



# **IMPLEMENTAÇÃO DE CONTROLE DE CORRENTE PARA O SINCRONISMO DE INVERSOR COM A REDE ELÉTRICA COM ANÁLISE DE ROBUSTEZ COM INSPIRAÇÃO DE SIMULAÇÃO MONTE CARLO UTILIZANDO A PLATAFORMA TYPHOON HIL**

Micael Walz Schmitt, Arthur Garcia Bartsch, Rodrigo Trentini

Instituto Federal de Santa Catarina

Câmpus Jaraguá do Sul – Rau – Curso de Bacharelado em Engenharia Elétrica

e-mail: micael.ws@aluno.ifsc.edu.br, arthur.bartsch@ifsc.edu.br, rodrigo.trentini@ifsc.edu.br

Trabalho de Conclusão de Curso – 29/06/2026

**Resumo** – Este trabalho tem como objetivo projetar, implementar e avaliar o sistema de controle de corrente do lado inversor de um conversor *back-to-back* conectado à rede elétrica de linha fraca, com ênfase na análise de sua robustez operacional. A metodologia adotada abrange o dimensionamento de um filtro LCL, a sintonia de um algoritmo de sincronismo SRF-PLL e a implementação de duas estratégias distintas de controle de corrente no referencial síncrono  $dq$ : um controlador Proporcional-Integral (PI) clássico e um Regulador Quadrático Linear (LQR). A validação do sistema foi realizada por meio de simulações na plataforma Typhoon HIL (em modo *Virtual HIL*), em que aplicou-se uma varredura paramétrica inspirada no método de Monte Carlo para submeter o controle a múltiplos cenários de variação de tensão, frequência, impedância de linha e demanda de carga. Os resultados obtidos demonstram que ambas as estratégias são eficazes no gerenciamento do fluxo de potência bidirecional em condições nominais. Adicionalmente, o estudo evidenciou que o controlador PI apresentou um desempenho global superior frente a incertezas paramétricas, ocasionadas de forma sucessiva.

**Palavras-chave** – Inversor trifásico, Controle de corrente, SRF-PLL, LQR, Análise de robustez.

## **IMPLEMENTATION OF CURRENT CONTROL FOR INVERTER SYNCHRONIZATION WITH THE GRID AND ROBUSTNESS ANALYSIS INSPIRED BY MONTE CARLO SIMULATION USING THE TYPHOON HIL PLATFORM**

**Abstract** – This work aims to design, implement, and evaluate the inverter-side current control system of a back-to-back converter connected to a weak electrical grid, with emphasis on assessing its operational robustness. The adopted methodology includes the design of an LCL filter, the tuning of a synchronous reference frame phase-locked

loop (SRF-PLL) algorithm, and the implementation of two distinct current control strategies in the synchronous  $dq$  reference frame: a classical Proportional-Integral (PI) controller and a Linear Quadratic Regulator (LQR). The system was validated through simulations on the Typhoon HIL platform in Virtual HIL mode, where a parametric sweep inspired by the Monte Carlo method was applied to subject the control system to multiple scenarios of voltage, frequency, line impedance, and load demand variations. The results show that both strategies are effective in managing bidirectional power flow under nominal conditions. Additionally, the study revealed that the PI controller exhibited superior overall performance under parametric uncertainties arising successively.

**Keywords** – Three-phase inverter, Current control, SRF-PLL, LQR, Robustness analysis.

## **1 INTRODUÇÃO**

A expansão da geração distribuída (GD), impulsionada sobretudo pela energia solar fotovoltaica e eólica, tem reconfigurado a estrutura dos sistemas elétricos modernos. Segundo a [1], a micro e minigeração distribuída no Brasil apresentou forte expansão em 2024, com crescimento de 36,6% em relação a 2023, atingindo 42.268 GWh de geração. Além disso, as fontes eólica e solar fotovoltaica juntas representaram 23,7% da geração total de eletricidade no país em 2024, evidenciando a crescente participação dessas fontes renováveis na matriz elétrica brasileira, consolidando um cenário em que a geração ocorre de forma descentralizada e próxima às cargas, inclusive em propriedades rurais e regiões periurbanas.. Nesse modelo, é frequente que a geração distribuída esteja eletricamente próxima à carga local, enquanto a conexão com a rede ocorre por meio de linhas de distribuição longas e de maior impedância.. Nesse tipo de topologia, a alta penetração de sistemas fotovoltaicos pode provocar variações de tensão e instabilidades locais [2], impondo requisitos mais rigorosos de controle e sincronismo sobre os conversores conectados à rede.



Nesse contexto, o conversor back-to-back (B2B), composto por dois conversores fonte de tensão (VSC – *Voltage Source Converter*) interconectados por um barramento de corrente contínua comum, destaca-se por ser uma topologia versátil. A capacidade de operação em quatro quadrantes e o fluxo de potência bidirecional tornam essa estrutura especialmente adequada para cenários que exigem controle da energia processada [3].

O lado inversor do conversor B2B, responsável por sintetizar uma tensão alternada sincronizada com a rede elétrica, depende fundamentalmente de dois elementos: um algoritmo de sincronismo, tipicamente o Phase-Locked Loop em referencial síncrono (SRF-PLL), e uma malha de controle de corrente implementada no referencial girante  $dq$ . O SRF-PLL extrai o ângulo de fase e a frequência da rede, fornecendo as informações necessárias para as transformadas de coordenadas e para o controle de potência [4]. Por sua vez, o controlador Proporcional-Integral (PI) de corrente, operando no referencial síncrono  $dq$ , garante erro nulo em regime permanente e boa rejeição a distúrbios [5].

Contudo, para elevar o desempenho dinâmico e a robustez do sistema, técnicas de controle moderno baseadas em espaço de estados têm sido cada vez mais exploradas na eletrônica de potência. O Regulador Quadrático Linear (LQR – *Linear Quadratic Regulator*), por exemplo, destaca-se por calcular ganhos ótimos a partir da minimização de um índice de custo (ou desempenho), assegurando excelentes margens de estabilidade e otimização do esforço de controle [6], [7]. Diante disso, este trabalho aborda não apenas a implementação do controlador PI clássico, mas também um controlador ótimo LQR, com o intuito de realizar uma análise comparativa entre as duas estratégias na regulação da corrente injetada na rede.

A interligação do inversor à rede exige ainda a utilização de filtros passivos para atenuar os harmônicos de alta frequência decorrentes do chaveamento. A topologia LCL é amplamente adotada nessa função, pois oferece atenuação harmônica superior à de um simples indutor com menor volume e custo [8], [9]. No entanto, o projeto adequado do filtro e a sintonia dos controladores devem considerar as variações de parâmetros que ocorrem na prática, como flutuações de tensão, variações de frequência, diferentes condições de impedância de rede e mudanças na demanda de carga, fatores que podem comprometer o desempenho do sincronismo e do controle de corrente [10].

A análise de robustez de sistemas de controle de conversores conectados à rede é uma etapa indispensável no processo de projeto, pois as condições reais de operação raramente correspondem ao ponto nominal para o qual os controladores foram sintonizados. Métodos baseados em simulações com variação paramétrica sistemática constituem uma abordagem eficaz para cobrir um amplo espaço de cenários operacionais, como variações de frequência e amplitude da tensão da rede, variações de carga e mudanças na impedância de linha, sem a necessidade de ensaios experimentais exaustivos [11], [12]. A

plataforma Typhoon HIL, com suporte a simulação em tempo real e automação via TyphoonTest IDE, oferece um ambiente adequado para esse tipo de avaliação, possibilitando a execução automatizada de múltiplos cenários com alta fidelidade de modelo [13].

O objetivo geral deste trabalho é projetar, implementar e avaliar o sistema de controle de corrente do lado inversor de um conversor back-to-back conectado à rede elétrica, analisando sua robustez operacional por meio de uma varredura paramétrica inspirada no método de Monte Carlo, utilizando a plataforma Typhoon HIL em modo Virtual HIL, conforme Figura 1.

Para alcançar esse objetivo, são definidos os seguintes objetivos específicos: projetar o filtro LCL de saída do inversor com base em critérios de atenuação harmônica e estabilidade; sintonizar o SRF-PLL a partir de especificações de tempo de acomodação e fator de amortecimento; projetar e implementar o controlador PI de corrente no referencial síncrono  $dq$ ; implementar e automatizar a varredura paramétrica por meio de script Python no ambiente TyphoonTest IDE; e analisar os resultados obtidos para caracterizar os limites de operação robusta do sistema.

Este trabalho está organizado da seguinte forma. A Seção 2 descreve a estrutura geral do sistema, incluindo a topologia do conversor B2B, o projeto do filtro LCL e a modelagem da impedância de rede. A Seção 3 apresenta o SRF-PLL, sua modelagem, linearização e sintonia. A Seção 4 trata do controle de corrente no referencial  $dq$ , com o projeto e a implementação dos controladores PI. A Seção 5 descreve a rotina de varredura paramétrica, a plataforma Typhoon HIL e a estratégia de simulação adotada. A Seção 6 apresenta e discute os resultados obtidos nas simulações em tempo real. Por fim, a Seção 7 expõe as conclusões do trabalho e propostas para trabalhos futuros.

## 2 CONVERSOR BACK-TO-BACK

A topologia de conversor *back-to-back* (B2B) é aplicada em sistemas de geração de energia e conversão de frequência [14]. Esta configuração é fundamentalmente composta por dois conversores fonte de tensão interconectados através de um barramento de corrente contínua (CC) comum [3].

O princípio básico de funcionamento dessa topologia baseia-se na conversão CA-CC-CA. O conversor conectado ao lado da fonte (ou gerador) atua primariamente como um retificador, convertendo a tensão alternada em contínua para alimentar o barramento CC. Por sua vez, o conversor conectado ao lado da rede elétrica opera como um inversor, transformando a tensão contínua do barramento novamente em alternada, sincronizada com a frequência e a fase da rede. Essa estrutura permite a operação nos quatro quadrantes, garantindo um fluxo de potência bidirecional e aumentando a capacidade de desempenho do sistema [3].

O barramento CC desempenha um papel crucial, pois atua como um elemento de desacoplamento elétrico e dinâmico entre

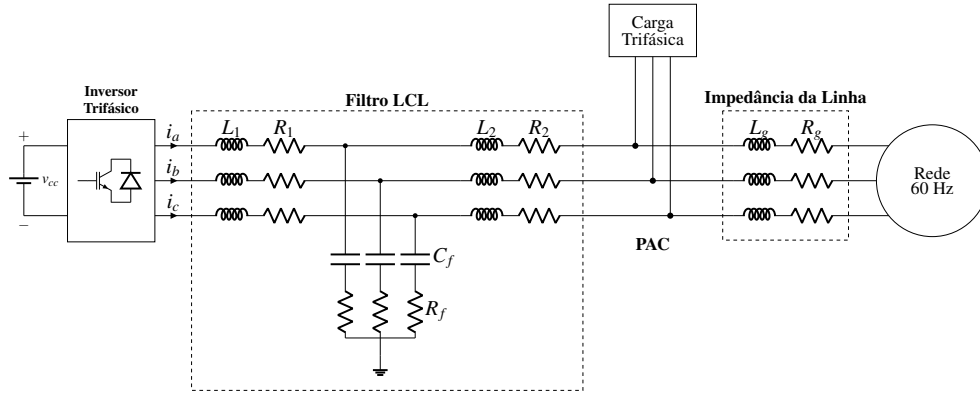


Fig. 1. Representação do sistema elétrico implementado, contendo inversor trifásico, Filtro LCL, carga e rede.

o lado da fonte e o lado da rede elétrica [3]. Esse desacoplamento permite que ambos os conversores possam estratégias de controle independentes, possibilitando a interconexão de sistemas CA com frequências distintas [3], [14]. Em aplicações reais, a tensão de barramento é regulada por uma malha de controle de tensão, ou por uma etapa retificadora controlada [15]. Neste trabalho, no entanto, essa dinâmica é abstraída pela fonte CC ideal fixa 700 V para respeitar o limite físico do inversor, de forma a concentrar a análise no desempenho do controle de corrente e do PLL no lado inversor.

O acionamento típico é realizado por um Inversor Fonte de Tensão (VSI - *Voltage Source Inverter*) trifásico, composto por seis chaves semicondutoras de potência (como IGBTs ou MOSFETs) dispostas em três braços [13].

Em sistemas onde a topologia B2B é aplicada, como em turbinas eólicas de velocidade variável ou interligação de redes, os conversores devem ser dimensionados para processar a potência nominal total em sistemas eólicos baseados em PMSG, visto que toda a energia gerada ou transferida circula obrigatoriamente pelos semicondutores antes de ser injetada na rede elétrica [16], [17].

### 2.1 Modulação PWM do inversor trifásico

A modulação por largura de pulso (PWM) pode ser realizada pela comparação entre um sinal de referência e uma portadora triangular. A relação entre a amplitude da referência ( $A_{ref}$ ) e da portadora ( $A_{tri}$ ) define o índice de modulação ( $m_a$ ), dado por

$$m_a = \frac{A_{ref}}{A_{tri}}. \quad (1)$$

Enquanto  $m_a \leq 1$ , o conversor opera na região linear, sendo a amplitude da tensão de saída proporcional a  $m_a$ . Para  $m_a > 1$ , o conversor entra na região de sobremodulação, introduzindo não-linearidades e harmônicos de baixa ordem na tensão de saída [18].

No contexto da modulação vetorial (SVPWM), uma forma de implementação equivalente pode ser obtida sem a etapa explícita de determinação de setores e cálculo de tempos de permanência,

utilizando uma abordagem com injeção de uma componente de sequência zero. No estudo de SVPWM aplicado ao inversor trifásico de dois níveis, a estratégia é apresentada a partir da comparação das três referências senoidais para definir o setor e, em seguida, calcular os tempos de chaveamento para sintetizar o chaveamento ótimo em cada setor [19].

Para estender a faixa de modulação e, consequentemente, aumentar a utilização do barramento CC ainda na região linear (isto é, evitando que as referências ultrapassem os limites normalizados impostos pelo modulador por portadora), injeta-se uma componente de sequência zero  $v_z$  igualmente nas três referências de fase. A injeção é definida por [20],

$$v_z = -\frac{V_{\max} + V_{\min}}{2}, \quad (2)$$

em que  $V_{\max}$  e  $V_{\min}$  são obtidos das tensões de referência trifásicas:

$$\begin{cases} V_{\max} = \max(v_a, v_b, v_c), \\ V_{\min} = \min(v_a, v_b, v_c), \end{cases} \quad (3)$$

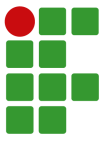
e as referências modificadas utilizadas no PWM passam a ser:

$$\begin{cases} v_a^* = v_a + v_z, \\ v_b^* = v_b + v_z, \\ v_c^* = v_c + v_z. \end{cases} \quad (4)$$

A ideia central é que a componente  $v_z$  desloca as três ondas modulantes de forma coordenada, o que permite ampliar a faixa de modulação sem recorrer ao cálculo de setores e tempos de permanência do SVPWM clássico [20]. Dessa forma, obtém-se uma utilização mais efetiva do barramento CC no regime linear, adiando a entrada em sobremodulação e mantendo a síntese PWM compatível com um modulador por portadora.

### 2.2 Filtro de saída do inversor

Para a interligação de conversores de fonte de tensão (VSC) à rede elétrica é importante a utilização de filtros passivos para mitigar as componentes harmônicas de alta frequência oriundas



do processo de chaveamento [21]. A adoção da topologia LCL, em detrimento do filtro puramente indutivo ( $L$ ), justifica-se pela sua capacidade superior de atenuação harmônica [8].

