

# Um Estudo Comparativo de Controladores de Corrente Aplicados a Conversores Conectados à Rede Baseado em *Hardware-in-the-loop*<sup>\*</sup>

Lucas C. Borin<sup>\*</sup> Everson Mattos<sup>\*</sup> Caio R. D. Osório<sup>\*</sup>  
Gustavo G. Koch<sup>\*</sup> Vinicius F. Montagner<sup>\*</sup>

<sup>\*</sup> *Universidade Federal de Santa Maria, RS, Brasil, (e-mail: lukascielo@gmail.com).*

---

**Abstract:** This paper presents the execution of tests used for the comparison of three state feedback current controllers obtained from the linear quadratic regulator applied to grid-connected converters based on the control system implementation in Hardware-in-the-loop. The paper contribution is in the detailed description of three tests for the closed-loop control system validation, using a Hardware-in-the-loop to emulate the power portion of the converter, and a digital signal processor widely used in the literature for the real-time implementation of the digital control. The first test allows to conclude about the stability under variations in the grid impedance and also in real-time operation. The second test allows to conclude on the ability to tracking grid current references with phase and amplitude variations, providing a measure of the integral squared error. The third test allows to conclude on the ability to reject harmonics in the grid voltage in steady state, providing as a measure the total harmonic distortion of the grid currents and verifying the compliance of the harmonics with the limits of the IEEE 1547 Standard. The results consider grid voltage synchronization, implementation delay in the control signal, and the effect of vector modulation, presenting the grid-injected currents for each of the controllers in comparison, and the relevant metrics for the tests, indicating the feasibility of practical implementation of these controllers.

**Resumo:** Este artigo apresenta a execução de ensaios utilizados para a comparação de três controladores de corrente por realimentação de estados obtidos a partir do regulador linear quadrático aplicados a conversores conectados à rede baseada na implementação do sistema de controle em *Hardware-in-the-loop*. A contribuição do trabalho está na descrição detalhada de três ensaios para a validação do sistema de controle em malha fechada, utilizando um *Hardware-in-the-loop* para emular a parte de potência do conversor, e um processador digital de sinais largamente empregado na literatura para a implementação do controle digital em tempo real. O primeiro ensaio permite concluir sobre a estabilidade sob variações da impedância de rede e também em operação em tempo real. O segundo ensaio permite concluir sobre a capacidade de rastreamento de referências de corrente de rede com variações de fase e amplitude, fornecendo uma medida da integral do erro quadrático. O terceiro ensaio permite concluir sobre a capacidade de rejeição de harmônicas na tensão de rede em regime permanente, fornecendo como medida a distorção harmônica total das correntes de rede e verificando a conformidade das harmônicas com os limites da norma IEEE 1547. Os resultados consideram sincronismo com a tensão de rede, atraso na implementação dos sinais de controle e o efeito da modulação vetorial, apresentando a corrente injetada na rede para cada um dos controladores em comparação, e as métricas pertinentes aos ensaios, indicando a viabilidade de implementação prática destes controladores.

*Keywords:* Grid-connected converter, Hardware-in-the-loop, Linear quadratic regulator.

*Palavras-chaves:* Conversor conectado à rede, *Hardware-in-the-loop*, Regulador linear quadrático.

---

## 1. INTRODUÇÃO

Conversores conectados à rede (do inglês, *Grid-Connected Converters* - GCCs) são, atualmente, muito importantes no cenário de geração distribuída e de integração de fontes renováveis de energia. O controle de corrente destes conversores é fundamental para regular o fluxo de potência entre as fontes primárias e a rede elétrica, e permitem injetar correntes em conformidade com limites de conteúdo harmônico prescritos por normas técnicas de qualidade rigorosas, entre outras características (Blaabjerg et al., 2006; IEEE, 2018). Dentre as técnicas de controle de corrente linear com ganhos fixos aplicadas em GCCs, destacam-se o proporcional-integral (PI) (Dannehl et al., 2010; Bao et al., 2013), proporcional ressonante (PR) (Teodorescu et al., 2006) e por realimentação de estados (Pérez-Ibacache et al., 2018; Al-Durra and Errouissi, 2019).

A técnica de controle por realimentação de estados é atrativa do ponto de vista da obtenção de controladores ótimos, dispondo de várias ferramentas de projeto na literatura. Dentre estas ferramentas, destaca-se o regulador linear quadrático (do inglês, *Linear Quadratic Regulator* - LQR) (Dorato et al., 2000; Dorf and Bishop, 2011). Para aplicação dessa técnica, um vetor de ganhos fixos é obtido para um modelo linear nominal do sistema a partir da informação de pesos relacionados com as variáveis de estado do sistema e ao controle. Estes pesos são inseridos em matrizes hermitianas definidas positivas, e ganhos de controle ótimos são obtidos a partir de uma função que relaciona o somatório do erro e do sinal de controle. A escolha destes pesos é fundamental para o projeto do LQR, e a literatura propõe algumas técnicas para esta escolha (Bryson, 1975; Pérez-Ibacache et al., 2018; Maccari Jr et al., 2015)

Para o projeto destes controladores, é comum a utilização de modelos lineares simplificados da planta, como no caso de GCCs, por exemplo. Estes modelos possibilitam o projeto de controladores com ferramentas disponíveis em softwares matemáticos, mas demandam um estágio de validação após o projeto de controle, em um ambiente de validação do sistema em malha fechada em situações realistas, utilizando, por exemplo, sinal de controle implementado com modulação por largura de pulso (do inglês, *Pulse Width Modulation* - PWM), algoritmo de sincronismo com a rede, tempo morto no acionamento das chaves, e limitações na implementação digital do sinal de controle (Åström and Wittenmark, 1995; Holmes and Lipo, 2003; Cardoso et al., 2008). Neste cenário, simulações baseadas em *Hardware-in-the-loop* (HIL), em que a planta é emulada em tempo real em HIL, e o sistema de controle é implementado em processador do tipo DSP comercial, possibilitam a obtenção de resultados muito próximos aos obtidos na prática (Majstorovic et al., 2011). Além disso, as simulações em HIL permitem aperfeiçoar o sistema de controle, fornecendo simples e ágil modificação de parâmetros do sistema em teste, o que pode ser muito importante

\* O presente trabalho foi realizado com apoio da Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoal de Nível Superior - Brasil (CAPES/PROEX) - Código de Financiamento 001. Os autores também agradecem ao INCT-GD, CNPq (465640/2014-1, 309536/2018-9 e 166608/2020-3), CAPES (23038.000776/2017-54), FAPERGS (17/2551-0000517-1).

para a validação de controladores para GCCs operando com incertezas paramétricas na rede (Borin et al., 2022).

