. Renes, F. F. Costa, “Estimativa de impedância para suporte de estabilidade e qualidade de energia em inversores conectados à rede”, *Revista Eletrônica de Potência*, vol. 27, n. 2, pp. 165–176, Jun. 2022, doi:10.18618/REP.20113.212221.
- [22] P. Rodriguez, J. Pou, J. Bergas, J. I. Candela, R. P. Burgos, D. Boroyevich, “Decoupled Double Synchronous Reference Frame PLL for Power Converters Control”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 22, n. 2, pp. 584–592, Mar. 2007, doi: 10.1109/TPEL.2006.890000.
- [23] B. Liu, F. Zhuo, Y. Zhu, H. Yi, F. Wang, “A Three-Phase PLL Algorithm Based on Signal Reforming Under Distorted Grid Conditions”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 30, n. 9, pp. 5272–5283, Set. 2015, doi:10.1109/TPEL.2014.2366104.
- [24] S. Golestan, A. Akhavan, J. M. Guerrero, A. M. Abusorrah, M. J. Rawa, J. C. Vasquez, “In-Loop Filters and Prefilters in Phase-Locked Loop Systems: Equivalent or Different Solutions?”, *IEEE Industrial Electronics Magazine*, vol. 16, n. 3, pp. 23–35, Set. 2022, doi:10.1109/MIE.2021.3121652.
- [25] H. Gong, D. Yang, X. Wang, “Impact Analysis and Mitigation of Synchronization Dynamics for DQ Impedance Measurement”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 34, n. 9, pp. 8797–8807, Set. 2019, doi:10.1109/TPEL.2018.2886096.
- [26] Z. Shen, M. Jaksic, B. Zhou, P. Mattavelli, D. Boroyevich, J. Verhulst, M. Belkhat, “Analysis of Phase Locked Loop (PLL) influence on DQ impedance measurement in three-phase AC systems”, in *28th Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, pp. 939–945, Mai. 2013, doi: 10.1109/APEC.2013.6520326.
- [27] M. Céspedes, J. Sun, “Online grid impedance identification for adaptive control of grid-connected inverters”, in *IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, pp. 914–921, Nov. 2012, doi: 10.1109/ECCE.2012.6342721.
- [28] J. Jokipii, T. Messo, T. Suntio, “Simple method for measuring output impedance of a three-phase inverter in dq-domain”, in *International Power Electronics Conference (IPEC-Hiroshima 2014 – ECCE ASIA)*, pp. 1466–1470, Ago. 2014, doi: 10.1109/IPEC.2014.6869778.
- [29] T. Roinila, M. Vilkkö, J. Sun, “Online grid impedance measurement using discrete-interval binary sequence injection”, in *14th IEEE Workshop on Control and Modeling for Power Electronics (COMPEL)*, pp. 1–8, Out. 2013, doi:10.1109/COMPEL.2013.6626407.
- [30] T. Roinila, T. Messo, T. Suntio, M. Vilkkö, “Pseudo-random sequences in DQ-domain analysis of feedforward control in grid-connected inverters”, *IFAC-PapersOnLine*, vol. 48, n. 28, pp. 1301–1306, Dez. 2015, doi:10.1016/j.ifacol.2015.12.311.
- [31] R. Luhtala, T. Messo, T. Reinikka, J. Sihvo, T. Roinila, M. Vilkkö, “Adaptive control of grid-connected inverters based on real-time measurements of grid impedance: DQ-domain approach”, in *IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, pp. 69–75, Nov. 2017, doi:10.1109/ECCE.2017.8095763.
- [32] R. Luhtala, T. Roinila, T. Messo, “Implementation of Real-Time Impedance-Based Stability Assessment of Grid-Connected Systems Using MIMO-Identification Techniques”, *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 54, n. 5, pp. 5054–5063, Set.–Out. 2018, doi:10.1109/TIA.2018.2826998.
- [33] G. Francis, *An algorithm and system for measuring impedance in dq coordinates*, Tese de Doutorado, Virginia Tech, Jan. 2010.
- [34] A. G. MacFarlane, I. Postlethwaite, “The generalized Nyquist stability criterion and multivariable root loci”, *International Journal of Control*, vol. 25, n. 1, pp. 81–127, Jun. 1977, doi:10.1080/00207177708922217.
- [35] M. Belkhat, *Stability criteria for AC power systems with regulated loads*, Tese de Doutorado, Purdue University, Dez. 1997.
- [36] I. Postlethwaite, “A generalized inverse Nyquist stability criterion”, *International Journal of Control*, vol. 26, n. 3, pp. 325–340, Mar. 1977, doi: 10.1080/00207177708922313.
- [37] M. Schweizer, J. W. Kolar, “Shifting input filter resonances – An intelligent converter behavior for maintaining system stability”, in *International Power Electronics Conference – ECCE ASIA*, pp. 906–913, Ago. 2010, doi:10.1109/IPEC.2010.5543358.
- [38] J. Xu, B. Zhang, Q. Qian, X. Meng, S. Xie, “Robust control and design based on impedance-based stability criterion for improving stability and harmonics rejection of inverters in weak grid”, in

IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), pp. 3619–3624, Mai. 2017, doi: 10.1109/APEC.2017.7931218.