A definição dos parâmetros elétricos do filtro LCL não é uma tarefa trivial. A estratégia mais comum consiste em determinar um valor fixo para o capacitor de filtro ( $C_f$ ), geralmente escolhido como um valor inferior a 5% da capacitância base do sistema ( $C_b$ ) [22], [23]. Assim, o projeto inicia-se com a definição da impedância base ( $Z_b$ ) e capacitância base ( $C_b$ )

$$Z_b = \frac{V_{LL}^2}{P_n}; \quad C_b = \frac{1}{2\pi f_{rede} Z_b}, \quad (5)$$

em que  $V_{LL}$  é a tensão de linha eficaz,  $f_{rede}$  é a frequência da rede e  $P_n$  é a potência nominal do inversor.

Com base no limite de 5% estabelecido por [22], [23], o valor máximo permitido para o capacitor é calculado por  $C_{fmax} = 0,05 C_b$ . Adotou-se para o projeto o valor de 2,14  $\mu F$ .

O dimensionamento do indutor do lado do inversor ( $L_1$ ) baseia-se na restrição do *ripple* máximo de corrente. A variação máxima pico a pico da corrente ocorre quando o índice de modulação do inversor é igual a 0,5 ( $m = 0,5$ ) [24]. A partir dessa premissa, define-se [9]

$$L_1 = \frac{V_{CC}}{6 f_{sw} \Delta I_{L,max}} \quad (6)$$

em que  $V_{CC}$  é a tensão do barramento CC,  $f_{sw}$  é a frequência de chaveamento e  $\Delta I_{L,max}$  é o *ripple* máximo de corrente permitido, adotado como 10% da corrente nominal. O valor calculado para  $L_1$  foi de 23,36 mH.

Para o indutor do lado da rede ( $L_2$ ), o objetivo é garantir que o filtro LCL reduza o *ripple* de corrente esperado para 20% do valor inicial ( $k_a = 0,2$ ), resultando em uma ondulação final de 2% da corrente de saída [8]. O cálculo de  $L_2$  é realizado a partir da relação entre as indutâncias, definida como  $r = \frac{L_2}{L_1}$ . Utilizando a relação de atenuação harmônica do filtro na frequência de chaveamento ( $\omega_{sw}$ ), o fator  $k_a$  é dado por

$$k_a = \frac{1}{|1 + r(1 - L_1 C_f \omega_{sw}^2)|}. \quad (7)$$

Substituindo os valores do projeto e isolando a variável  $r$ , a equação modular resulta em duas raízes matemáticas. Adotando-se a raiz positiva para manter o sentido físico do componente, obteve-se  $r = 0,0305$ . Finalmente,  $L_2 = r L_1$ . Aplicando o fator  $r$  encontrado à indutância  $L_1$ , o cálculo resultou em  $L_2 = 0,71$  mH.

Um aspecto crítico apontado por [9] é a verificação da frequência de ressonância do filtro ( $f_{res}$ ), calculada como

$$f_{res} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{L_1 + L_2}{L_1 L_2 C_f}}. \quad (8)$$

Para garantir a estabilidade do sistema, a frequência de ressonância deve ser maior que dez vezes a frequência da rede

( $f_{rede}$ ) e menor que a metade da frequência de chaveamento ( $f_{sw}$ ) [9]. O valor calculado de 4,13 kHz atende a essas condições (estando entre 600 Hz e 5 kHz).

Por fim, para amortecer o pico de ressonância, [9] adotam a técnica de amortecimento passivo. O resistor de amortecimento ( $R_f$ ) deve ter um valor equivalente a um terço da impedância do capacitor na frequência de ressonância [25]

$$R_f = \frac{1}{3(2\pi f_{res} C_f)}. \quad (9)$$

Aplicando os valores calculados, o resistor de amortecimento é de 5,99  $\Omega$ .

Após o dimensionamento físico dos componentes, é necessário estabelecer o modelo matemático da planta que será utilizado no projeto do sistema de controle. Ao considerar a técnica de amortecimento passivo com um resistor ( $R_f$ ) em série com o capacitor de filtro, e desconsiderando as resistências intrínsecas dos indutores, a função de transferência do filtro é descrita como [26]

$$P_{filtro}(s) = \frac{(C_f R_f)s + 1}{As^3 + Bs^2 + Cs} \quad (10)$$

em que:  $A = C_f L_1 (L_g + L_2)$ ,  $B = C_f R_f (L_g + L_1 + L_2)$ ,  $C = L_g + L_1 + L_2$ ;  $L_g$  e  $R_g$  correspondem a indutância e resistência equivalente da rede elétrica respectivamente. A presença do zero no numerador evidencia que essa técnica de amortecimento afeta a resposta do filtro em altas frequências, reduzindo ligeiramente sua capacidade de atenuação em comparação a um filtro não amortecido, o que deve ser considerado na sintonia dos controladores.

### 2.3 Impedância da rede elétrica e carga

Para fins de modelagem e simulação, a rede elétrica à qual o inversor está conectado é representada por um equivalente de Thévenin, composto por uma fonte de tensão trifásica ideal em série com uma impedância ( $R_g$  e  $L_g$ ). A magnitude dessa impedância desempenha um papel crítico na estabilidade e na qualidade de energia do sistema [10]. Em cenários em que o inversor está eletricamente distante do transformador de distribuição ou operando com cargas isoladas, a impedância vista nos terminais do Ponto de Acoplamento Comum (PAC) é significativamente elevada, caracterizando uma rede fraca (*weak grid*).

A impedância do PAC é determinante na operação do sistema, uma vez que redes com alta impedância apresentam maior suscetibilidade a distorções harmônicas e flutuações de tensão durante a injeção de potência [10]. Essa variação de tensão no PAC afeta diretamente o desempenho do algoritmo de sincronismo (PLL), que depende de uma leitura da rede para orientar o referencial síncrono e garantir o funcionamento adequado das malhas de controle de corrente.

Em conjunto com a rede, uma carga local foi posicionada no PAC (após o filtro LCL) conforme Figura 1. A representação

detalhada do esquemático utilizado para a modelagem e simulação na plataforma Typhoon HIL encontra-se no Apêndice A. Essa topologia de conexão foi escolhida para permitir a análise do fluxo de potência do sistema no PAC. Dessa forma, é possível avaliar se o inversor consegue entregar a potência necessária para suprir integralmente a demanda da carga. Caso a geração seja insuficiente, a carga drena o complemento de potência da rede elétrica e, caso haja geração excedente, a potência sobressalente é injetada na rede.

Para a condição nominal de operação, a carga foi modelada com característica puramente resistiva, com seu valor nominal calculado para demandar uma potência de 2330 W enquanto a indutância da linha  $L_g$  é de 26 mH e a resistência de linha  $R_g$  é de 10  $\Omega$ . Contudo, devido à natureza dinâmica dos sistemas reais, a potência da carga e a impedância da rede serão parâmetros variados na etapa de varredura paramétrica. Isso permitirá uma análise aprofundada da robustez do sistema de controle frente a diferentes cenários de demanda e distanciamento elétrico.

### 3 PLL EM REFERENCIAL SÍNCRONO $DQ$

O *Phase-Locked Loop* (PLL), desempenha um papel fundamental na sincronização de conversores conectados à rede elétrica. O seu objetivo principal é extrair o ângulo de fase ( $\theta$ ) e a frequência ( $\omega$ ) da tensão da rede, informações essenciais para as transformadas de coordenadas e para o controle de potência do sistema [27].

Dentre as diversas topologias existentes, o PLL baseado em referencial síncrono (SRF-PLL, do inglês *Synchronous Reference Frame PLL*) é amplamente utilizado devido à sua robustez e simplicidade, especialmente em condições de rede equilibrada. O princípio de funcionamento do SRF-PLL baseia-se na transformação das tensões trifásicas medidas ( $v_a, v_b, v_c$ ) para o referencial síncrono girante ( $dq$ ) por meio das transformadas de Clarke e Park [27].

No referencial  $dq$ , a estratégia de sincronização consiste em alinhar o vetor de tensão da rede com o eixo direto ( $d$ ). Para que isso ocorra, a componente em quadratura ( $v_q$ ) deve ser forçada a zero. Assim, o SRF-PLL utiliza um controlador Proporcional-Integral (PI) que atua sobre o erro da componente  $v_q$ , tendo zero como referência. A saída deste controlador fornece a frequência angular estimada da rede, que, ao ser integrada no tempo, resulta no ângulo de fase estimado ( $\theta$ ). Esse ângulo é então utilizado para realimentar as próprias transformadas de coordenadas, fechando a malha de sincronismo [27].

#### 3.1 Transformações de coordenadas

Para viabilizar o uso de controladores PI no PLL e para controlar malhas de corrente, é necessário converter as variáveis elétricas do sistema trifásico (domínio do tempo) para um referencial girante. Esse processo é realizado em duas etapas: a Transformada de Clarke e a Transformada de Park [5].

A Transformada de Clarke, ou transformação  $\alpha\beta 0$ , permite reduzir a ordem do modelo matemático do sistema trifásico sem perda de informação. Os valores instantâneos das variáveis no

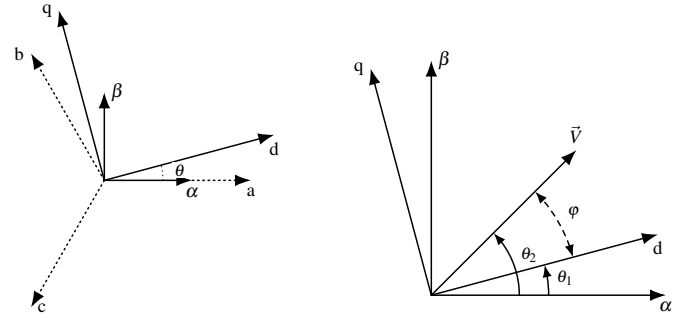


Fig. 2. Representação gráfica da transformação de Park.

referencial  $abc$  são mapeados para um sistema de coordenadas estacionário ortogonal composto pelos eixos  $\alpha$  e  $\beta$ . A representação gráfica dessa transformação considera que o eixo  $\alpha$  está alinhado com o eixo da fase  $a$ , enquanto o eixo  $\beta$  está adiantado em  $90^\circ$ , conforme a Figura 2.

Matematicamente, a transformação direta das variáveis de fase ( $x_a, x_b, x_c$ ) para as coordenadas estacionárias ( $x_\alpha, x_\beta, x_0$ ) é dada pela matriz apresentada na Equação 11. O fator  $\frac{2}{3}$  é utilizado para garantir a conservação da amplitude das variáveis elétricas (invariância de amplitude).

$$\begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \\ x_0 \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \quad (11)$$

Em sistemas a três fios equilibrados, a componente de sequência zero ( $x_0$ ) é nula, simplificando a análise para um sistema bifásico.

Enquanto a Transformada de Clarke gera variáveis senoidais no tempo (em regime permanente), a Transformada de Park realiza a rotação desse referencial estacionário  $\alpha\beta$  para um referencial síncrono  $dq$  que gira na mesma velocidade angular ( $\omega$ ) da frequência fundamental do sinal original.

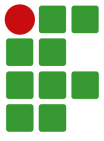
A Figura 2 ilustra a relação entre os eixos estacionários e os eixos girantes, em que  $\theta$  representa o ângulo de posição do referencial girante. A matriz de transformação direta, que converte as coordenadas  $\alpha\beta$  para  $dq$ , é definida por:

$$\begin{bmatrix} x_d \\ x_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \sin(\theta) \\ -\sin(\theta) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} \quad (12)$$

A principal vantagem desta transformação é que, quando o ângulo  $\theta$  está perfeitamente sincronizado com a frequência da rede, as variáveis  $x_d$  e  $x_q$  tornam-se constantes (sinais CC). Isso permite o uso de controladores PI clássicos com desempenho superior, pois o erro em regime permanente para sinais contínuos é eliminado pela ação integral do controlador.

#### 3.2 Modelagem e Linearização do SRF-PLL

A estrutura clássica do SRF-PLL é composta por três blocos fundamentais: o Detetor de Fase (DQ), o Filtro de Malha (LF) e o Oscilador Controlado por Tensão (VCO) [4].



O Detetor de Fase realiza as transformadas de Clarke ( $abc \rightarrow \alpha\beta$ ) e Park ( $\alpha\beta \rightarrow dq$ ). Assumindo um sistema trifásico equilibrado, a componente do eixo em quadratura ( $v_q$ ) na saída do detetor de fase é dada por

$$v_q(t) = V \sin(\theta - \hat{\theta}) \quad (13)$$

em que  $V$  é a amplitude da tensão da rede,  $\theta$  é o ângulo de fase real e  $\hat{\theta}$  é o ângulo de fase estimado pelo PLL [4].

Devido à presença da função trigonométrica em (13), o sistema é inerentemente não linear. No entanto, para fins de projeto do controlador e análise de estabilidade, é comum realizar a linearização do modelo em torno do seu ponto de operação. Quando o PLL está sincronizado ou próximo da sincronização, o erro de fase  $\Delta\theta = \theta - \hat{\theta}$  é muito pequeno. Nessas condições, pode-se aplicar a aproximação de pequenos sinais, onde  $\sin(\Delta\theta) \approx \Delta\theta$  [4].

Aplicando essa linearização, o sinal de erro de fase torna-se proporcional à diferença entre o ângulo real e o estimado

$$v_q(t) \approx V(\theta - \hat{\theta}). \quad (14)$$

Com o modelo linearizado, o SRF-PLL pode ser representado por um sistema de controle em malha fechada. O Filtro de Malha (LF) é tipicamente um controlador Proporcional-Integral (PI), cuja função de transferência é  $C(s) = k_p + \frac{k_i}{s}$ . O VCO atua como um integrador ideal, convertendo a frequência em ângulo.

### 3.3 Projeto do controlador PI do PLL

A função de transferência de malha fechada que relaciona o ângulo estimado ( $\hat{\theta}$ ) com o ângulo real ( $\theta$ ) é dada por [28]

$$G(s) = \frac{\hat{\theta}(s)}{\theta(s)} = \frac{V k_p s + V k_i}{s^2 + V k_p s + V k_i}. \quad (15)$$

Na formulação geral,  $V$  representa a amplitude da tensão da rede. Assumindo a normalização da amplitude para  $V = 1$  p.u., a Equação (15) assume a forma canônica de um sistema de segunda ordem

$$H(s) = \frac{2\zeta\omega_n s + \omega_n^2}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2} \quad (16)$$

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

A partir da comparação entre os coeficientes das Equações (15) e (16), os ganhos proporcional ( $k_p$ ) e integral ( $k_i$ ) do controlador PI podem ser definidos diretamente em função do fator de amortecimento ( $\zeta$ ) e da frequência natural ( $\omega_n$ ) do sistema [28]. Definindo  $k = k_p$  [28] resulta em

$$k_p = k = 2\zeta\omega_n; \quad k_i = \omega_n^2 = \frac{k^2}{4\zeta^2}. \quad (17)$$

Para a sintonia do SRF-PLL implementado no ambiente *Typhoon HIL*, o projeto baseou-se na especificação de um tempo

**TABELA I**

Parâmetros do SRF-PLL.

| Parâmetro              | Símbolo    | Valor        | Unidade         |
|------------------------|------------|--------------|-----------------|
| Tempo de acomodação    | $t_s$      | 0,1          | s               |
| Fator de amortecimento | $\zeta$    | $1/\sqrt{2}$ | —               |
| Frequência natural     | $\omega_n$ | 28,28        | rad/s           |
| Ganho proporcional     | $k_p$      | 40           | Hz              |
| Ganho integral         | $k_i$      | 800          | Hz <sup>2</sup> |

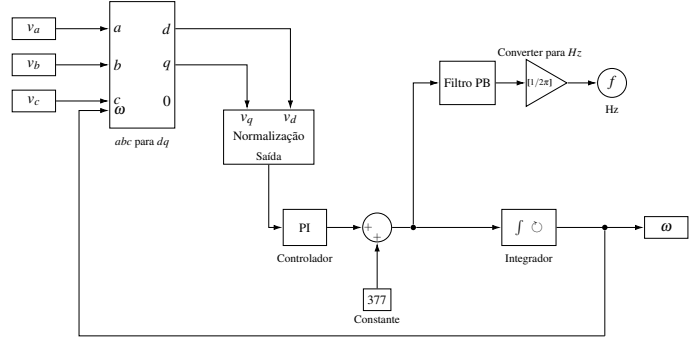


Fig. 3. Diagrama de blocos do PLL.

de acomodação ( $t_s$ ) e na adoção de um fator de amortecimento ideal para uma resposta subamortecida rápida e com baixo sobressinal, definido como  $\zeta = 1/\sqrt{2}$ .