Este artigo tem como objetivo principal estabelecer uma comparação sistemática entre controladores obtidos por regulador linear quadrático discreto (do inglês, *Discrete Linear Quadratic Regulator* - DLQR) aplicados a GCCs com incertezas paramétricas. Para apresentar as análises comparativas, três controladores DLQRs são utilizados aqui, sendo o primeiro sintonizado a partir de LMIs para controle robusto utilizando a norma  $\mathcal{H}_2$  (Maccari Jr et al., 2015), o segundo sintonizado utilizando matrizes unitárias, e o terceiro usando a Regra de Bryson (Bryson, 1975). Três ensaios são realizados para a validação dos controladores em HIL, sendo eles: i) estabilidade em malha fechada frente variações paramétricas e também em operação em tempo real; ii) erro de rastreamento frente variações abruptas na referência de corrente, quantificadas pelo erro médio quadrático (do inglês, *Integral Squared Error* - ISE); iii) rejeição de distúrbios harmônicos provenientes da rede e o acordo com normas rigorosas de qualidade em termos de distorção harmônica total (do inglês, *Total Harmonic Distortion* - THD) e harmônicas individuais (IEEE, 2018). Os resultados em HIL obtidos por meio dos três ensaios supracitados são utilizados para atestar a viabilidade da implementação prática de controladores de corrente para GCCs frente incertezas paramétricas e distúrbios harmônicos provenientes da rede.

## 2. DESCRIÇÃO DO PROBLEMA

Esta seção objetiva a apresentação da modelagem do conversor e dos controladores de corrente utilizados neste trabalho. Um modelo linear em espaço de estados é utilizado para a obtenção dos controladores por realimentação de estados, que por sua vez são utilizados para o estudo comparativo baseado em HIL proposto aqui.

Considere os seguintes parâmetros: impedância do filtro do lado do conversor  $L_c = 1$  mH,  $r_c = 1$  m $\Omega$ , capacitor do filtro  $C_f = 62$   $\mu$ F, impedância do filtro do lado da rede  $L_{g1} = 0,3$  mH,  $r_g = 1$  m $\Omega$ , indutância incerta da rede  $[L_{g2}] \in [0, 1]$  mH, tensão da rede  $v_g = 127$  V<sub>RMS</sub>, 60 Hz, tensão do barramento  $V_{cc} = 400$  V, potência nominal  $P = 5,4$  kW, frequência de amostragem  $f_s = 20040$  Hz e frequência de chaveamento  $f_{sw} = 10020$  Hz. Para implementação dos controladores ressonantes, foram utilizados ressonantes nas frequências de 60, 180, 300 e 420 Hz, e fator de amortecimento  $\zeta = 0,0001$  para todos os ressonantes.

### 2.1 Modelagem do conversor

Para obter os controladores utilizados no estudo comparativo em HIL, primeiramente, um modelo linear em espaço de estados do conversor conectado à rede é descrito. Para isso, o sistema trifásico é transformado em dois sistemas monofásicos e desacoplados entre si, utilizando a transformada de Clarke (Duesterhoeft et al., 1951). Considerando que o sistema trifásico ilustrado na Figura 1 é equilibrado, o que implica dizer que a corrente de coordenada 0 é nula. Assim, uma representação em espaço de estados da planta com referencial em coordenadas estacionárias pode ser escrita como dois sistemas monofásicos desacoplados. Ademais, assumindo que  $L_{g2}$  é um parâmetro incerto cujos

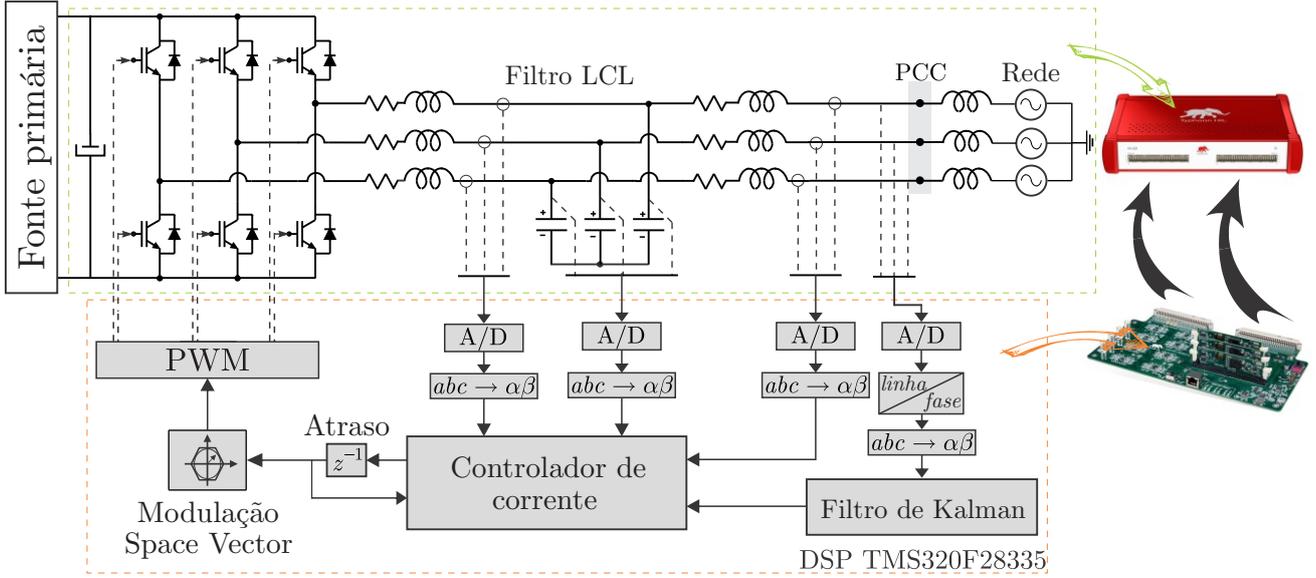


Figura 1. Esquemático completo do sistema de controle utilizado para as simulações em tempo real baseadas em HIL.

valores extremos são conhecidos, levando ao parâmetro intervalar  $L_g \in [L_{gmin}, L_{gmax}]$  (Liu et al., 2019), uma representação da planta, para o eixo- $\alpha$ , é dado por

$$\begin{aligned} \dot{\mathbf{x}}_\alpha &= \mathbf{A}(L_g)\mathbf{x}_\alpha + \mathbf{B}_u u_\alpha + \mathbf{B}_d(L_g)v_{g\alpha} \\ y_\alpha &= \mathbf{C}\mathbf{x}_\alpha \end{aligned} \quad (1)$$

com

$$\mathbf{A}(L_g) = \begin{bmatrix} -\frac{r_c}{L_g} & -\frac{1}{L_g} & 0 \\ \frac{1}{C_f} & 0 & -\frac{1}{C_f} \\ 0 & \frac{1}{L_g} & -\frac{r_g}{L_g} \end{bmatrix}, \mathbf{B}_u = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_g} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}, \mathbf{B}_d(L_g) = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ -\frac{1}{L_g} \end{bmatrix},$$

$$\mathbf{C} = [0 \ 0 \ 1], \mathbf{x}_\alpha = [i_{c\alpha} \ v_{c\alpha} \ i_{g\alpha}]^T, L_g = L_{g1} + L_{g2}$$

Neste modelo,  $i_{c\alpha}$  é a corrente no indutor do lado do conversor,  $v_{c\alpha}$  é a tensão sobre o capacitor,  $i_{g\alpha}$  é a corrente injetada na rede,  $u_\alpha$  é o sinal de controle e  $v_{g\alpha}$  é a tensão da rede, que aqui representa um distúrbio. Uma vez que um modelo idêntico a (1) pode ser utilizado para o eixo- $\beta$ , os subscritos  $\alpha$  e  $\beta$  serão suprimidos a partir deste ponto.