- [39] E. Ebrahimzadeh, F. Blaabjerg, X. Wang, C. L. Bak, “Harmonic Stability and Resonance Analysis in Large PMSG-Based Wind Power Plants”, *IEEE Transactions on Sustainable Energy*, vol. 9, n. 1, pp. 12–23, Jan. 2018, doi:10.1109/TSSTE.2017.2712098.
- [40] J. Xu, S. Xie, B. Zhang, Q. Qian, “Robust Grid Current Control With Impedance-Phase Shaping for LCL-Filtered Inverters in Weak and Distorted Grid”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 33, n. 12, pp. 10240–10250, Dez. 2018, doi: 10.1109/TPEL.2018.2808604.
- [41] L. Zhou, Y. Chen, A. Luo, J. M. Guerrero, X. Zhou, Z. Chen, W. Wu, “Robust two degrees-of-freedom single-current control strategy for LCL-type grid-connected DG system under grid-frequency fluctuation and grid-impedance variation”, *IET Power Electronics*, vol. 9, n. 14, pp. 2682–2691, Nov. 2016, doi: 10.1049/iet-pel.2016.0120.
- [42] X. Lin, Y. Wen, R. Yu, J. Yu, H. Wen, “Improved Weak Grids Synchronization Unit for Passivity Enhancement of Grid-Connected Inverter”, *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 10, n. 6, pp. 7084–7097, Dez. 2022, doi:10.1109/JESTPE.2022.3168655.
- [43] K. Wang, X. Yuan, H. Wang, S. Li, X. Wu, “Mitigation of subsynchronous resonance for grid-connected inverters in series-compensated weak power grids through observed q-axis grid voltage feedback”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 69, n. 10, pp. 10236–10248, Mai. 2022, doi: 10.1109/TIE.2022.3159948.
- [44] X. Wu, X. Li, X. Yuan, Y. Geng, “Grid harmonics suppression scheme for LCL-type grid-connected inverters based on output admittance revision”, *IEEE Transactions on Sustainable Energy*, vol. 6, n. 2, pp. 411–421, Abr. 2015, doi: 10.1109/TSSTE.2014.2384509.

DADOS BIOGRÁFICOS

Diego Oliveira Cardoso possui graduação em Engenharia Elétrica (2016) pela Universidade Federal de Sergipe (UFS). É mestre (2020) e doutorando em Engenharia Elétrica pela Universidade Federal da Bahia (UFBA). Seus atuais interesses de pesquisas estão relacionados ao controle e estabilidade de conversores baseados em eletrônica de potência. Atualmente, pesquisa técnicas de estimação online de impedância e avaliação de estabilidade dos conversores.

Hugo Matheus Teixeira Cotrim Gomes possui graduação em Engenharia Elétrica pelo Instituto Federal da Bahia, Brasil, em 2010, e o grau de Mestre em Engenharia Elétrica pela Universidade Federal da Bahia, Brasil, em 2016. Atualmente

é Doutorando pelo Laboratório de Eficiência Energética (LABEFEA). Seus temas de pesquisa incluem técnicas de controle em sistemas de geração distribuída, PLL, estimativa de impedância de rede e estudo de estabilidade.

Filipe Antônio da Costa Bahia possui graduação em Engenharia Elétrica (2013) pela Universidade Federal da Paraíba (UFPB). É mestre (2015) e doutor (2019) em Engenharia Elétrica pela Universidade Federal de Campina Grande (UFCG). Atualmente, é professor adjunto do Departamento de Engenharia Elétrica e de Computação (DEEC) da Universidade Federal da Bahia (UFBA). Suas áreas de interesse englobam conversores estáticos de potência, sistemas de geração de energias renováveis, sistemas de armazenamento de energia, sistemas de acionamento de máquinas elétricas e estratégias de modulação por largura de pulso (PWM). É membro do IEEE e da SOBRAEP.

André Pires Nóbrega Tahim possui graduação em Engenharia Elétrica pela Universidade Federal da Bahia (2004). Obteve o título de mestre em Engenharia Elétrica e Doutor em Engenharia de Automação e Sistemas pela Universidade Federal de Santa Catarina (2009 e 2015). Desde 2015 é membro do corpo docente de Engenharia Elétrica da Universidade Federal da Bahia (Brasil). Seus interesses de pesquisa atuais incluem modelagem e controle de sistemas de conversão de energia, análise de sistemas dinâmicos, sistemas de distribuição dc e eletrônica de potência para fontes de energia renováveis.

José Renes Pinheiro recebeu o grau de Eng Eletricista pela UFSM, e os graus de Mestre e Doutor em Engenharia Elétrica pela UFSC, em 1981, 1984, e 1994, respectivamente. É Prof. Titular (Voluntário) do DPEE da UFSM, onde atua desde 1985. Desde 2018, também atua como Prof. Titular Visitante no PPGEE da UFBA. Em 1987, foi um dos fundadores e líder do Grupo de Eletrônica de Potência e Controle (GEPOC). Entre 2006 e 2015 foi coord. do PPGEE da UFSM. Entre 2001 e 2002, realizou pós-doutorado no Center for Power Electronics Systems (CPES), Virginia Tech, EUA. Suas principais linhas de pesquisas e interesse incluem Projetos Otimizados de conversores estáticos, Sistemas Híbridos de conversão estática de energia, Conversão de Energia em Alta Frequência, Modelagem e Controle de Conversores Estáticos e Sistemas Distribuídos de Energia. É membro da SOBRAEP, da SBA, e das Sociedades PELS, IAS, IES e PES da IEEE.

Fabiano Fragoso Costa recebeu os títulos de graduação, mestrado e doutorado em Engenharia Elétrica pela Universidade de São Paulo, Universidade Federal da Paraíba e Universidade Federal de Campina Grande em 1997, 2001 e 2005 respectivamente. É Professor Associado no Departamento de Engenharia Elétrica da Universidade Federal da Bahia. Seus interesses de pesquisa são estabilidade e modelagem de conversores estáticos. É membro titular da Sociedade Brasileira de Eletrônica de Potência (SOBRAEP) e Membro Sênior do IEEE.