A rotina de inicialização do modelo determina o parâmetro  $k = k_p$  diretamente a partir do tempo de acomodação, por meio da aproximação  $t_s \approx 4/k$  [28], e em seguida calcula os demais parâmetros da malha de forma sequencial:

$$k = k_p = \frac{4}{t_s}; \quad k_i = \frac{k^2}{4\zeta^2}; \quad \omega_n = \frac{k}{2\zeta}. \quad (18)$$

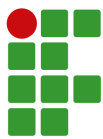
Substituindo os valores definidos no projeto ( $t_s = 0,1$  s e  $\zeta = 1/\sqrt{2}$ ) nas equações acima, obtém-se a parametrização utilizada no controlador PI do PLL, conforme apresentado na Tabela I.

### 3.4 Implementação do PLL no Typhoon HIL

A validação da modelagem do SRF-PLL foi realizada por meio de simulação no software *Typhoon HIL*, configurado para o dispositivo de hardware HIL404. A implementação do sistema de sincronismo baseou-se na utilização de blocos nativos da biblioteca, conforme Figura 3, integrados a um script de inicialização para o cálculo dinâmico dos parâmetros de controle e também a normalização do sinal da rede.

A etapa de detecção de fase, responsável por extrair as componentes de tensão no referencial síncrono, foi implementada utilizando o bloco *abc to dq*. Conforme as configurações do modelo, este bloco opera com a variante original da Transformada de Clarke, conforme descrito anteriormente em (11).

Para garantir a fidelidade entre o modelo matemático e a simulação, a parametrização do controlador PI do PLL não foi



inserida de forma estática. Utilizou-se o recurso de script de inicialização (`model_init`) do *Typhoon HIL*, em que os ganhos proporcional ( $k_p$ ) e integral ( $k_i$ ) são calculados analiticamente antes da execução da simulação.

No modelo implementado no ambiente *Typhoon HIL*, a normalização de amplitude e a integração do sinal são etapas fundamentais para o funcionamento robusto do SRF-PLL. Conforme demonstrado por [28], a normalização da amplitude mitiga a não linearidade inerente à malha de controle, tornando a dinâmica do sistema independente de variações ou afundamentos na tensão da rede. Na simulação, essa etapa garante que o sinal de erro processado pelo controlador PI represente puramente o desvio de fase, validando o projeto dos ganhos para diferentes condições de operação. Em seguida, o sinal de saída do controlador, que corresponde à frequência estimada da rede, é processado por um bloco integrador. Este integrador é responsável por calcular o ângulo de fase instantâneo ( $\theta$ ), que é continuamente realimentado para o bloco de transformação  $abc - dq$ , fechando a malha de sincronismo e garantindo que a componente de tensão do eixo  $q$  seja levada a zero em regime permanente.

#### 4 CONTROLE DE CORRENTE EM REFERENCIAL SÍNCRONO $DQ$

A malha de controle de corrente é a etapa mais interna do sistema de controle do conversor, sendo responsável por garantir que as correntes injetadas na rede elétrica sigam suas respectivas referência. Para facilitar a ação de controle e garantir erro nulo em regime permanente utilizando controladores Proporcional-Integral (PI) clássicos, as variáveis trifásicas do sistema são convertidas para o referencial síncrono girante  $dq$ , conforme já foi discutido anteriormente.

##### 4.1 Dinâmica do inversor conectado à rede no referencial $dq$

No referencial síncrono, o controle das potências ativa e reativa pode ser realizado de forma independente através das correntes  $i_d$  e  $i_q$ , respectivamente [27]. Para a operação nominal deste projeto, estabeleceu-se a referência de corrente do eixo direto como  $I_{d,ref} = 5$  A, impondo o fluxo de potência ativa desejado, enquanto a referências do eixo em quadratura foi definida como  $I_{q,ref} = 0$  A, garantindo a operação com fator de potência unitário.

Durante a aplicação da transformada  $abc - dq$ , observa-se o surgimento de termos de acoplamento cruzado entre os eixos  $d$  e  $q$ , o que teoricamente exigiria uma malha de compensação. Contudo, pesquisas na literatura demonstram que a utilização desse artifício de desacoplamento pode ser omitida [29]. Na prática, a exclusão dessas malhas não compromete o desempenho dinâmico do sistema, visto que a própria ação integral dos controladores PI apresenta robustez suficiente para rejeitar o acoplamento como se fosse um distúrbio externo.

Por outro lado, a estratégia de controle adota a técnica de *feedforward* (pré-alimentação) das tensões ( $v_d$  e  $v_q$ ). A soma direta dessas componentes na saída dos controladores PI

melhora significativamente a rejeição de distúrbios oriundos de afundamentos ou variações na tensão da rede, aliviando o esforço de controle da parcela integral e melhorando a resposta transitória do sistema.

##### 4.2 Projeto do controlador PI de corrente

A estrutura clássica do diagrama de blocos para o controle de corrente no referencial síncrono  $dq$  é composta fundamentalmente pela malha de realimentação unitária, o comparador de erro, o controlador Proporcional-Integral (PI), os atrasos inerentes ao processamento digital e à modulação (PWM) e a função de transferência da planta [27]. Na abordagem tradicional, a planta é modelada de forma simplificada como um filtro puramente indutivo ( $L$ ), resultando em um bloco de primeira ordem do tipo  $1/(sL + R)$  [27].

Contudo, para atender a requisitos mais rigorosos de qualidade de energia e garantir uma atenuação harmônica superior frente ao chaveamento do conversor, este projeto substitui o filtro indutivo simples por uma topologia LCL [3]. Consequentemente, o bloco correspondente à planta no diagrama de controle clássico deve ser atualizado para refletir essa nova e complexa dinâmica.

Seguindo a estrutura clássica de controle, a malha aberta do sistema é composta pelo ganho estático do conversor em cascata com a planta do filtro [27], porém o ganho do inversor não foi considerado, pois adiante ainda temos a normalização do sinal. Como discutido nas seções anteriores, para refletir o comportamento real do sistema é considerado a planta de terceira ordem do filtro LCL com amortecimento passivo (Equação 10).

Devido à complexidade da planta de ordem superior e à presença dos polos complexos conjugados inerentes ao filtro LCL, os métodos analíticos de sintonia por cancelamento de polos e zeros tornam-se inviáveis. Para contornar essa limitação e assegurar a estabilidade do sistema, o projeto do controlador Proporcional-Integral (PI) foi realizado através da análise de resposta em frequência.

A sintonia dos ganhos proporcional ( $k_p$ ) e integral ( $k_i$ ) foi conduzida utilizando o diagrama de Bode, com o auxílio da ferramenta *rltool* (Control System Designer) do software MATLAB. Essa abordagem gráfica permitiu alocar os polos e zeros do controlador de modo a moldar a resposta do sistema em malha aberta, garantindo o atendimento aos critérios de projeto preestabelecidos: margem de ganho superior a 3 dB e margem de fase entre 45° e 60°.

A partir da sintonia no *rltool*, a resposta em frequência resultante na Figura 4 demonstrou a eficácia do projeto, alcançando uma margem de ganho de 4,4 dB e uma margem de fase de 52,6°. Utilizando o controlador PI em sua forma clássica  $C(s) = k_p + k_i/s$ , tem-se ganhos finais de  $k_p = 14,436 \Omega$  e  $k_i = 4010$  H. Esses parâmetros foram aplicados ao modelo de simulação.

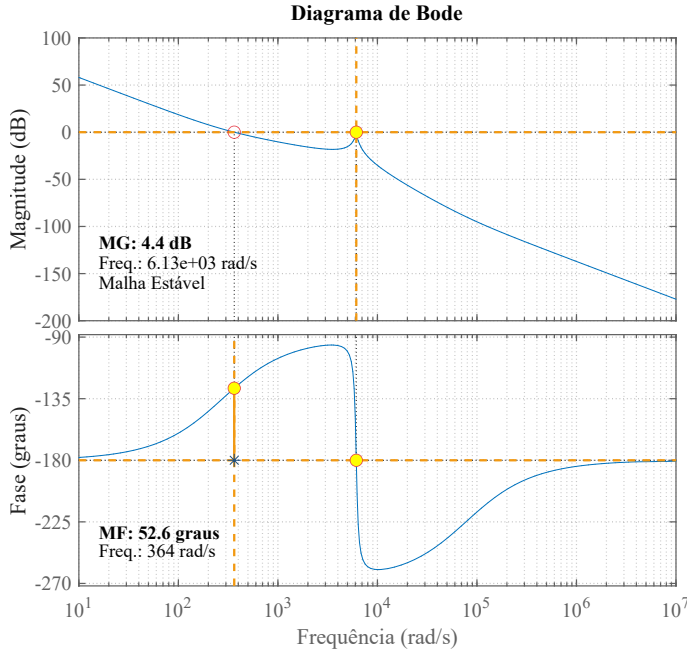


Fig. 4. Diagrama de Bode do controlador PI de corrente.

#### 4.3 Projeto do Controlador LQR de Corrente

A etapa de inversão para conexão à rede elétrica exige um controle rigoroso das correntes injetadas, a fim de garantir o rastreamento da referência com erro nulo em regime permanente e baixa distorção harmônica. Inicialmente, controladores PI clássicos são frequentemente empregados no referencial síncrono ( $dq$ ). Contudo, a presença do filtro LCL introduz um pico de ressonância e um acoplamento cruzado entre os eixos direto ( $d$ ) e em quadratura ( $q$ ).

Para mitigar a ressonância e tratar o acoplamento cruzado de maneira nativa, optou-se pela implementação de um Regulador Quadrático Linear (LQR) com ação integral discreta. Sendo uma estratégia multivariável (MIMO), o LQR realiza o amortecimento ativo (*active damping*) do filtro LCL através da realimentação ótima do vetor de estados da planta [30].

**4.3.1 Modelagem da Planta no Referencial Síncrono:** Para a síntese do controlador LQR, o filtro LCL trifásico foi modelado no espaço de estados contínuo sob o referencial síncrono rotativo ( $dq$ ). O vetor de estados físicos de 6ª ordem é composto pelas correntes do indutor do lado do inversor ( $i_1$ ), tensões nos capacitores ( $v_c$ ) e correntes do indutor do lado da rede ( $i_2$ )

$$x = [i_{1d} \ i_{1q} \ v_{cd} \ v_{cq} \ i_{2d} \ i_{2q}]^T. \quad (19)$$

As variáveis de entrada e de saída são definidas por:

$$u = [v_d \ v_q]^T; \ y = [i_{2d} \ i_{2q}]^T. \quad (20)$$

A representação contínua do sistema é regida pelas equações  $\dot{x} = A_c x + B_c u$  e  $y = C_c x$ . A matriz de dinâmica  $A_c \in \mathbb{R}^{6 \times 6}$  condensa as leis de Kirchhoff do circuito, englobando as

resistências parasitas dos indutores ( $R_1, R_2$ ), a resistência de amortecimento passivo ( $R_f$ ) e os termos de acoplamento cruzado advindos da transformada de Park ( $\pm \omega L, \pm \omega C$ ). A matriz de entrada  $B_c \in \mathbb{R}^{6 \times 2}$  relaciona o comando de tensão à derivada da corrente do inversor ( $1/L_1$ ), enquanto a matriz  $C_c \in \mathbb{R}^{2 \times 6}$  extrai unicamente as correntes da rede elétrica do vetor de estados.

**4.3.2 Discretização e Ação Integral Aumentada:** O modelo contínuo foi discretizado utilizando o método do Segurador de Ordem Zero (ZOH) para um tempo de amostragem de  $T_s = 100 \mu s$ , gerando as matrizes discretas  $A_d, B_d$  e  $C_d$ .

Como a formulação clássica do LQR atua estritamente como um regulador (cujo objetivo é levar os estados à origem), o controle apresentaria erro de regime permanente ao tentar seguir uma referência em degrau. Para solucionar esta limitação, a literatura recomenda que o modelo de estados seja aumentado com novas variáveis referentes à integração do erro de rastreamento [6], [7]. Neste projeto, adotou-se a integração discreta do erro das correntes  $d$  e  $q$

$$\eta(k+1) = \eta(k) + T_s[r(k) - y(k)]. \quad (21)$$

O vetor de estados estendido passou a ser de 8ª ordem ( $x_{aug} = [x^T \ \eta^T]^T$ ). Para acomodar a ação integral, a formulação requer a montagem do sistema em blocos, resultando na seguinte estrutura matricial aumentada:

$$A_{aug} = \begin{bmatrix} A_d & 0_{6 \times 2} \\ -C_d \cdot T_s & I_{2 \times 2} \end{bmatrix}, \quad B_{aug} = \begin{bmatrix} B_d \\ 0_{2 \times 2} \end{bmatrix} \quad (22)$$

Esta formulação permite que a resolução algébrica da Equação de Riccati encontre os ganhos ótimos não apenas para a realimentação de estados ( $K_x \in \mathbb{R}^{2 \times 6}$ ), mas também para a parcela integral ( $K_i \in \mathbb{R}^{2 \times 2}$ ). A lei de controle assume a forma final:  $u(k) = K_i \eta(k) - K_x x(k)$ .

**4.3.3 Sintonia Direcionada pela Regra de Bryson:** A determinação empírica das matrizes de ponderação  $Q$  e  $R$  do algoritmo LQR é comumente apontada como uma desvantagem do método. Contudo, a manipulação adequada desses parâmetros permite penalizar severamente o esforço de controle ou o desvio de variáveis de estado específicas, traduzindo limites físicos do conversor diretamente para a função de custo do otimizador [7].

Matematicamente, a otimização realizada pelo algoritmo LQR consiste em encontrar os ganhos que minimizam a função de custo quadrática discreta ( $J$ ), expressa por:

$$J = \sum_{k=0}^{\infty} [x_{aug}(k)^T Q x_{aug}(k) + u(k)^T R u(k)] \quad (23)$$

Nesta formulação, a matriz  $Q$  estabelece o peso das penalizações aplicadas aos desvios dos estados ( $x_{aug}$ ), enquanto a matriz  $R$  define o peso da penalização sobre o esforço de controle ( $u$ ).