Para aplicar uma estratégia de controle digital, considere agora a discretização da planta com um período de amostragem suficientemente pequeno,  $T_s$ , e a inclusão de um estado adicional,  $\varphi$ , para representar o atraso de implementação do sinal de controle digital (Aström and Wittenmark, 1997).

Além disso, a partir do princípio do modelo interno, controladores ressonantes são incluídos a fim de rastrear referências senoidais e rejeitar distúrbios harmônicos (Francis, 1987). Estes controladores podem ser representados, no tempo contínuo, por

$$\begin{bmatrix} \dot{\xi}_r \\ \dot{\xi}_c \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -\omega_n^2 & -2\zeta\omega_n \end{bmatrix}}_{\mathbf{R}_c} \begin{bmatrix} \xi_c \\ \xi_r \end{bmatrix} + \underbrace{\begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix}}_{\mathbf{T}_c} e \quad (2)$$

em que  $\omega_n$  é a frequência ressonante e  $\zeta$  é o fator de amortecimento.

Um modelo em tempo discreto da representação dada em (2) pode ser escrito como (Ogata, 1995)

$$\boldsymbol{\xi}(k+1) = \mathbf{R}_d \boldsymbol{\xi}(k) + \mathbf{T}_d e(k), \quad e(k) = i_{ref}(k) - i_g(k) \quad (3)$$

com

$$\mathbf{R}_d = e^{\mathbf{R}_c T_s}, \quad \mathbf{T}_d = \int_0^{T_s} e^{\mathbf{R}_c \tau} \mathbf{T}_c d\tau \quad (4)$$

em que  $i_{ref}$  é a referência para a corrente da rede e a partir desta entrada, controladores ressonantes são incluídos pelo vetor de estado  $\boldsymbol{\xi}$ , com matriz dinâmica  $\mathbf{R}_d$  e vetor de entrada  $\mathbf{T}_d$  (ver, por exemplo, Maccari Jr et al. (2017), Seção III).

Generalizando (3) para os 4 controladores ressonantes utilizados nas frequências de 60, 180, 300 e 420 Hz, tem-se

$$\mathbf{R}_{dd} = \begin{bmatrix} \mathbf{R}_{d1} & \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{R}_{d3} & \mathbf{0} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{R}_{d5} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{R}_{d7} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{T}_{dd} = \begin{bmatrix} \mathbf{T}_{d1} \\ \mathbf{T}_{d3} \\ \mathbf{T}_{d5} \\ \mathbf{T}_{d7} \end{bmatrix} \quad (5)$$

Assim, um modelo aumentado que considera a conexão do controlador e planta pode ser escrito como (Maccari Jr et al., 2017)

$$\begin{aligned} \boldsymbol{\rho}(k+1) &= \mathbf{G}(L_g)\boldsymbol{\rho}(k) + \mathbf{H}_u u(k) + \mathbf{H}_d(L_g)v_g(k) + \mathbf{H}_r i_{ref}(k) \\ y(k) &= \mathbf{C}_d \boldsymbol{\rho}(k) = i_g(k) \end{aligned} \quad (6)$$

em que o sinal de saída  $y(k)$  é a corrente injetada na rede  $i_g(k)$ , com

$$\begin{aligned} \mathbf{G}(L_g) &= \begin{bmatrix} \mathbf{A}_d(L_g) & \mathbf{B}_{ud}(L_g) & \mathbf{0}_{3 \times 8} \\ \mathbf{0}_{1 \times 3} & \mathbf{0} & \mathbf{0}_{1 \times 8} \\ -\mathbf{T}_{dd8 \times 1} \mathbf{C} & \mathbf{0}_{8 \times 1} & \mathbf{R}_{dd8 \times 8} \end{bmatrix}, \\ \mathbf{H}_u &= \begin{bmatrix} \mathbf{0}_{3 \times 1} \\ 1 \\ \mathbf{0}_{8 \times 1} \end{bmatrix}, \mathbf{H}_d(L_g) = \begin{bmatrix} \mathbf{B}_{dd}(L_g) \\ \mathbf{0} \\ \mathbf{0}_{8 \times 1} \end{bmatrix}, \mathbf{H}_r = \begin{bmatrix} \mathbf{0}_{3 \times 1} \\ 0 \\ \mathbf{T}_{dd8 \times 1} \end{bmatrix}, \\ \boldsymbol{\rho}(k) &= [\mathbf{x}(k) \ \varphi(k) \ \boldsymbol{\xi}(k)]^T, \mathbf{C}_d = [\mathbf{C} \ \mathbf{0} \ \mathbf{0}_{1 \times 8}] \end{aligned}$$

As matrizes  $\mathbf{A}_d(L_g)$ ,  $\mathbf{B}_{ud}(L_g)$  e  $\mathbf{B}_{dd}(L_g)$  são obtidas a partir do sistema em (1), que é discretizado para os valores extremos de  $L_g$ , utilizando

$$\mathbf{A}_d(L_g) = e^{\mathbf{A}(L_g)T_s}, \quad \mathbf{B}_{ud}(L_g) = \int_0^{T_s} e^{\mathbf{A}(L_g)\tau} \mathbf{B}_u d\tau, \quad (7)$$

$$\mathbf{B}_{dd}(L_g) = \int_0^{T_s} e^{\mathbf{A}(L_g)\tau} \mathbf{B}_d(L_g) d\tau$$

A formulação em espaço de estados apresentada permite o uso imediato de lei de controle por realimentação de estados, dada aqui por

$$u(k) = \mathbf{K}\boldsymbol{\rho}(k) = [\mathbf{K}_x \quad K_\varphi \quad \mathbf{K}_\xi] \begin{bmatrix} \mathbf{x}(k) \\ \varphi(k) \\ \boldsymbol{\xi}(k) \end{bmatrix} \quad (8)$$

em que  $\mathbf{K}$  é o vetor de ganhos de controle com 12 elementos.