A fim de estabelecer uma metodologia de sintonia determinística, adotou-se a Regra de Bryson. Este método define os elementos das matrizes diagonais  $Q$  e  $R$  como o inverso do quadrado dos desvios máximos aceitáveis para cada estado e entrada [30]:

$$Q_{ii} = \frac{1}{(\Delta x_{i,max})^2}, \quad R_{ii} = \frac{1}{(\Delta u_{i,max})^2} \quad (24)$$

Embora a literatura aponte que a exigência de conhecimento prévio das variações máximas admissíveis seja uma dificuldade na aplicação direta desta regra [30], neste projeto, essa limitação foi superada ao extrair as tolerâncias diretamente dos limites operacionais do inversor e da dinâmica nominal do filtro LCL:

- **Esforço de Controle (R):** Operando com um barramento de  $V_{cc} = 700V$  sob modulação senoidal com injeção de terceira harmônica (SVPWM), a tensão máxima sintetizável no regime linear é 404 V. Fixou-se estritamente  $\Delta u_{max} = 404V$ , evitando a sobremodulação transiente, uma abordagem alinhada à limitação do esforço de controle em conversores chaveados [7].
- **Tensão no Capacitor ( $v_c$ ):** A variação da tensão no núcleo central do LCL foi restringida a 5% da tensão de pico da rede elétrica. Essa pesada penalização induz o LQR a atuar com um forte amortecimento ativo, mitigando a ressonância sistêmica e substituindo as perdas em resistores físicos.
- **Ação Integral e Erro de Regime ( $\eta$ ):** Para garantir um rastreamento rápido e anular o erro em regime permanente, a tolerância de desvio para os estados aumentados de integração foi severamente restringida. Aplicou-se um fator multiplicativo considerável (peso 10.000 vezes maior) na sintonia matemática desses estados, forçando o otimizador a priorizar a eliminação instantânea de qualquer desvio acumulado entre as correntes de referência e as correntes injetadas na rede. O script em MATLAB utilizado para a síntese dos ganhos e geração do código C é apresentado no Apêndice B.

#### 4.4 Implementação do controle de corrente no Typhoon HIL

A implementação da malha de controle de corrente no ambiente de simulação Typhoon HIL foi desenvolvida utilizando os componentes da biblioteca padrão, operando com um passo de simulação de 100  $\mu s$ . A estrutura completa da montagem dos blocos de controle e modulação pode ser observada adiante.

**4.4.1 Implementação do controle PI:** O processamento dos sinais tem início com a medição das correntes trifásicas, as quais são convertidas para o referencial síncrono. Os sinais de erro, resultantes da diferença entre as correntes de referência ( $i_d^*$  e  $i_q^*$ ) e as correntes medidas nos eixos  $d$  e  $q$ , são aplicados a dois blocos controladores PI de cada um dos eixos  $dq$ . Como as plantas de controle são idênticas, a sintonia do controlador PI é a mesma para ambas as coordenadas [15]. Ambos operam com ações proporcional e integral, incorporando a função *anti-*

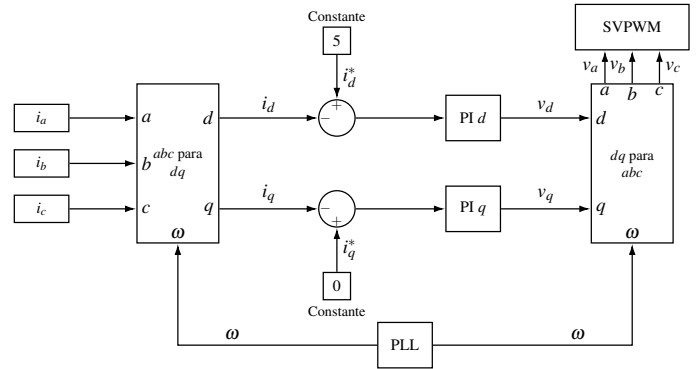


Fig. 5. Estrutura de do controlador PI de corrente.

*windup* e limites de saturação de saída definidos entre  $-404V$  e  $404V$ , que correspondem ao limite linear de tensão de fase que o inversor consegue sintetizar a partir do barramento CC de 700 V. A Figura 5 representa o diagrama de blocos desse sistema.

Após o processamento das malhas de controle, as tensões de referência nos eixos  $d$  e  $q$  são convertidas para o referencial trifásico estacionário por meio do bloco *dq to abc*. Em seguida, esses sinais passam por um bloco em *C function*, responsável por implementar a estratégia equivalente de SVPWM por injeção de sequência zero e pela normalização em função da tensão do barramento CC. Na saída desse bloco, os sinais modulantes são limitados ao intervalo  $[-1, 1]$  e aplicados às entradas *InA*, *InB* e *InC* do inversor. A geração dos pulsos de comando é então realizada pelo modulador interno do bloco do inversor, com frequência de chaveamento de 10 kHz e tempo morto (*dead time*) de 5  $\mu s$  nas transições das chaves semicondutoras.

**4.4.2 Implementação do Controle LQR:** Para validar o funcionamento do controle projetado, a arquitetura do LQR foi modelada no ambiente de simulação *Hardware-in-the-Loop* (Typhoon HIL). Conforme ilustrado na Figura 6, a implementação foi estrategicamente dividida entre componentes nativos do software e um código em linguagem C embarcado.

O fluxo de controle se inicia com a medição dos sinais no circuito de potência. Sensores medem as correntes dos indutores ( $i_1$  e  $i_2$ ) e a tensão nos capacitores do filtro ( $v_c$ ). Esses sinais passam pelo bloco de transformação  $abc \rightarrow dq$ , gerando o vetor de estados  $x(k)$  em referencial síncrono. Em vez de calcular o acúmulo de erro dentro do código, a corrente da rede ( $i_{2dq}$ ) é extraída e levada a um bloco Integrador Discreto nativo do software. Essa escolha foi feita para permitir o uso da função física de saturação do integrador, limitando o acúmulo do erro em  $\pm 5000$  e protegendo o sistema contra instabilidades severas durante grandes degraus de partida.

O cérebro da malha reside dentro do bloco de código C. Ele recebe como entrada as saídas do integrador ( $\eta_{dq}$ ) e o vetor de estados completo ( $x(k)$ ). Internamente, o algoritmo multiplica esses sinais por suas respectivas matrizes de ganho ( $K_i$  e  $K_x$ ) calculadas no MATLAB, e realiza a soma matemática para obter a tensão de comando instantânea  $v_{dq}$ .

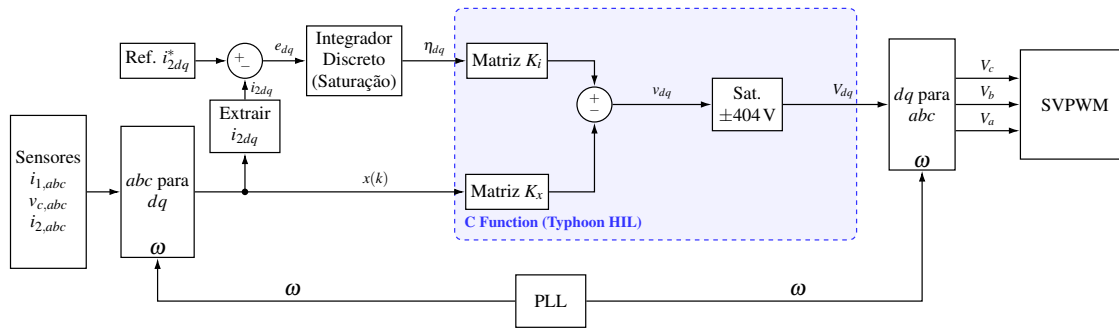
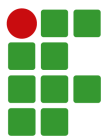


Fig. 6. Diagrama de blocos do LQR.

A fim de traduzir a resposta teórica do LQR para a física do inversor, as tensões de controle  $v_{dq}$  são submetidas a um bloco de saturação no código, que as limita em  $\pm 404$  V, respeitando a região linear de operação do conversor para um barramento CC de 700 V com Modulação por Vetor Espacial (SVPWM). Esses sinais de tensão retornam ao referencial estacionário ( $dq$  para  $abc$ ) e são enviados ao bloco gerador do SVPWM. Dentro deste bloco, após a injeção da tensão de sequência zero, ocorre a normalização dos sinais. Isso converte as referências de tensão em índices de modulação ( $m_{abc}$ ) contidos no intervalo  $[-1, 1]$ , que finalmente ditam o disparo dos IGBTs de forma segura e dinâmica.

## 5 ROTINA DE VARREDURA PARAMÉTRICA

A análise do comportamento sob diferentes condições operacionais é uma etapa fundamental para a avaliação de robustez e confiabilidade do controle implementado. Nesse contexto, o método de Monte Carlo constitui uma abordagem amplamente utilizada em sistemas elétricos de potência para lidar com incertezas e variabilidades paramétricas [11],[12]. Em linhas gerais, o método consiste em realizar um grande número de simulações com parâmetros amostrados aleatoriamente a partir de distribuições de probabilidade, de modo a caracterizar estatisticamente o comportamento do sistema frente a diferentes cenários [11].

Aplicações recentes demonstram a eficácia dessa abordagem em sistemas de microrredes com integração de fontes renováveis, onde a variabilidade dos parâmetros de entrada, como velocidade do vento e demanda de carga, torna inviável a análise puramente determinística [12]. Nesses trabalhos, simulações repetidas com amostragem estocástica permitem identificar pontos ótimos de operação e avaliar a robustez do sistema de forma sistemática [31].

No presente trabalho, adotou-se uma abordagem inspirada no método de Monte Carlo, porém adaptada às características do sistema. Os parâmetros variados foram escolhidos por representarem as principais fontes de incerteza e perturbação em sistemas de geração distribuída conectados à rede: a frequência da rede elétrica, cuja variação afeta diretamente o sincronismo do PLL; a tensão da rede, que impacta a operação do estágio

**TABELA II**

Faixas de variação da varredura paramétrica.

| Parâmetro          | Mínimo (p.u.) | Máximo (p.u.) |
|--------------------|---------------|---------------|
| Frequência (Rede)  | 0,975         | 1,025         |
| Tensão (Rede)      | 0,5           | 1,5           |
| Impedância (Linha) | 0,5           | 2,0           |
| Potência (Carga)   | 0,3           | 1,5           |

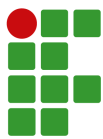
**TABELA III**

Parâmetros nominais do sistema.

| Parâmetro              | Símbolo | Valor nominal |
|------------------------|---------|---------------|
| Tensão de fase da rede | $V_f$   | 220 V         |
| Frequência da rede     | $f_r$   | 60 Hz         |
| Indutância de linha    | $L_g$   | 26 mH         |
| Resistência de linha   | $R_g$   | 10 $\Omega$   |
| Potência da carga      | $P$     | 2330 W        |

inversor e a malha de controle de corrente; a impedância da linha de distribuição, que altera a impedância vista pelo conversor e pode comprometer a estabilidade do sistema em malha fechada; e a potência da carga local, que representa variações na demanda conectada ao PAC. A escolha das faixas de variação, detalhadas na Tabela II, baseou-se em limites operacionais extremos de redes de distribuição, contemplando tanto condições nominais quanto situações de estresse, como afundamentos de tensão, variações de frequência e variações de impedância decorrentes de reconfiguração de rede ou inserção de novos ramais. Diferentemente da formulação clássica de Monte Carlo, que tipicamente exige um número muito elevado de amostras para convergência estatística [11], optou-se pela realização de 100 simulações com parâmetros sorteados aleatoriamente segundo distribuição uniforme dentro das faixas estipuladas na Tabela II.

Essa quantidade foi considerada suficiente para cobrir uma diversidade representativa de cenários sem incorrer em esforço computacional excessivo, uma vez que o objetivo principal não é a caracterização probabilística do sistema, mas sim a avaliação de sua robustez operacional frente a alterações paramétricas e de



variáveis do sistema não diretamente correlacionadas ao sistema de controle.

A varredura paramétrica foi implementada sobre a plataforma Typhoon HIL, utilizando o ambiente TyphoonTest IDE para a automação e execução das simulações. O código em Python dessa rotina é apresentado no Apêndice C. O modelo do sistema foi compilado em arquivo .cpd e executado em modo *Virtual HIL* (vHIL), que permite realizar simulações emuladas inteiramente em software, sem a necessidade de hardware físico dedicado. Essa modalidade é adequada para estudos paramétricos em larga escala, pois possibilita a execução de múltiplos cenários de forma automatizada.

A estratégia de simulação adotada consistiu em manter o modelo em execução contínua ao longo de todos os cenários, alterando os parâmetros operacionais dinamicamente entre um caso e o seguinte, sem reinicialização do simulador. Para cada cenário, os fatores de frequência, tensão, impedância e potência de carga, lidos a partir de uma planilha de entrada, foram convertidos em valores absolutos com base nos parâmetros nominais do sistema, conforme indicado na Tabela III, e então aplicados ao modelo por meio da API HIL.

Após a aplicação dos parâmetros de cada cenário, aguardou-se um tempo de estabilização para que o sistema atingisse o regime permanente. Em seguida, foram capturados os dados a uma taxa de amostragem de 10 kHz.

## 6 RESULTADOS EM SIMULAÇÃO

Esta seção destina-se à apresentação dos resultados obtidos através das simulações computacionais do conversor conectado à rede. Para validar as estratégias de controle propostas e garantir boas respostas dinâmicas, os ensaios foram realizados no ambiente de simulação Typhoon HIL. Essa abordagem permitiu uma avaliação do comportamento do sistema frente a diversas condições operacionais, transitórias e de regime permanente.

### 6.1 Validação do Algoritmo de Sincronismo (SRF-PLL)

Para garantir o correto funcionamento das malhas de controle no referencial síncrono  $dq$  e a injeção de potência com fator de potência unitário, é imprescindível que o ângulo de fase da rede elétrica ( $\theta$ ) seja estimado. Dessa forma, o algoritmo SRF-PLL implementado foi submetido a testes de simulação para validar sua resposta dinâmica, sua capacidade de rastreamento e seu comportamento em regime permanente.

A primeira etapa de validação consistiu em avaliar a resposta transitória do algoritmo durante a inicialização do sistema, submetendo-o a um degrau de frequência de 0 para 60 Hz. Observa-se na Figura 7 (a) que a frequência estimada pelo algoritmo converge rapidamente para o valor nominal da rede, demonstrando uma dinâmica subamortecida controlada. Consequentemente, a Figura 7 (b) comprova a correta geração do ângulo de fase estimado ( $\theta$ ), que assume o perfil dente de serra esperado, variando linearmente de 0 a  $2\pi$  radianos.

Para avaliar a robustez e a capacidade de rastreamento contínuo do algoritmo frente a variações dinâmicas mais

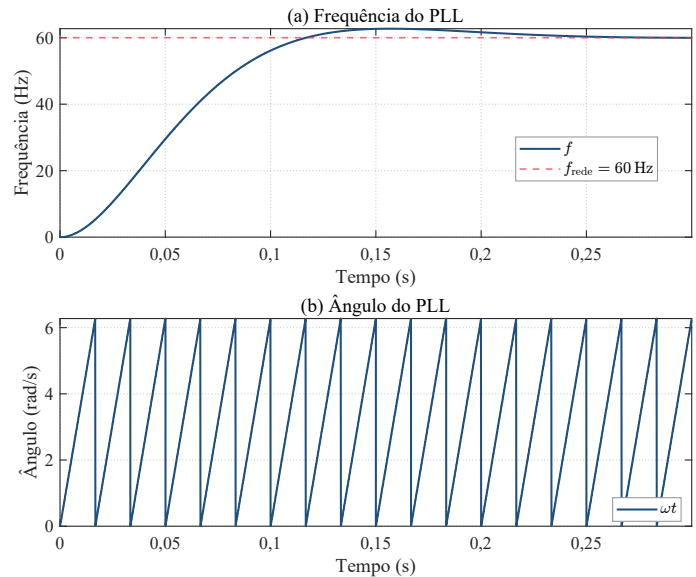


Fig. 7. Frequência e ângulo obtidos pelo PLL.