O sistema em malha fechada com este controlador (i.e.,  $\mathbf{G}_{mf}(L_g) = \mathbf{G}(L_g) + \mathbf{H}_u\mathbf{K}$ ) pode ser expresso por

$$\boldsymbol{\rho}(k+1) = \mathbf{G}_{mf}(L_g)\boldsymbol{\rho}(k) + \mathbf{H}_d(L_g)v_g(k) + \mathbf{H}_r i_{ref}(k)$$

$$y(k) = \mathbf{C}_d\boldsymbol{\rho}(k) \quad (9)$$

## 2.2 Projeto dos controladores de corrente

O vetor de ganhos de controle  $\mathbf{K}$  é obtido aqui utilizando um DLQR. Para isso, os ganhos de realimentação de estados são calculados de forma a minimizar a função

$$J = \sum_{n=1}^{\infty} \boldsymbol{\rho}(k)^T \mathbf{Q}\boldsymbol{\rho}(k) + u(k)^T \mathbf{R}u(k) \quad (10)$$

em que as matrizes  $\mathbf{Q}$  e  $\mathbf{R}$  são matrizes hermitianas definidas positivas.

Os ganhos que otimizam a função (10) são dados por

$$\mathbf{K} = \mathbf{R}^{-1}(\mathbf{H}_u^T \mathbf{S}) \quad (11)$$

sendo  $\mathbf{S}$  a solução em regime permanente da equação de Riccati no tempo discreto (Stengel, 1994), dada por

$$\mathbf{S} = \mathbf{G}^T \mathbf{S} \mathbf{G} - (\mathbf{G}^T \mathbf{S} \mathbf{H}_u)(\mathbf{R} + \mathbf{H}_u^T \mathbf{S} \mathbf{H}_u)^{-1}(\mathbf{H}_u^T \mathbf{S} \mathbf{G}) + \mathbf{Q} \quad (12)$$

A solução desta equação pode ser obtida de forma computacionalmente eficiente utilizando, por exemplo, a função *dlqr*, do MATLAB.

Para realizar o estudo comparativo proposto neste trabalho, três controladores DLQR são utilizados. O primeiro controlador, denominado controlador  $\mathbf{K}_1$ , é o DLQR robusto apresentado no trabalho em Maccari Jr et al. (2015). Neste, as matrizes do DLQR são obtidas por meio da utilização de LMIs de síntese de controladores baseada na norma  $\mathcal{H}_2$ . Para mais informações sobre o projeto deste controlador, veja Maccari Jr et al. (2015), Seção III.

O segundo DLQR empregado neste trabalho, denominado controlador  $\mathbf{K}_2$ , é um DLQR obtido utilizando planta nominal considerando  $L_g = 0,5$  mH, por ser o valor médio do domínio de incertezas paramétricas, e, por simplicidade, matrizes de ponderação unitárias, sendo

$$\mathbf{Q} = \text{diag} [1 \ 1 \ 1 \ 1 \ 1 \ 1 \ 1 \ 1 \ 1 \ 1 \ 1 \ 1] \quad (13)$$

$$\mathbf{R} = 1$$

O terceiro controlador utilizado aqui é um DLQR obtido utilizando o valor de planta nominal  $L_g = 0,5$  mH, e matrizes de ponderação definidas por meio da Regra de

Bryson (ver, por exemplo, Bryson (1975)). Neste trabalho, estas matrizes foram definidas como

$$\mathbf{Q} = \text{diag} \left[ \begin{array}{cccccc} \frac{1}{20^2} & \frac{1}{200^2} & \frac{1}{20^2} & \frac{1}{200^2} & \frac{1}{1000^2} & \frac{1}{1000^2} & \dots \\ \frac{1}{500^2} & \frac{1}{500^2} & \frac{1}{500^2} & \frac{1}{500^2} & \frac{1}{500^2} & \frac{1}{500^2} \end{array} \right], \quad \mathbf{R} = \frac{1}{200^2} \quad (14)$$

Os controladores DLQR utilizados são dados abaixo.

$$\mathbf{K}_1 = \begin{bmatrix} -13,778 & -2,964 & -2,248 & -0,621 & \dots \\ 78,928 & -77,961 & 28,765 & -28,012 & \dots \\ 18,682 & -18,772 & 11,472 & -12,258 & \dots \end{bmatrix} \quad (15)$$

$$\mathbf{K}_2 = \begin{bmatrix} -5,695 & -0,575 & -1,951 & -0,271 & \dots \\ 38,326 & -37,831 & 13,964 & -13,570 & \dots \\ 9,261 & -9,274 & 5,938 & -6,277 & \dots \end{bmatrix} \quad (16)$$

$$\mathbf{K}_3 = \begin{bmatrix} -8,281 & -0,397 & -1,029 & -0,402 & \dots \\ 8,421 & -8,422 & 5,210 & -5,320 & \dots \\ 2,450 & -2,657 & 0,954 & -1,237 & \dots \end{bmatrix} \quad (17)$$

A Figura 2 apresenta os autovalores do sistema em malha fechada com os ganhos  $\mathbf{K}_1$ ,  $\mathbf{K}_2$  e  $\mathbf{K}_3$ , respectivamente, considerando 1000 pontos igualmente espaçados no intervalo entre  $L_{gmin}$  e  $L_{gmax}$ , em que se pode observar que todos os autovalores estão contidos dentro do círculo de raio unitário, indicando a estabilidade do sistema em malha fechada para todo o intervalo de incertezas em  $L_g$ .

Finalmente, é importante observar aqui que, este trabalho trata de um estudo comparativo de controladores de corrente para GCCs. Neste sentido, as análises apresentadas são focadas nas simulações em *Hardware-in-the-loop* utilizadas na validação dos controladores. Por fim, vale ressaltar que as simulações apresentadas também são válidas para a implementação de outros controladores de corrente, como, por exemplo, controladores proporcional-integral (Dannehl et al., 2010; Bao et al., 2013) e proporcional ressonante (Teodorescu et al., 2006).

## 3. SIMULAÇÃO BASEADA EM HIL

Simulações em tempo real baseadas em *Hardware-in-the-loop* são importantes pois permitem reproduzir, com alta fidelidade, os resultados obtidos em protótipo (Majstorovic et al., 2011). Além disso, estas simulações têm a vantagem de permitir a fácil alteração dos parâmetros do filtro e da rede, fornecendo uma ferramenta poderosa para avaliação do desempenho e estabilidade do sistema sob diferentes condições de operação (Borin et al., 2022). Aqui, o conversor é simulado em tempo real, utilizando a plataforma HIL 404 e a placa de interface u-grid 2.0, ambas da Typhoon HIL. O controlador é implementado no processador de sinais digitais (DSP) TMS320F28335, da Texas Instruments. As correntes são capturadas com um osciloscópio, sendo a conexão entre DSP, osciloscópio e HIL realizada pela placa de interface.