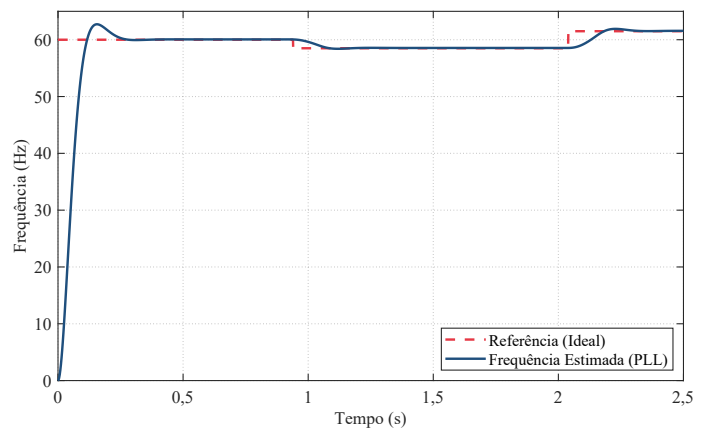


Fig. 8. Variação de frequência da rede. Esta curva de rastreamento foi obtida utilizando o Typhoon HiL.

brandas, realizou-se um ensaio de rampa de frequência. Neste cenário, a frequência de referência partiu de 0 Hz até atingir os 60 Hz nominais em um intervalo de aproximadamente 1 segundo.

A Figura 8 apresenta a sobreposição da frequência de referência ideal e da frequência estimada pelo SRF-PLL ao longo de 4 segundos de simulação. Nota-se que o algoritmo é capaz de rastrear a mudança de referência com fidelidade e manter-se estável após atingir o valor nominal. A ausência de erro em regime permanente durante a rampa comprova a eficácia da ação integral do controlador PI do PLL.

Estes resultados atestam a confiabilidade do SRF-PLL projetado. A resposta ao degrau e o rastreamento em rampa asseguram que as transformadas de Park e Clarke fornecerão sinais de referência ( $d$  e  $q$ ) coerentes e estáveis para os controladores de corrente, mesmo durante transitórios de conexão ou variações na frequência da rede elétrica.

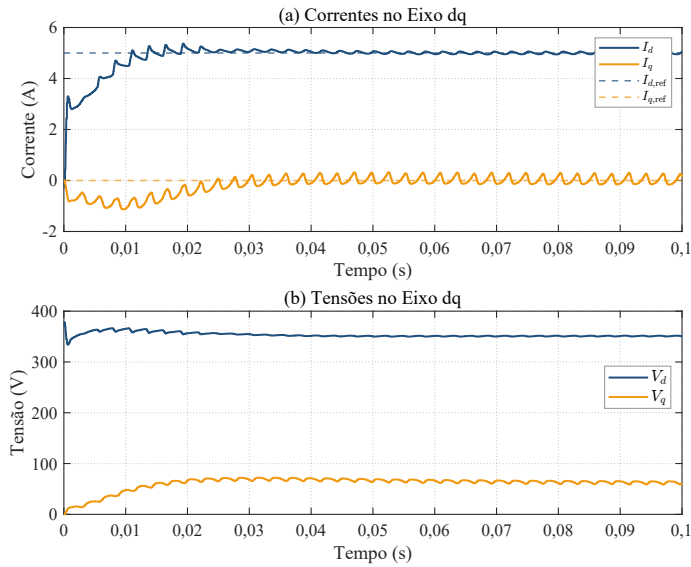


Fig. 9. Correntes e Tensões em dq (PI).

### 6.2 Desempenho do controlador PI

Para validar a eficácia da malha de controle de corrente com os controladores Proporcional-Integral (PI), o sistema foi submetido a um teste de resposta ao degrau. A simulação foi inicializada com o inversor conectado à rede. Aplicou-se um degrau na referência de corrente ativa ( $I_{d,ref} = 5$ ), mantendo-se a referência reativa  $I_{q,ref} = 0$ , a fim de assegurar a operação com fator de potência unitário.

A Figura 9 (a) ilustra o comportamento das correntes no referencial síncrono. Observa-se que a corrente  $I_d$  rastreou a referência de forma rápida, estável e sem sobressinal perceptível, comprovando a adequação dos ganhos projetados. Além disso, a perturbação transitória na corrente  $I_q$  durante o degrau foi mínima e rapidamente mitigada pela ação integral do controlador. Isso evidencia a rejeição ao acoplamento cruzado entre os eixos, validando a premissa de que malhas complexas de desacoplamento podem ser dispensadas nesta aplicação.

O esforço de controle exigido pelos controladores PI pode ser analisado na Figura 9 (b). A tensão de comando do eixo direto ( $V_d$ ) estabilizou-se com uma folga em relação aos 404 V limites do barramento CC, enquanto  $V_q$  assumiu um valor reduzido, responsável por compensar as quedas de tensão na impedância do filtro LCL e manter  $I_q$  em 0 A.

O impacto físico da atuação do controlador pode ser visualizado no referencial estacionário por meio da Figura 10, a qual apresenta as correntes da fase A. Antes de  $t = 0$  s, a carga local era suprida integralmente pela rede elétrica. Imediatamente após o degrau, o inversor passa a injetar uma corrente senoidal. Como a tensão permanece inalterada, a redução da corrente fornecida pela rede implica, em termos de potência, uma menor participação da rede no suprimento da carga. Dessa forma, observa-se o correto direcionamento do fluxo de potência imposto pelo controle.

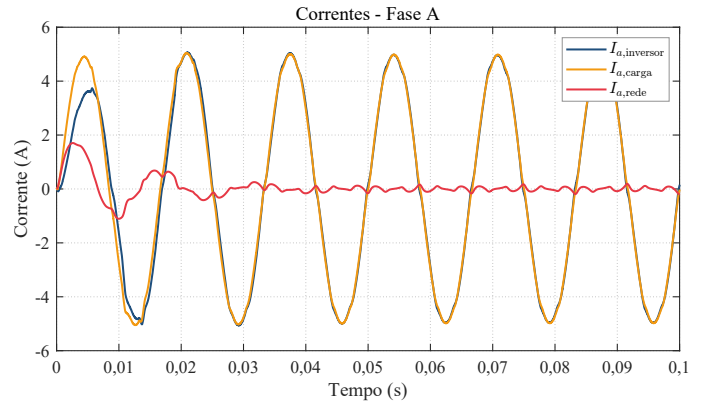


Fig. 10. Correntes na Fase A (PI).

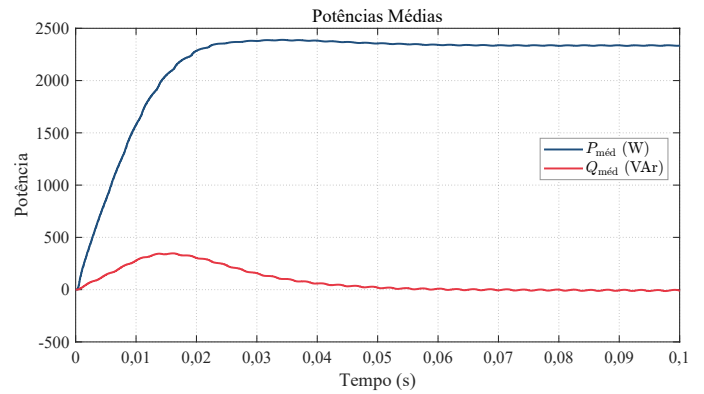


Fig. 11. Potências no sistema (PI).

A dinâmica das potências processadas pelo inversor é apresentada na Figura 11. Acompanhando o degrau de corrente, a potência ativa média ( $P_{méd}$ ) eleva-se de forma suave e sem oscilações bruscas até atingir o valor nominal de projeto (aproximadamente 2330 W). Simultaneamente, a potência reativa ( $Q_{méd}$ ) mantém-se regulada em torno de zero, confirmando o rastreamento eficaz da referência  $I_{q,ref}$  e a capacidade do sistema em operar com fator de potência unitário durante o fornecimento de energia.

Por fim, a Figura 12 (a) comprova que os sinais de comando gerados pelo controle de corrente mantiveram o índice de modulação dentro da região linear  $[-1, 1]$  durante todo o regime transitório e permanente. Esse comportamento, aliado à injeção de sequência zero do SVPWM ilustrada na Figura 12 (b), atesta que o controlador operou de forma otimizada, sem saturar o inversor e garantindo a máxima utilização do barramento CC.

### 6.3 Desempenho do controlador LQR

A avaliação do Regulador Quadrático Linear (LQR) seguiu o mesmo protocolo de ensaio aplicado ao controlador PI. Impôs-se uma variação em degrau na referência de corrente ativa ( $I_{d,ref}$ ) de 0 A para 5 A no instante  $t = 0$  s. A referência do eixo em quadratura ( $I_{q,ref}$ ) permaneceu nula, para obter fator de potência unitário.

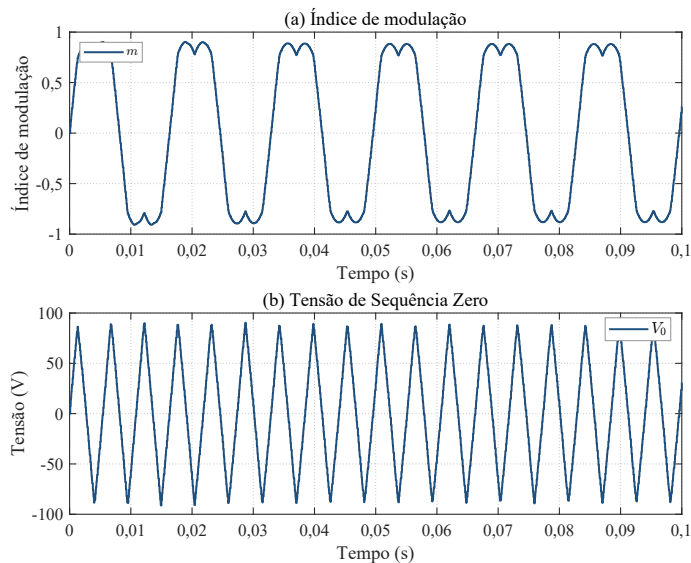
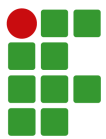


Fig. 12. Modulação do sistema (PI).

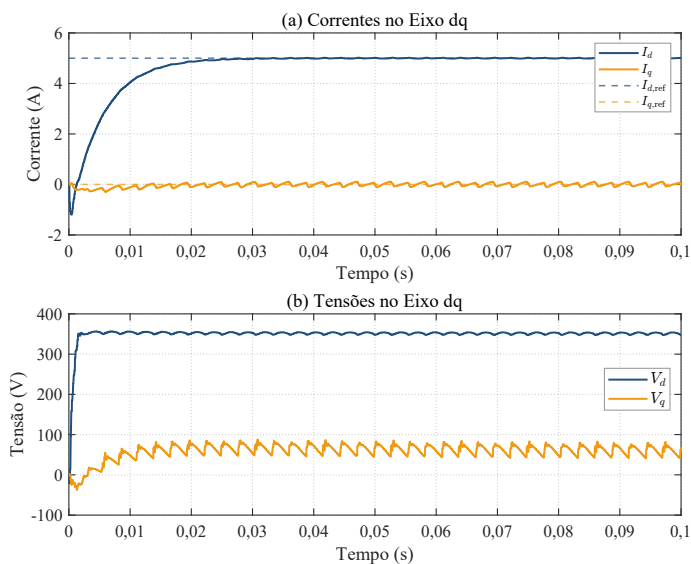


Fig. 13. Correntes e Tensões em dq (LQR).

Os resultados obtidos no referencial síncrono estão dispostos na Figura 13 (a). A resposta da corrente  $I_d$  demonstrou uma convergência rápida e isenta de sobressinal, o que atesta a correta calibração das matrizes de ponderação  $Q$  e  $R$  via Regra de Bryson. Em paralelo, nota-se que a variação brusca no eixo direto causou um desvio irrisório na corrente  $I_q$ . Essa perturbação foi prontamente suprimida pela parcela integral aumentada do controle, evidenciando a capacidade inerente do LQR em lidar com o acoplamento cruzado sem a necessidade de malhas de desacoplamento adicionais.

A Figura 13 (b) detalha as tensões de comando geradas pelo algoritmo ótimo. Observa-se que a tensão  $V_d$  se acomodou em um patamar seguro, distante do limite de saturação de 404 V do barramento de corrente contínua. Esse comportamento reflete a

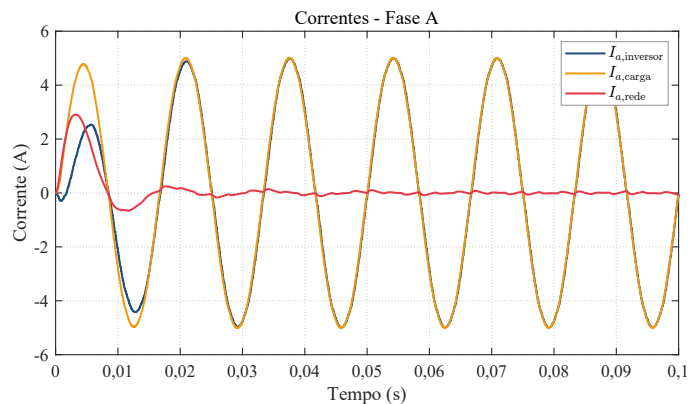


Fig. 14. Correntes na Fase A (LQR).

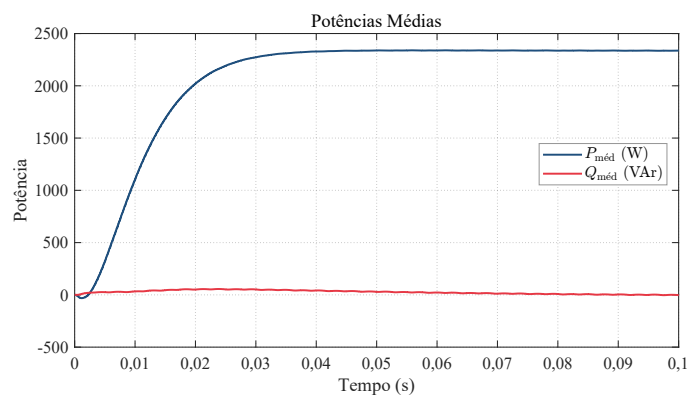


Fig. 15. Potências no sistema (LQR).

penalização imposta ao esforço de controle durante a síntese do LQR. A componente  $V_q$  também conseguiu compensar as quedas de tensão no filtro e sustentar a corrente reativa em 0 A.

A transição do fluxo de potência pode ser observada no domínio do tempo através das correntes da fase A (Figura 14). No momento em que o degrau é aplicado ( $t = 0$  s), o inversor assume instantaneamente a injeção de uma corrente senoidal. Consequentemente, a parcela de corrente que a rede elétrica precisava fornecer à carga local sofre uma redução até chegar praticamente em 0 A no momento em que o inversor consegue suprir a demanda de corrente exigida pela carga, confirmando a eficácia da regulação imposta pela realimentação de estados.

O reflexo dessa dinâmica nas potências do sistema é apresentado na Figura 15. A potência ativa média ( $P_{med}$ ) atinge o patamar de projeto (cerca de 2330 W) de maneira amortecida e sem oscilações de regime transitório. Ao mesmo tempo, a potência reativa ( $Q_{med}$ ) permanece rigidamente controlada em zero, o que valida a operação do conversor com fator de potência unitário.

Assim como o PI, o LQR respeitou os limites de modulação, em decorrência da injeção harmônica.