O esquema de simulação completo utilizado aqui é apresentado na Figura 1. Nesta figura, pode-se observar que o esquemático do conversor conectado à rede é simulado na plataforma HIL 404. O sistema de controle é implementado no DSP da Texas Instruments, que possui em sua implementação conversores analógico-digitais (Åström and Wittenmark, 1995), transformações de referências (Duesterhoeft et al., 1951), um algoritmo de sincronização com

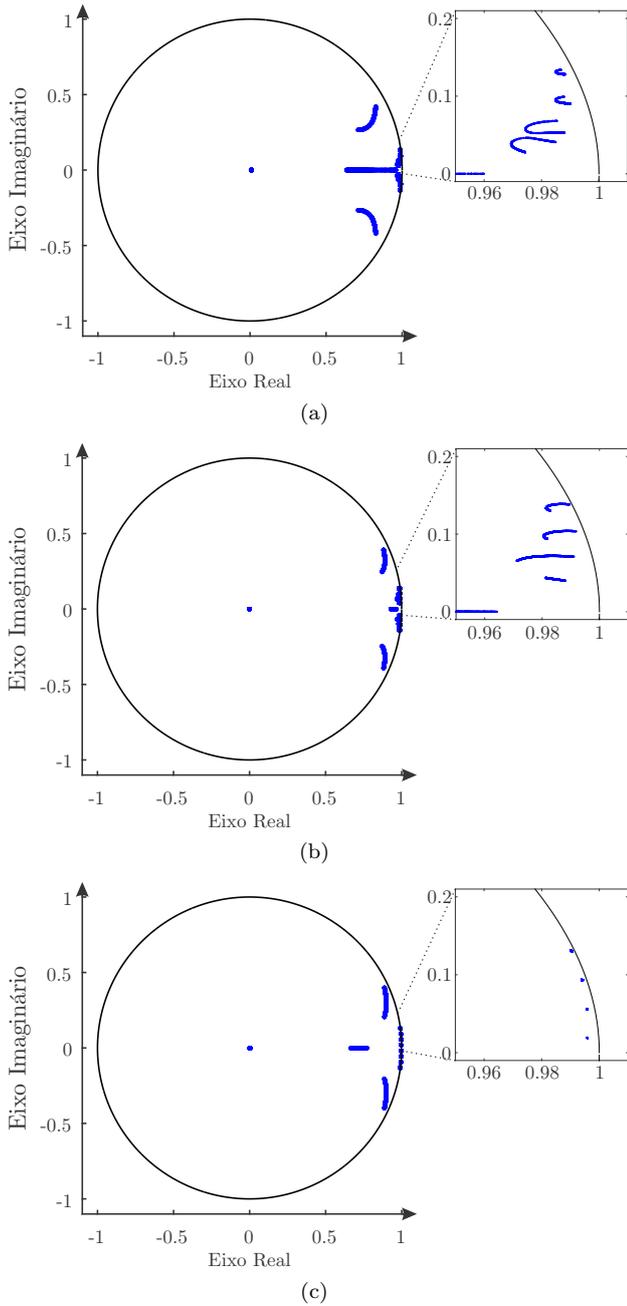


Figura 2. Autovalores do sistema em malha fechada, considerando: (a)  $\mathbf{K}_1$ ; (b)  $\mathbf{K}_2$ ; (c)  $\mathbf{K}_3$ .

a rede (Cardoso et al., 2008), o controlador de corrente, o atraso de implementação e a modulação (Holmes and Lipo, 2003).

Para validar um controlador de corrente para GCCs operando sobre incertezas paramétricas na indutância da rede, este trabalho propõe a utilização de três ensaios em HIL, descritos a seguir.

*Ensaio 01 - Estabilidade:* Simulação do sistema em malha fechada considerando tensões de rede sem distorção harmônica, em que transitórios que simulam a conexão e desconexão de outros GCCs no ponto de conexão comum são impostos, variando assim o valor da indutância da rede, a fim de observar a estabilidade do sistema frente a variações paramétricas em  $L_g$ . Neste trabalho, este ensaio

segue o padrão apresentado na Figura 3 (a), detalhado para o eixo- $\alpha$ . Após as variações supracitadas, o sistema é simulado por cerca de 60 s, o que representa cerca de 3600 ciclos de rede operando em tempo real, para atestar que o sistema em malha fechada é estável.

*Ensaio 02 - Rastreamento de referência:* Simulação do sistema em malha fechada considerando tensões de rede sem distorção, em que quatro variações são impostas para a corrente de referência, conforme ilustrado na Figura 3 (b) para o eixo- $\alpha$ , representando, respectivamente, a partida do sistema injetando potência reativa capacitiva na rede, a variação de potência reativa capacitiva para indutiva, a variação de potência reativa para ativa, e, por fim, a variação de amplitude até a potência nominal. Esta simulação é realizada considerando ambos os valores extremos de  $L_g$ , e o valor do ISE é utilizado para quantificar o desempenho dinâmico do sistema em malha fechada, calculado como

$$\text{ISE}(\mathbf{K}) = \frac{1}{N_2 - N_1} \sum_{k=N_1}^{N_2} (i_{ref}(k) - i_g(k))^2 \quad (18)$$

*Ensaio 03 - Rejeição de distúrbios:* Simulação do sistema em malha fechada considerando tensões de rede distorcidas dentro da norma EN50160, conforme apresentado na Figura 3 (c), a fim de observar a conformidade das correntes em regime permanente com os padrões estabelecidos pela norma IEEE 1547, em relação a THD máxima permitida e ao limite de amplitude das harmônicas individuais.

## 4. RESULTADOS

A Figura 4 apresenta as correntes trifásicas injetadas na rede obtidas no *Ensaio 01* para os três controladores DLQR. A partir deste ensaio, é possível perceber que os três controladores conseguem manter o sistema estável em malha fechada mesmo na presença de variações no valor da indutância da rede  $L_g$ . Ademais, pode-se afirmar que os três controladores apresentam correntes injetadas na rede com boas respostas transitórias em relação a variações paramétricas. É importante mencionar que este teste é o primeiro a ser realizado pois, apenas o controlador  $\mathbf{K}_1$  é projetado considerando robustez frente a incertezas paramétricas, enquanto os controladores  $\mathbf{K}_2$  e  $\mathbf{K}_3$ , que são obtidos considerando modelos com valores nominais, necessitam de testes para verificar a estabilidade frente a incertezas paramétricas.

Os resultados obtidos para o *Ensaio 02* são apresentados na Figura 5. Neste ensaio, são apresentadas as correntes trifásicas injetadas na rede, e suas correspondentes nos eixos  $\alpha$  e  $\beta$ , capturadas a partir dos *buffers* internos do DSP. O índice ISE foi calculado, para ambos os eixos  $\alpha$  e  $\beta$  e também para os valores extremos de  $L_g$ , e o pior valor obtido é visto na Tabela 1. Sendo assim os controladores  $\mathbf{K}_1$  e  $\mathbf{K}_2$  obtiveram índices muito semelhantes, com vantagem para o controlador  $\mathbf{K}_2$ . Já o controlador  $\mathbf{K}_3$  obteve um índice cerca de 300% maior em relação aos outros controladores, indicando desempenho transitório inferior do sistema em malha fechada frente a variações abruptas de referência com este controlador.