#### 6.4 Análise de potência e fluxo no PAC

Para avaliar a capacidade do sistema de controle em gerenciar o fluxo de potência bidirecional no Ponto de Acoplamento

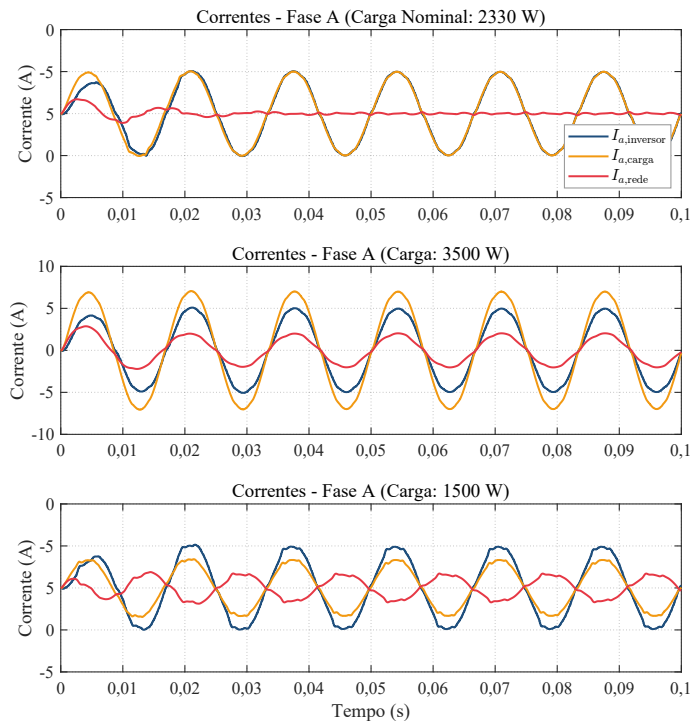
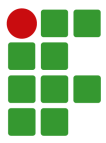


Fig. 16. Correntes na Fase A com variação de potência da carga.

Comum (PAC), foram propostos três cenários operacionais distintos. Nestes ensaios, a potência ativa injetada pelo inversor foi mantida fixa em seu valor nominal ( $P_{inv} \approx 2330 \text{ W}$ ), enquanto a demanda de potência da carga local ( $P_{carga}$ ) foi variada. O objetivo é observar a interação dinâmica entre a corrente fornecida pelo inversor ( $I_{a,inv}$ ), a corrente demandada pela carga ( $I_{a,carga}$ ) e a corrente proveniente da rede elétrica ( $I_{a,rede}$ ). Para fins de simplicidade, eles são apresentados utilizando o controlador PI.

O primeiro cenário, ilustrado na Figura 16 (a), representa a condição de balanço ideal, onde a demanda da carga foi ajustada para ser exatamente igual à potência gerada pelo inversor ( $P_{carga} = P_{inv}$ ). Observa-se que a amplitude da corrente injetada pelo conversor supre integralmente a necessidade da carga local. Consequentemente, a corrente drenada da rede elétrica é reduzida a praticamente zero, evidenciando o autossuprimento do microsistema.

No segundo cenário presente na Figura 16 (b), a carga local foi configurada para demandar uma potência superior à capacidade de geração do inversor, totalizando  $P_{carga} = 3500 \text{ W}$  ( $P_{carga} > P_{inv}$ ). Neste caso, o inversor continua operando em sua capacidade nominal, injetando o máximo de corrente permitida pelo seu projeto. A parcela faltante de energia para suprir a demanda total da carga passa a ser drenada automaticamente da rede elétrica, que atua como uma fonte de complemento, validando o paralelismo das fontes.

Por fim, o terceiro cenário Figura 16 (c) simula uma condição de baixa demanda local, onde a carga foi reduzida para  $P_{carga} = 1500 \text{ W}$  ( $P_{carga} < P_{inv}$ ). A análise das formas de onda demonstra

que a corrente do inversor é dividida no PAC: uma fração é direcionada para alimentar a carga local, enquanto a corrente excedente inverte seu sentido de fluxo em relação à rede elétrica. Esse comportamento comprova a capacidade do conversor *back-to-back* em atuar como um gerador ativo, exportando o excedente de potência para o sistema de distribuição. Destaca-se, porém, que há uma certa distorção harmônica nesta corrente injetada por se tratar de uma linha fraca (de alta impedância), apesar do filtro LCL melhorar a qualidade do sinal de saída em relação a um filtro L simples.

### 6.5 Resultados da análise de robustez

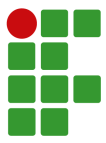
Para avaliar a robustez dos controladores PI e LQR frente a incertezas paramétricas e distúrbios externos, foram executados 100 cenários de simulação baseados no método de Monte Carlo. Conforme estabelecido na metodologia, os parâmetros de tensão da rede, frequência, impedância da linha e potência da carga foram variados aleatoriamente.

A Figura 17 apresenta o mapa de calor do erro de rastreamento da corrente ativa ( $I_d$ ). Ao analisar a dispersão, nota-se que o controlador PI apresenta uma predominância de áreas verdes, indicando um erro de rastreamento menor na maior parte dos cenários. Em contrapartida, o mapa do LQR exibe uma concentração maior de áreas amarelas e vermelhas, evidenciando que este controlador sofreu maior degradação no rastreamento da corrente frente às variações paramétricas impostas.

A causa raiz dessa diferença de desempenho torna-se evidente ao cruzar esses dados com a Figura 18, que ilustra o esforço de controle ( $V_d$ ) em regime permanente. Observa-se que o controlador PI atinge o limite de saturação do inversor (404 V) em um número restrito de situações, concentradas principalmente quando o fator de tensão da rede ultrapassa 1,2 p.u. Fisicamente, o aumento excessivo da tensão da rede exige que o inversor sintetize uma tensão ainda maior para impor a corrente desejada; quando essa demanda ultrapassa a capacidade do barramento CC, o controlador satura.

Por outro lado, o LQR satura com uma frequência consideravelmente maior sob as mesmas condições de contorno. Esse fenômeno ocorre devido à natureza agressiva da realimentação de estados: ao tentar forçar o erro a zero de forma muito rápida, o LQR exige picos de tensão elevados. Ao esbarrar repetidamente no limite físico de 404 V do barramento, o LQR perde sua região de operação linear, o que justifica a maior presença de erros elevados (áreas amarelas e vermelhas) no seu mapa de calor.

Além da malha de corrente, a robustez do sincronismo também foi avaliada, revelando um comportamento paradoxal do LQR. A Figura 19 ilustra a distribuição do erro de frequência estimado pelo PLL. O sistema operando com o LQR apresentou um erro médio de frequência menor (0,0623 Hz) em comparação ao PI (0,0750 Hz). No entanto, o LQR resultou em uma dispersão de dados significativamente maior e em um número superior de cenários que ultrapassaram a faixa de tolerância de



**Comparativo: Erro de Corrente  $I_d$**

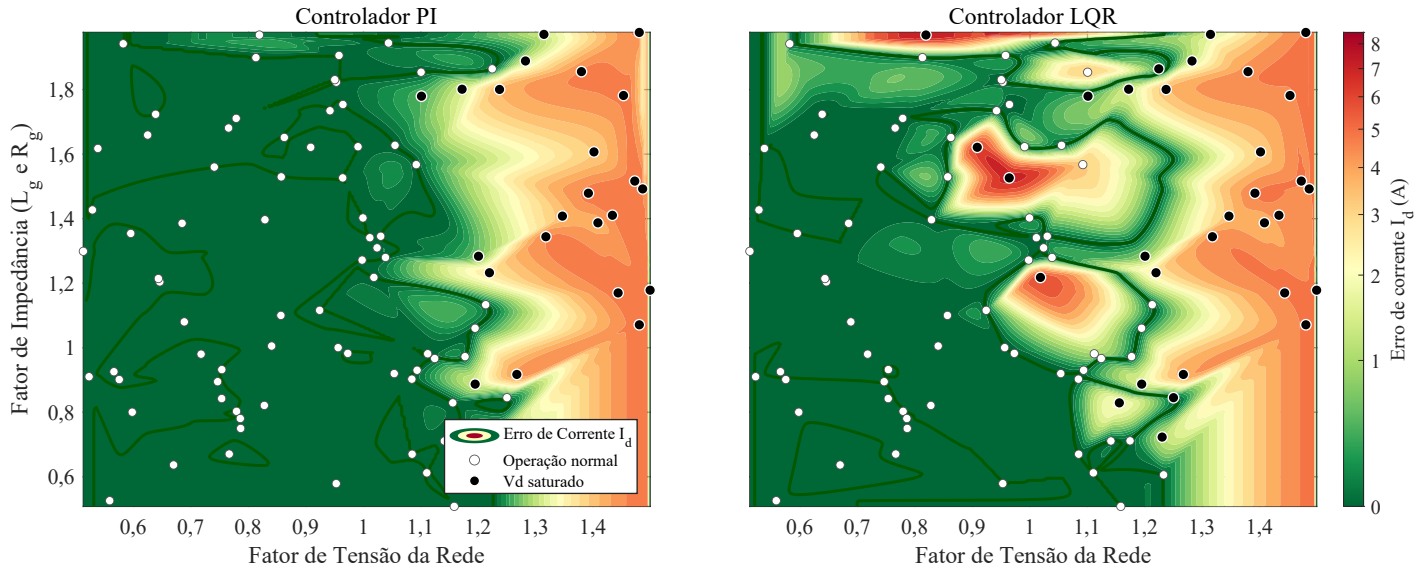


Fig. 17. Comparativo do erro de rastreamento da corrente  $I_d$ .

**Comparativo: Tensão  $V_d$  em Regime Permanente**

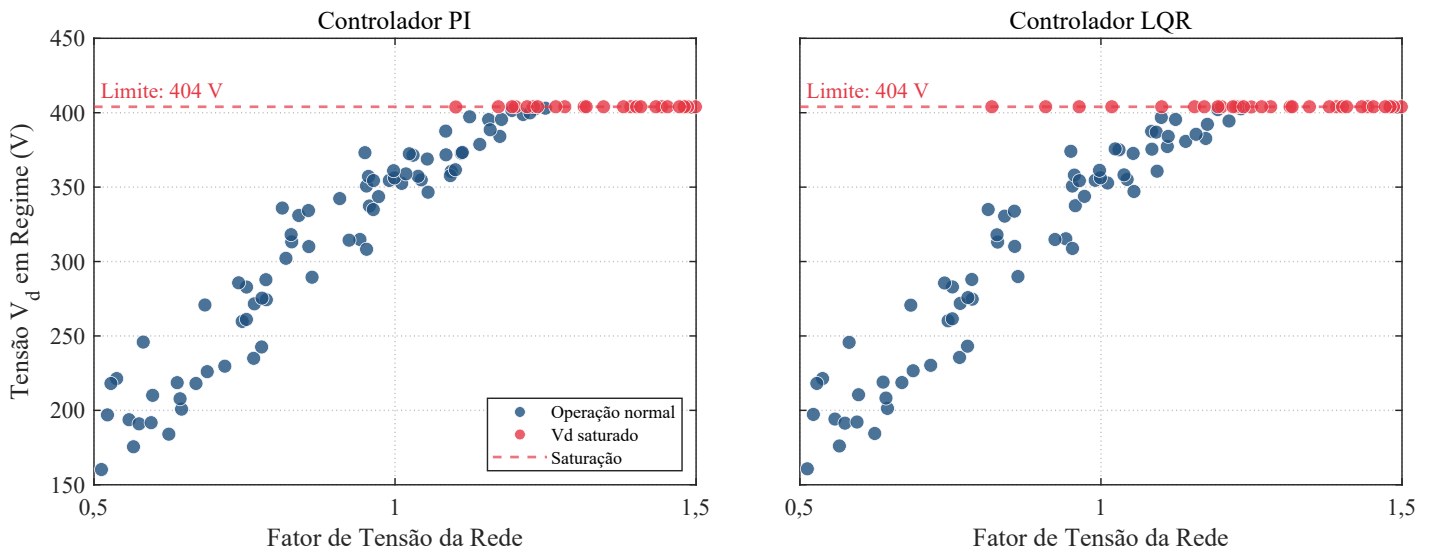


Fig. 18. Tensão  $V_d$  em regime permanente.

0,1 Hz, totalizando 22 perdas de sincronismo contra apenas 15 do controlador PI.

O fator determinante para essa instabilidade do LQR é a impedância da rede, conforme detalhado na Figura 20. Fica evidente que o aumento da impedância (caracterizando uma rede fraca) atua como um amplificador do erro do PLL. O controlador PI consegue manter os erros agrupados e contidos mesmo em altas impedâncias. O LQR, no entanto, apresenta uma dispersão maior nessas condições. Como o LQR atua de forma agressiva na injeção de corrente, essa dinâmica interage

com a alta impedância da linha, gerando maiores distorções transitórias na tensão do Ponto de Acoplamento Comum (PAC). É exatamente essa tensão distorcida no PAC que corrompe a leitura do SRF-PLL, levando à perda de sincronismo.

Em suma, a análise de Monte Carlo evidencia uma dicotomia clara no projeto: a agressividade do LQR exige um esforço de controle que leva o inversor à saturação mais rapidamente e distorce o PAC em redes fracas, derrubando o PLL. O controlador PI clássico, por ser mais conservador, satura menos e

### Comparativo: Erro de Frequência do PLL

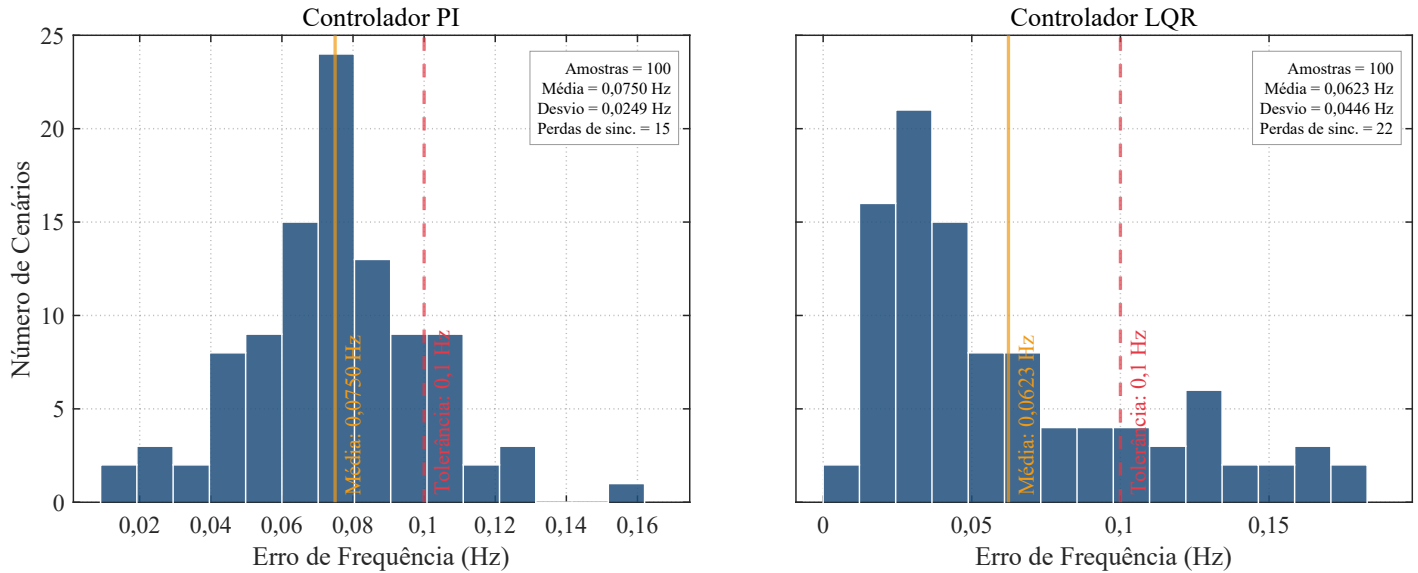


Fig. 19. Distribuição do erro de frequência do PLL.

### Comparativo: Impacto da Impedância no Erro do PLL

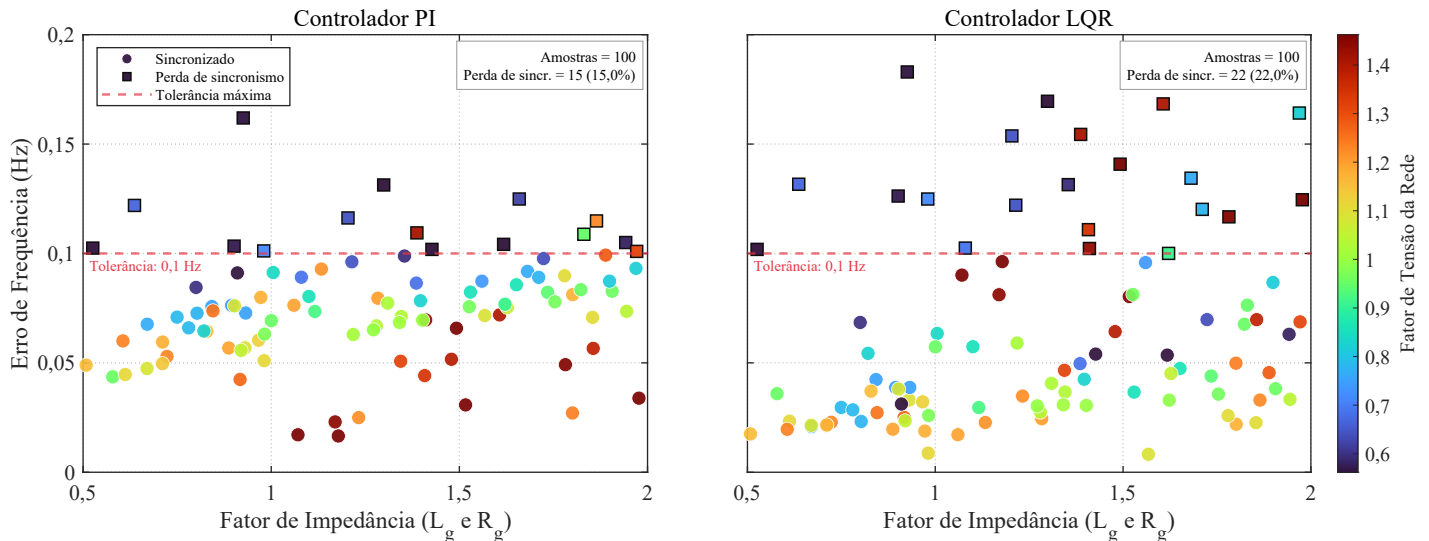


Fig. 20. Impacto da impedância da rede no erro de sincronismo do PLL.

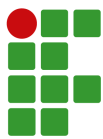
perturba menos a rede, demonstrando ser a escolha globalmente mais robusta para manter o inversor conectado e sincronizado.

#### 6.6 Discussão dos resultados

A análise comparativa entre os controladores PI e LQR, submetidos a cenários de estresse via simulação de Monte Carlo, evidenciou comportamentos dinâmicos distintos. Os resultados revelaram a vulnerabilidade do PI à saturação em cenários de sobretensão e a suscetibilidade do LQR à perda de sincronismo em redes de alta impedância.

A degradação severa do erro de rastreamento da corrente no controlador PI, observada quando o fator de tensão da rede ultrapassa 1,2 p.u., está diretamente ligada à perda da reserva de tensão do inversor.

Fisicamente, para que o conversor consiga injetar a corrente ativa desejada, a tensão sintetizada nos seus terminais deve ser superior à tensão do Ponto de Acoplamento Comum (PAC). Quando a tensão da rede sofre uma elevação excessiva, o controlador PI integra o erro de corrente e aumenta o sinal de comando ( $V_d$ ). No entanto, a máxima tensão que o inversor pode



sintetizar sem distorção é fisicamente limitada pela tensão do barramento de corrente contínua (neste projeto, 404 V).

Ao atingir esse teto, o modulador satura. A partir desse instante, a malha perde sua linearidade, o integrador sofre o efeito de *windup* (acúmulo de erro) e o sistema torna-se incapaz de zerar o erro de regime permanente, resultando nos desvios na casa de 8 A observados no mapa de calor. Cabe ressaltar, contudo, que normas técnicas classificam tensões acima de 1,10 p.u. como críticas [32], exigindo a atuação das proteções de sobretensão (OVP - *Overvoltage Protection*). Na prática, o inversor seria desconectado da rede antes de operar continuamente em 1,2 p.u., o que mitiga o impacto operacional dessa limitação.

Diferentemente do PI, os dados demonstraram que o LQR atinge o limite de saturação do barramento (404 V) com uma frequência consideravelmente maior. Esse comportamento é uma consequência direta da formulação matemática do Regulador Quadrático Linear e de sua sintonia.

A síntese dos ganhos do LQR minimiza uma função de custo ( $J$ ) ponderada pelas matrizes  $Q$  e  $R$ . Para garantir a alta performance dinâmica e a rápida rejeição de distúrbios observada no rastreamento de corrente, a realimentação de estados exige taxas de variação de tensão muito elevadas. Essa agressividade faz com que o sinal de controle tangencie e atinja o limite do barramento CC repetidas vezes diante de variações paramétricas. Uma das soluções mais simples seria o aumento da tensão no barramento CC.

A análise do sincronismo revelou que a agressividade do LQR também impacta a leitura do PLL, especialmente em cenários de alta impedância (redes fracas). Em uma rede fraca, a tensão no PAC torna-se altamente sensível à corrente injetada pelo inversor ( $V_{PAC} \approx V_{rede} + Z_{rede} \cdot I_{inv}$ ). As rápidas variações de corrente impostas pelo LQR geram distorções transitórias sobre a impedância da linha, perturbando a tensão lida pelo SRF-PLL e elevando o erro de estimação do ângulo.

Apesar de o LQR apresentar uma dispersão maior no erro de frequência, ultrapassando a marca de 0,1 Hz em 22% dos cenários, é fundamental contextualizar esse dado à luz das normativas vigentes. A frequência da rede deve operar entre 59,9 Hz e 60,1 Hz em condições normais, contudo durante a ocorrência de distúrbios, as instalações de geração devem suportar variações na faixa de 59,5 Hz a 60,5 Hz [32]. Como o erro máximo de estimação do PLL nas simulações manteve-se inferior a 0,2 Hz, o sistema operando com LQR permanece rigorosamente dentro da zona de tolerância a distúrbios exigida pela norma, não configurando uma perda crítica de sincronismo que levasse ao desligamento do equipamento.

## 7 CONCLUSÕES E TRABALHOS FUTUROS

O presente trabalho desenvolveu e validou estratégias de controle para a injeção de corrente de um inversor trifásico conectado à rede elétrica através de um filtro LCL. A análise comparativa demonstrou que a escolha da estratégia de controle

não deve se basear apenas no desempenho isolado da malha de corrente. O controlador LQR provou ser uma ferramenta poderosa, apresentando uma rejeição de distúrbios rápida. Contudo, constatou-se que sua agressividade levou a um excesso de saturações na operação sucessiva com a análise da simulação Monte Carlo.

Diante dessa limitação, propõe-se como trabalho futuro a execução de uma análise de Monte Carlo com inicialização discreta, reiniciando as variáveis de estado e os integradores a zero a cada nova iteração paramétrica. Essa nova abordagem permitirá isolar o efeito das condições iniciais, verificando se os cenários que falharam por permanecerem saturados teriam, de fato, atingido a saturação e a instabilidade caso partissem de uma condição inicial nominal e estável. Tal investigação será crucial para mapear os reais limites de robustez paramétrica do LQR, eliminando o viés do acúmulo de erros transientes.

Apesar dos resultados satisfatórios obtidos na simulação em tempo real, este estudo apresenta delimitações de escopo que devem ser consideradas, como o barramento CC, que foi modelado como uma fonte de tensão ideal. Também utilizou-se o SRF-PLL convencional para o sincronismo com a rede. Embora eficaz para redes equilibradas, este algoritmo apresenta limitações, o que pode comprometer a extração do ângulo  $\theta$  em redes muito fracas.

Sugerem-se os seguintes temas para a continuidade desta pesquisa: Controle da Tensão do Barramento CC; Integração do Controle do Retificador/Gerador; Análise de Fontes de Baixa Inércia na Rede Local; Implementação de PLLs Avançadas.

## REFERÊNCIAS

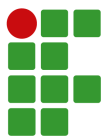
- [1] Empresa de Pesquisa Energética, *Balanco Energético Nacional 2025: Relatório Síntese, ano base 2024*, Empresa de Pesquisa Energética, Rio de Janeiro, May 2025, publicado em 28 de maio de 2025.
- [2] C. d. O. Ramos, *Geração distribuída e liberalização do mercado de energia: uma revisão comparativa entre Brasil e Alemanha*, Trabalho de conclusão de curso, Universidade Federal de Ouro Preto, João Monlevade, MG, 2025.
- [3] E. Arrais Junior, *Estratégia de conversor para interligação de sistemas de geração eólica à rede elétrica*, Dissertação (mestrado em automação e sistemas; engenharia de computação; telecomunicações), Universidade Federal do Rio Grande do Norte, Natal, RN, 2014.
- [4] S. Golestan, J. M. Guerrero, J. C. Vasquez, “Three-Phase PLLs: A Review of Recent Advances”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 32, no. 3, pp. 1894–1907, 2017, doi:10.1109/TPEL.2016.2565642.
- [5] D. Zmood, D. Holmes, “Stationary frame current regulation of PWM inverters with zero steady-state error”, *IEEE Transactions on Power*



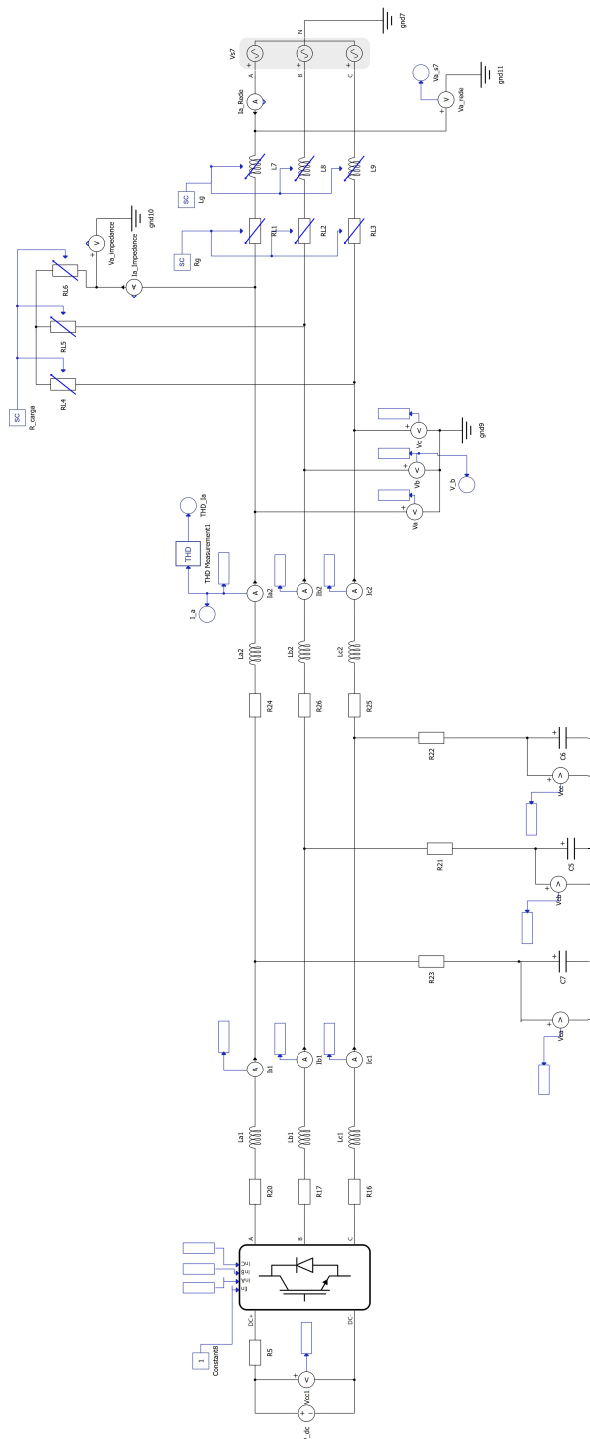
- Electronics*, vol. 18, no. 3, pp. 814–822, 2003, doi: 10.1109/TPEL.2003.810852.
- [6] C. Olalla, R. Leyva, A. El Aroudi, I. Queinnec, “Robust LQR Control for PWM Converters: An LMI Approach”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 56, no. 7, pp. 2548–2558, 2009, doi: 10.1109/TIE.2009.2017556.
- [7] D. O. Neacșu, A. Sîrbu, “Design of a LQR-Based Boost Converter Controller for Energy Savings”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 67, no. 7, pp. 5379–5388, 2020, doi:10.1109/TIE.2019.2934062.
- [8] M. Liserre, F. Blaabjerg, S. Hansen, “Design and control of an LCL-filter based three-phase active rectifier”, vol. 41, pp. 299 – 307 vol.1, 01 2001, doi: 10.1109/IAS.2001.955428.
- [9] A. Reznik, M. Simoes, A. Al-Durra, S. M. Mueeen, “LCL Filter Design and Performance Analysis for Grid-Interconnected Systems”, *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 50, pp. 1225–1232, 03 2014, doi: 10.1109/TIA.2013.2274612.
- [10] E. A. d. F. Nunes, *Análise de impactos na rede de distribuição de energia elétrica decorrentes da inserção de sistemas de geração fotovoltaicos*, Dissertação (mestrado em engenharia elétrica e de computação), Universidade Federal do Rio Grande do Norte, Natal, RN, 2017.
- [11] X. Guo, H. Bao, J. Li, “Interval Optimal Power Flow Model and Its Monte Carlo Method for AC/DC Hybrid Power System with Wind Power”, in *2019 14th IEEE Conference on Industrial Electronics and Applications (ICIEA)*, pp. 873–876, 2019, doi: 10.1109/ICIEA.2019.8834069.
- [12] C. Ding, H. Li, Y. Hong, L. Guan, D. Yan, H. Shen, “Optimization for Wind Power Integration with Flywheel Energy Storage in Microgrid Systems based on Monte Carlo Simulation”, in *2024 4th Power System and Green Energy Conference (PSGEC)*, pp. 1099–1103, 2024, doi: 10.1109/PSGEC62376.2024.10720991.
- [13] D. S. de Castro, *Modelagem de Conversores de Potência para Implementação em Hardware-in-the-Loop com MCUs de Alto Desempenho*, Dissertação (mestrado em sistemas dinâmicos), Escola de Engenharia de São Carlos, Universidade de São Paulo, São Carlos, SP, 2021, doi:10.11606/D.18.2021.tde-01122021-153027.
- [14] I. D. N. d. Souza, *Controle multivariável aplicado ao conversor back-to-back*, Tese de pós-graduação, Universidade Federal de Juiz de Fora, Juiz de Fora, MG, 2021.
- [15] A. Yazdani, R. Iravani, *Voltage-Sourced Converters in Power Systems: Modeling, Control, and Applications*, 03 2010, doi:10.1002/9780470551578.
- [16] F. Blaabjerg, M. Liserre, K. Ma, “Power Electronics Converters for Wind Turbine Systems”, *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 48, no. 2, pp. 708–719, 2012, doi:10.1109/TIA.2011.2181290.
- [17] Z. Chen, J. Guerrero, F. Blaabjerg, “A Review of the State of the Art of Power Electronics for Wind Turbines”, *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 24, pp. 1859 – 1875, 09 2009, doi: 10.1109/TPEL.2009.2017082.
- [18] M. H. Rashid, *Power Electronics Handbook*, Academic Press Series in Engineering, Academic Press, San Diego, CA, 2001.
- [19] E. A. Simões Filho, *Estudo do PWM espaço vetorial para o inversor de dois-níveis para carga trifásica*, Universidade Federal de Sergipe, São Cristóvão, SE, 2019, programa Institucional de Bolsas de Iniciação Científica (PIBIC/FAPITEC).
- [20] X. Xing, X. Li, C. Qin, J. Chen, C. Zhang, “An Optimized Zero-Sequence Voltage Injection Method for Eliminating Circulating Current and Reducing Common Mode Voltage of Parallel-Connected Three-Level Converters”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 67, no. 8, pp. 6583–6596, 2020, doi: 10.1109/TIE.2019.2939962.
- [21] 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”, *Eletrônica de Potência*, vol. 26, no. 4, pp. 399–408, 2021.
- [22] P. J. D. O. Evald, R. V. Tambara, H. A. Gründling, “A Direct Discrete-Time Reduced Order Robust Model Reference Adaptive Control for Grid-Tied Power Converters with LCL Filter”, *Eletrônica de Potência*, vol. 25, no. 3, pp. 361–372, Sep. 2020, doi: 10.18618/REP.2020.3.0039.
- [23] P. J. D. O. Evald, G. V. Hollweg, R. V. Tambara, H. A. Gründling, “A Discrete-Time Robust Adaptive PI Controller for Grid-Connected Voltage Source Converter with LCL Filter”, *Eletrônica de Potência*, vol. 26, no. 1, pp. 19–30, Mar. 2021, doi:10.18618/REP.2021.1.0053.
- [24] R. Mustapha, “Average current mode control of a voltage source inverter connected to the grid: application to different filter cells”, *Journal of Electrical Engineering*, 01 2004.
- [25] S. V. Araujo, A. Engler, B. Sahan, F. L. M. Antunes, “LCL filter design for grid-connected NPC inverters in offshore wind turbines”, in *2007 7th International Conference on Power Electronics*, pp. 1133–1138, 2007, doi:10.1109/ICPE.2007.4692556.
- [26] A. Romão, *Controle de um inversor monofásico conectado à rede elétrica com filtro LCL utilizando amortecimento ativo através de estimação de sinais*, Dissertação de mestrado, Universidade Estadual de Londrina, 2021.