Para o *Ensaio 03*, as correntes trifásicas injetadas na rede obtidas em simulação considerando tensões de rede

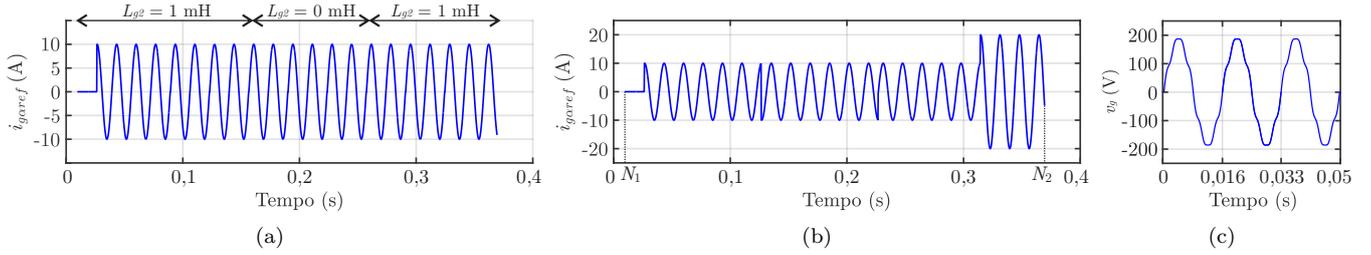


Figura 3. (a) Padrão utilizado no *Ensaio 01*; (b) Referência para a corrente utilizada no *Ensaio 02*, destacando o ponto de medição de amostra inicial  $N_1$  e final  $N_2$ ; (c) Tensão de rede distorcida utilizada no *Ensaio 03*.

distorcidas são apresentadas na Figura 6. Ademais, os espectros harmônicos para cada uma das fases é apresentado junto com as formas de onda das correntes. A Tabela 1 apresenta os resultados obtidos em termos de THD e harmônicas individuais em relação a norma IEEE 1547. A partir dos resultados, é possível confirmar que os três controladores possuem THD menor que 5%, para ambos valores extremos de  $L_g$ , estando em conformidade com a norma IEEE 1547. Entretanto, o controlador  $\mathbf{K}_2$  possui harmônicas individuais que não atendem aos requisitos exigidos por esta norma (23<sup>a</sup> harmônica), para o caso em que o sistema é simulado com indutância de rede mínima.

Tabela 1. Comparação dos resultados.

K	Ensaio 01	Ensaio 02	Ensaio 03	
	Estabilidade	ISE	THD	Harm. Individuais
$\mathbf{K}_1$	ESTÁVEL	2,942	4,05%	DE ACORDO
$\mathbf{K}_2$	ESTÁVEL	2,710	3,07%	DESACORDO
$\mathbf{K}_3$	ESTÁVEL	9,807	3,88%	DE ACORDO

É possível afirmar a partir dos resultados apresentados que: i) o controlador  $\mathbf{K}_2$  não é viável para a aplicação em GCCs, pois não é capaz de atender a norma IEEE 1547, relacionada a qualidade do sinal e a rejeição de distúrbios harmônicos provenientes da rede; ii) os controladores  $\mathbf{K}_1$  e  $\mathbf{K}_3$  mostraram-se viáveis para a aplicação em GCCs, apresentando estabilidade para os valores extremos de indutância e concordância com a norma IEEE 1547; iii) o controlador  $\mathbf{K}_1$  apresenta desempenho dinâmico superior ao controlador  $\mathbf{K}_3$ , como pode ser visto pelo índice ISE calculado para múltiplas variações abruptas na referência das correntes para ambos os controladores.

Finalmente, é importante afirmar que todos os controladores,  $\mathbf{K}_1$ ,  $\mathbf{K}_2$  e  $\mathbf{K}_3$ , apresentaram esforço de controle adequado (i.e., sem saturação do sinal de controle), para os *Ensaio 01*, *02* e *03*. As análises gráficas destes resultados foram omitidos aqui devido ao número limitado de páginas.

## 5. CONCLUSÕES

Este trabalho apresentou um estudo comparativo de controladores de corrente aplicados a GCCs, utilizando simulações baseadas em HIL, a fim de apresentar a viabilidade ou inviabilidade destes controladores para esta aplicação.

A partir dos três ensaios realizados em tempo real, é possível concluir sobre a estabilidade de controladores (que foram projetados utilizando modelos lineares e simplificados do conversor), levando em consideração sincronismo, atraso, limitação do sinal de controle, entre outros aspectos importantes. Ademais, a utilização de simulações em tempo real permite superar simulações mais lentas para concluir sobre a viabilidade de sistema de controle, que poderiam ser inviáveis em termos computacionais para simular números elevados de ciclos da rede (e.g., para simular 1 min o sistema em malha fechada). Sendo assim, a partir de simulações em tempo real baseadas em HIL é possível concluir com maior segurança sobre a viabilidade da implementação prática, a estabilidade, o rastreamento de referência e a rejeição de distúrbios harmônicos. Por fim, é importante mencionar que outros ensaios podem ser utilizados para complementar as análises apresentadas neste trabalho, como, por exemplo, análises de sobressinal e tempo de acomodação em resposta ao degrau utilizando coordenadas síncronas, e também análises do conversor operando sob faltas na rede.

## REFERÊNCIAS

- Al-Durra, A. and Errouissi, R. (2019). Robust feedback-linearization technique for grid-tied LCL filter systems using disturbance estimation. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 55(3), 3185–3197.
- Åström, K.J. and Wittenmark, B. (1995). *Adaptive Control*. Addison-Wesley, Reading, MA. Second edition.
- Åström, K. and Wittenmark, B. (1997). *Computer-controlled systems: theory and design*. Prentice Hall.
- Bao, C., Ruan, X., Wang, X., Li, W., Pan, D., and Weng, K. (2013). Step-by-step controller design for LCL-type grid-connected inverter with capacitor-current-feedback active-damping. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 29(3), 1239–1253.
- Blaabjerg, F., Teodorescu, R., Liserre, M., and Timbus, A. (2006). Overview of control and grid synchronization for distributed power generation systems. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 53(5), 1398–1409.
- Borin, L.C., Osório, C.R.D., Koch, G.G., Oliveira, R.C.L.F., and Montagner, V.F. (2022). Robust control of GTIs under wide grid impedance ranges: An approach combining metaheuristics and LMIs. *Control Eng. Practice*, 120, 105010.
- Bryson, A. (1975). *Applied Optimal Control: Optimization, Estimation and Control*. Halsted Press book. Taylor & Francis.
- Cardoso, R., de Camargo, R.F., Pinheiro, H., and Gründling, H.A. (2008). Kalman filter based synchronisation

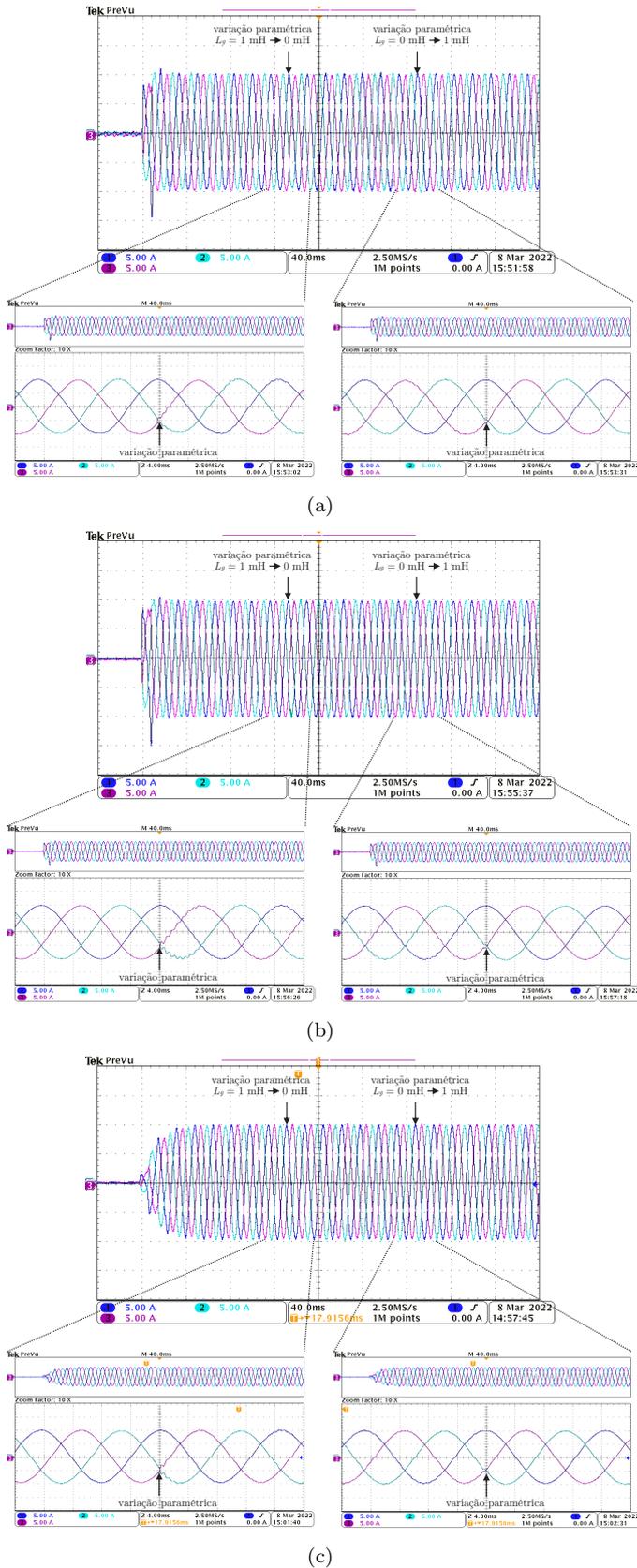


Figura 4. *Ensaio 01*: Verificação da estabilidade do sistema em malha fechada frente a variações paramétricas em  $L_g$ : (a)  $\mathbf{K}_1$ ; (b)  $\mathbf{K}_2$  (c)  $\mathbf{K}_3$ .

methods. *IET generation, transmission & distribution*, 2(4), 542–555.

Dannehl, J., Fuchs, F., and Thøgersen, P. (2010). PI state space current control of grid-connected PWM converters with LCL filters. *Power Electronics, IEEE Transactions on*, 25(9), 2320–2330.

Dorato, P., Abdallah, C.T., and Cerone, V. (2000). *Linear quadratic control: an introduction*. Krieger Pub. Co., Malabar, USA.

Dorf, R.C. and Bishop, R.H. (2011). *Modern control systems*. Pearson.

Dueterhoeft, W., Schulz, M.W., and Clarke, E. (1951). Determination of instantaneous currents and voltages by means of alpha, beta, and zero components. *American Institute of Electrical Engineers, Transactions of the*, 70(2), 1248–1255. doi:10.1109/T-AIEE.1951.5060554.

Francis, B.A. (1987). *A Course in  $\mathcal{H}_\infty$  Control Theory*, volume 88 of *Lectures Notes in Control and Information Sciences*. Springer-Verlag, New York.

Holmes, D.G. and Lipo, T.A. (2003). *Pulse Width Modulation for Power Converters: Principles and Practice*. Wiley-IEEE Press, Piscataway, NJ, USA.

IEEE (2018). IEEE:1547 standard for interconnecting distributed resources with electric power systems.

Liu, Q., Caldognetto, T., and Buso, S. (2019). Stability analysis and auto-tuning of interlinking converters connected to weak grids. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 34(10), 9435–9446.

Maccari Jr, L.A., Pinheiro, H., Oliveira, R.C.L.F., and Montagner, V.F. (2017). Robust pole location with experimental validation for three-phase grid-connected converters. *Control Engineering Practice*, 59, 16–26.

Maccari Jr, L.A., do Amaral Santini, C.L., Pinheiro, H., de Oliveira, R.C.L.F., and Montagner, V.F. (2015). Robust optimal current control for grid-connected three-phase pulse-width modulated converters. *IET Power Electronics*, 8(8), 1490–1499.

Majstorovic, D., Celanovic, I., Teslic, N.D., Celanovic, N., and Katic, V.A. (2011). Ultralow-latency hardware-in-the-loop platform for rapid validation of power electronics designs. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 58(10), 4708–4716.

Ogata, K. (1995). *Discrete-time control systems*. Prentice Hall.

Pérez-Ibacache, R., Silva, C.A., and Yazdani, A. (2018). Linear state-feedback primary control for enhanced dynamic response of AC microgrids. *IEEE Transactions on Smart Grid*, 10(3), 3149–3161.

Stengel, R. (1994). *Optimal Control and Estimation*. Dover books on advanced mathematics. Dover Publications.

Teodorescu, R., Blaabjerg, F., Liserre, M., and Loh, P. (2006). Proportional-resonant controllers and filters for grid-connected voltage-source converters. *IEE Proceedings Electric Power Applications*, 153(5), 750–762.

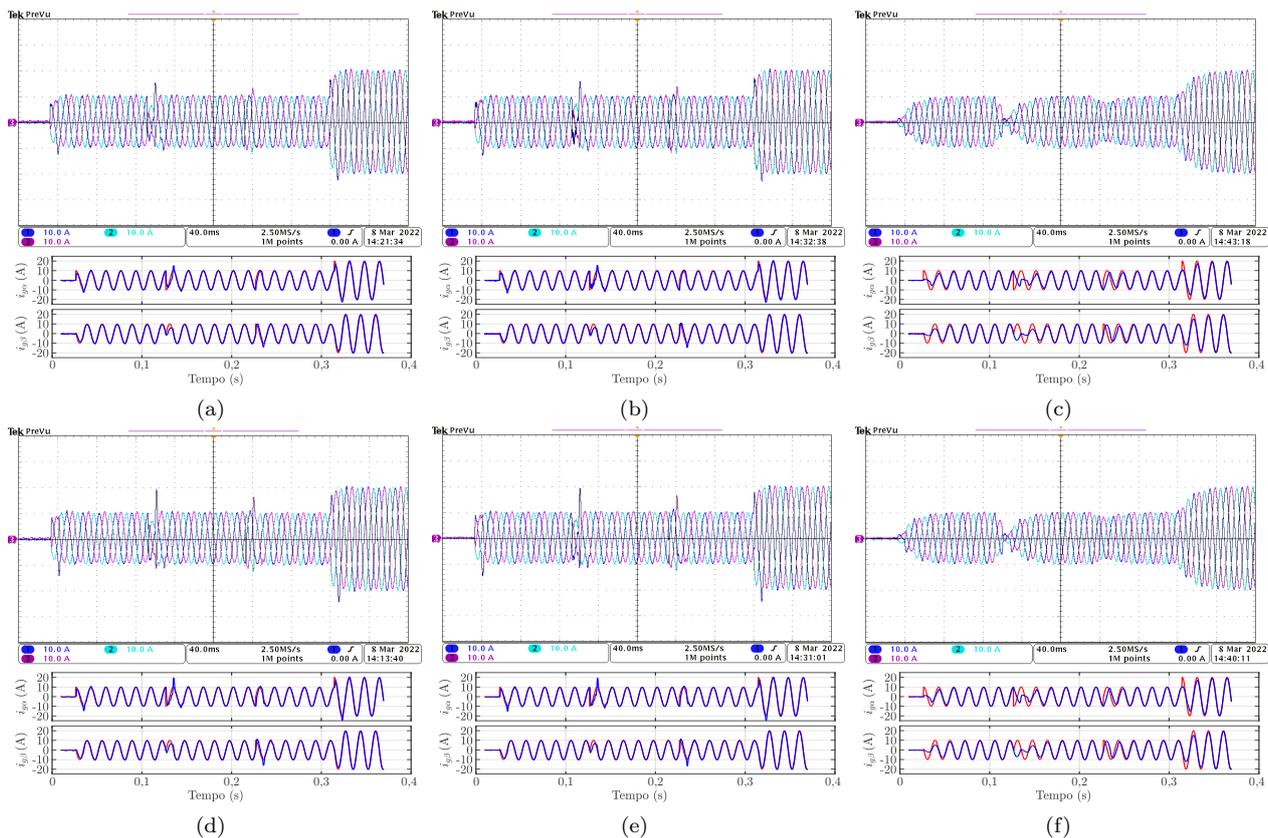


Figura 5. *Ensaio 02*: Rastreamento de referência e desempenho dinâmico do sistema em malha fechada, considerando  $L_{gmin} = 0$  mH: (a)  $K_1$ ; (b)  $K_2$  (c)  $K_3$ ; e considerando  $L_{gmax} = 1$  mH: (d)  $K_1$ ; (e)  $K_2$  (f)  $K_3$ .

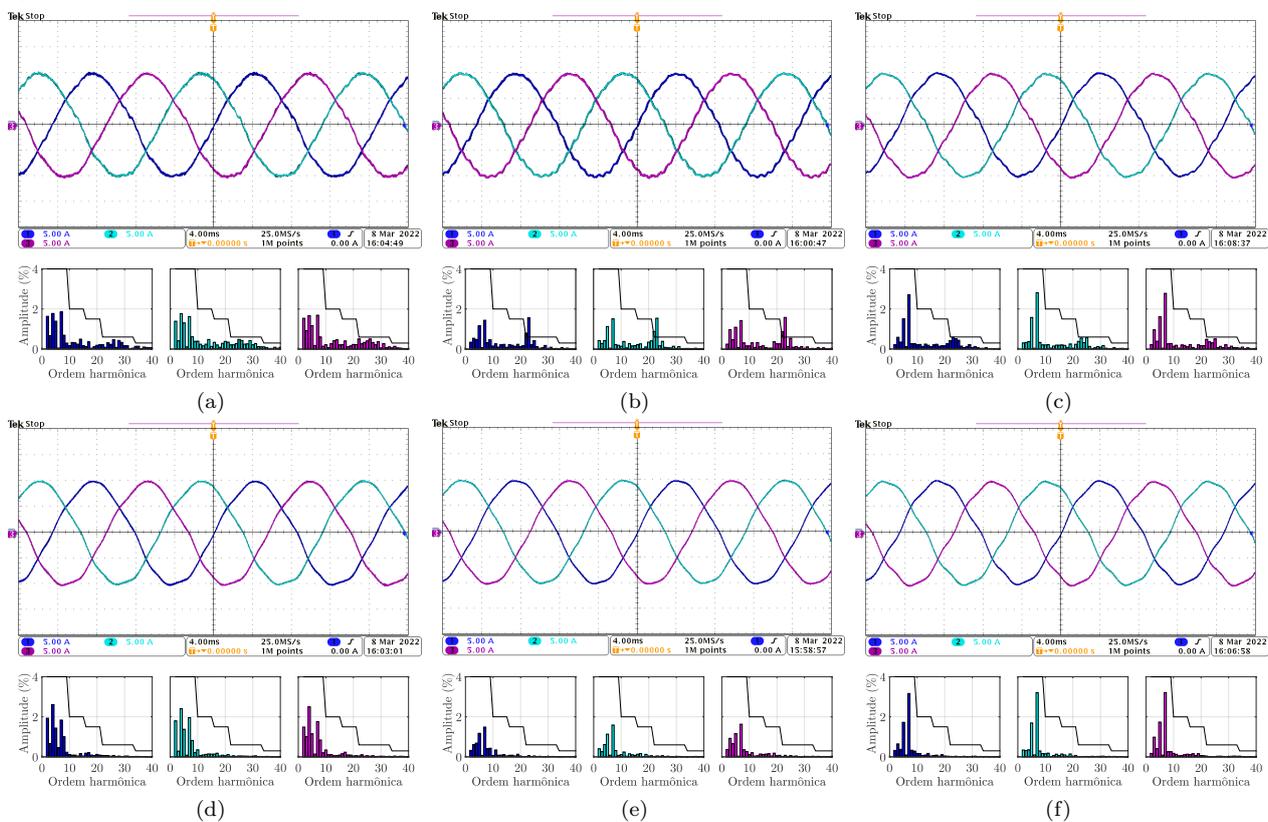


Figura 6. *Ensaio 03*: Correntes em regime permanente sintetizadas com tensões de rede distorcidas, considerando  $L_{gmin} = 0$  mH: (a)  $K_1$ ; (b)  $K_2$  (c)  $K_3$ ; e considerando  $L_{gmax} = 1$  mH: (d)  $K_1$ ; (e)  $K_2$  (f)  $K_3$ .