- [27] K. S. Crispim, “Estudo do Controle do Conversor Back-to-Back para Conversão de Frequências”, , 2018.
- [28] S. Golestan, J. M. Guerrero, “Conventional Synchronous Reference Frame Phase-Locked Loop is an Adaptive Complex Filter”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 62, no. 3, pp. 1679–1682, 2015, doi: 10.1109/TIE.2014.2341594.
- [29] M. G. Villalva, *Conversor eletrônico de potência trifásico para sistema fotovoltaico conectado à rede elétrica*, Tese (doutorado), Universidade Estadual de Campinas, Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação, Campinas, SP, 2010.
- [30] E. Mattos, L. C. Borin, G. G. Koch, C. R. D. Osório, V. F. Montagner, “Sintonia automática de parâmetros de controladores LQR aplicados a inversores conectados à rede”, *Simpósio Brasileiro de Sistemas Elétricos-SBSE*, vol. 2, no. 1, 2022.
- [31] M. Dias, M. Santos, H. Queiroz, O. Costa, R. Rodrigues, L. Souza, S. Dias, V. Menezes, “Utilização de Simulações pelo Método Monte Carlo para Avaliação dos Índices de Confiabilidade num Sistema Fictício de Geração de Energia”, *Revista Processos Químicos*, vol. 13, pp. 55–62, 08 2019, doi:10.19142/rpq.v13i25.480.
- [32] Agência Nacional de Energia Elétrica (ANEEL), “Procedimentos de Distribuição de Energia Elétrica no Sistema Elétrico Nacional – PRODIST. Módulo 8 – Qualidade do Fornecimento de Energia Elétrica”, Anexo VIII da Resolução Normativa nº 956, de 7 de dezembro, 2021.



Apêndice A - Esquemático utilizado na Typhoon HIL





Apêndice B - Código MatLaB para geração de código C para cálculo do LQR

18/06/26 09:33 C:\Teste Hil\ControleLQR.m 1 of 3

```
% =====  
% Autor: Micael Walz Schmitt  
% =====  
clear; clc; close all;  
% =====  
% 1. Parâmetros do Sistema  
% =====  
L1 = 23.3679e-3; R1 = 0.05;  
L2 = 0.7138e-3; R2 = 0.05;  
Cf = 2.1401e-6; Rd = 5.9968;  
  
Vdc = 700; % Tensão do Barramento CC (V)  
f_rede = 60; % Frequência da rede (Hz)  
w = 2 * pi * f_rede; % Frequência angular (rad/s)  
fsw = 10e3; % Frequência de chaveamento (Hz)  
Ts = 100e-6; % Tempo de amostragem da Typhoon HIL (s)  
% =====  
% 2. Matrizes do Sistema Contínuo e Discretização ZOH  
% =====  
% Vetor de estados: x = [i1d, i1q, vcd, vcq, i2d, i2q]'  
Ac = [ -(R1+Rd)/L1, w, -1/L1, 0, Rd/L1, 0;  
        -w, -(R1+Rd)/L1, 0, -1/L1, 0, Rd/L1;  
        1/Cf, 0, 0, w, -1/Cf, 0;  
        0, 1/Cf, -w, 0, 0, -1/Cf;  
        Rd/L2, 0, 1/L2, 0, -(R2+Rd)/L2, w;  
        0, Rd/L2, 0, 1/L2, -w, -(R2+Rd)/L2 ];  
  
Bc = [ 1/L1, 0;  
        0, 1/L1;  
        0, 0;  
        0, 0;  
        0, 0;  
        0, 0 ];  
  
% Controle focado em I2d e I2q  
Cc = [ 0, 0, 0, 0, 1, 0;  
        0, 0, 0, 0, 0, 1 ];  
  
Dc = zeros(2,2);  
sys_c = ss(Ac, Bc, Cc, Dc);  
  
% Discretização ZOH  
sys_d = c2d(sys_c, Ts, 'zoh');  
Ad = sys_d.A;  
Bd = sys_d.B;  
Cd = sys_d.C;  
% =====  
% 3. Sistema Aumentado (Inclusão de Integradores Discretos)  
% =====  
% Novo estado: X_aug = [i1d; i1q; vcd; vcq; i2d; i2q; int_d; int_q] (8x1)  
A_aug = [Ad, zeros(6,2);  
        -Cd*Ts, eye(2)];  
B_aug = [Bd; zeros(2,2)];
```

18/06/26 09:33 C:\Teste Hil\ControleLQR.m

2 of 3

```
% =====  
% 4. Sintonia do LQR (Regra de Bryson e Limites Físicos)  
% =====  
% Parâmetros Nominais  
V_fase_rms = 220;  
V_pico      = V_fase_rms * sqrt(2);  
I_nom_rms   = (2333 / 3) / V_fase_rms;  
I_pico      = I_nom_rms * sqrt(2);  
  
% Limites Físicos (Desvios Máximos)  
delta_il_max = Vdc / (8 * L1 * fsw);  
delta_vc_max = 0.05 * V_pico;  
delta_i2_max = 0.02 * I_pico;  
delta_int_max = 0.01 * I_pico;  
delta_u_max  = 404.0;  
  
% Matrizes de Ponderação Q e R  
peso_il = 1 / (delta_il_max^2);  
peso_vc = 1 / (delta_vc_max^2);  
peso_i2 = 1 / (delta_i2_max^2);  
peso_int = 10000 / (delta_int_max^2);  
  
Q = diag([peso_il, peso_il, peso_vc, peso_vc, peso_i2, peso_i2, peso_int, peso_int]);  
R = diag([1 / (delta_u_max^2), 1 / (delta_u_max^2)]);  
  
% Cálculo dos Ganhos  
K_lqr = dlqr(A_aug, B_aug, Q, R);  
K_x = K_lqr(:, 1:6); % Ganhos dos estados  
K_i = -K_lqr(:, 7:8); % Ganhos do integrador  
  
% =====  
% 5. Geração Automática do Código C para a Typhoon HIL  
% =====  
c_code = sprintf('/*Begin code section*\n');  
c_code = [c_code, sprintf('// --- PARAMETROS GERADOS AUTOMATICAMENTE PELO MATLAB\n---\n')];  
c_code = [c_code, sprintf('\n// Ganhos referentes ao Eixo D (md)\n')];  
c_code = [c_code, sprintf('Kx11 = %0.8e; Kx12 = %0.8e; Kx13 = %0.8e;\n', K_x(1,1), K_x(1,2), K_x(1,3))];  
c_code = [c_code, sprintf('Kx14 = %0.8e; Kx15 = %0.8e; Kx16 = %0.8e;\n', K_x(1,4), K_x(1,5), K_x(1,6))];  
c_code = [c_code, sprintf('\n// Ganhos referentes ao Eixo Q (mq)\n')];  
c_code = [c_code, sprintf('Kx21 = %0.8e; Kx22 = %0.8e; Kx23 = %0.8e;\n', K_x(2,1), K_x(2,2), K_x(2,3))];  
c_code = [c_code, sprintf('Kx24 = %0.8e; Kx25 = %0.8e; Kx26 = %0.8e;\n', K_x(2,4), K_x(2,5), K_x(2,6))];  
c_code = [c_code, sprintf('\n// Ganhos do Integrador\n')];  
c_code = [c_code, sprintf('Ki11 = %0.8e; Ki12 = %0.8e;\n', K_i(1,1), K_i(1,2))];  
c_code = [c_code, sprintf('Ki21 = %0.8e; Ki22 = %0.8e;\n', K_i(2,1), K_i(2,2))];  
c_code = [c_code, sprintf('/*End code section*\n')];  
  
% Exibe o resultado no Command Window pronto para copiar
```



18/06/26 09:33 C:\Teste Hil\ControleLQR.m

3 of 3

```
disp(' ');
disp('=====');
disp('    CÓDIGO PARA A ABA "Init function" DO BLOCO C NA TYPHOON HIL ');
disp('=====');
fprintf('%s', c_code);
disp('=====');

% Salva em arquivo
fileID = fopen('codigo_init_typhoon.txt','w');
fprintf(fileID, '%s', c_code);
fclose(fileID);

% =====
% 6. Simulação da Resposta ao Degrau em Malha Fechada
% =====
A_cl = A_aug - B_aug * K_lqr;
B_ref = [zeros(6, 2); eye(2) * Ts];
C_cl = [Cd, zeros(2, 2)];
D_cl = zeros(2, 2);

sys_cl = ss(A_cl, B_ref, C_cl, D_cl, Ts);

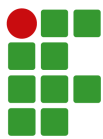
t_sim = 0:Ts:0.06;
r = zeros(length(t_sim), 2);
r(t_sim >= 0.010, 1) = 5.0; % Degrau de 5A no Eixo D (Ativa) aos 10ms
r(:, 2) = 0.0;             % Eixo Q (Reativa) mantido em 0A

[y, t, x_states] = lsim(sys_cl, r, t_sim);

% =====
% 7. Plotagem dos Resultados
% =====
figure('Name', 'Resposta do LQR - Correntes', 'Color', 'w', 'Position', [100, 100, 800, 600]);

% Gráfico Eixo D
plot(t, y(:,1), 'b', 'LineWidth', 1.5); hold on;
plot(t, r(:,1), 'r--', 'LineWidth', 1.5);
grid on;
title('Resposta ao Degrau - Corrente Eixo D (Ativa)', 'FontSize', 12);
ylabel('Corrente I_{2d} (A)', 'FontSize', 11);
legend('Medição', 'Referência', 'Location', 'best');

set(findall(gcf, '-property', 'FontSize'), 'FontSize', 11);
```



Apêndice C - Código .py para automação de Monte Carlo

18/06/26, 21:01

Monte\_Carlo\_Typhoon

Monte\_Carlo\_Typhoon

```
1  """
2  =====
3  Autor: Micael Walz Schmitt
4  =====
5  """
6
7  import os
8  import pandas as pd
9  import typhoon.api.hil as hil
10 import typhoon.test.capture as capture
11
12 # =====
13 # 1. CONFIGURAÇÕES NOMINAIS E DE SIMULAÇÃO
14 # =====
15 NOME_FONTE = 'Vs7'
16 VF_REDE_NOMINAL = 220.0
17 F_REDE_NOMINAL = 60.0
18 LG_NOMINAL = 26e-3 # Indutância da rede (26 mH)
19 RG_NOMINAL = 10.0 # Resistência da rede (10 Ohms)
20 P_CARGA_NOMINAL = 2333.0
21
22 TEMPO_ESTABILIZACAO = 1.0
23 TEMPO_DE_CAPTURA = 0.5
24 TAXA_AMOSTRAGEM = 10000.0 # 10 kHz
25
26 TOLERANCIA_FREQUENCIA_PLL = 0.1 # Tolerância para detectar perda de sincronismo (Hz)
27
28
29 # =====
30 # 2. FUNÇÕES AUXILIARES
31 # =====
32 def _to_float_col(df, col):
33     """
34     Converte uma coluna do DataFrame para float de forma robusta,
35     tratando possíveis separadores decimais com vírgula.
36     """
37     df[col] = pd.to_numeric(df[col].astype(str).str.replace(',', ' '),
38                             errors='coerce')
39
40     return df
41
42
43
44 # =====
45 # 3. ROTINA PRINCIPAL DE TESTES
46 # =====
47 def test_simulacao_guiada_por_planilha():
48     pasta_resultados = "Resultados_Simulacao"
49     os.makedirs(pasta_resultados, exist_ok=True)
50
```

<https://www.codeconvert.ai/python-to-pdf>

1/4



18/06/26, 21:01

Monte\_Carlo\_Typhoon

```
51 # Sinais monitorados no Typhoon HIL
52 sinais_para_capturar = [
53     'Hz', 'wt', 'Vd', 'Vq', 'Id', 'Iq', 'Pavg', 'Qavg', 'THD_Ia'
54 ]
55
56 try:
57     print("\n>>> Lendo a planilha de cenários (Monte Carlo)...")
58     caminho_entrada = "Monte Carlo.xlsx"
59     df_cenarios = pd.read_excel(caminho_entrada, skiprows=7)
60
61     # Normalização das colunas-base
62     colunas_base = [
63         'Caso', 'Frequência', 'Tensão', 'Impedância', 'Potência'
64     ]
65     for c in colunas_base:
66         df_cenarios = _to_float_col(df_cenarios, c)
67
68     # Validação de integridade dos dados
69     if df_cenarios[['Frequência', 'Tensão', 'Impedância',
70                     'Potência']].isna().any().any():
71         raise ValueError(
72             "Existem valores inválidos ou não numéricos nas colunas de fatores."
73         )
74
75     total_cenarios = len(df_cenarios)
76
77     print("\n>>> Carregando o modelo compilado para o HIL...")
78     caminho_cpd = r"TCC_V13 Target files\TCC_V13.cpd"
79     hil.load_model(file=caminho_cpd, vhil_device=True)
80
81     print(">>> Iniciando a simulação ininterrupta...")
82     hil.start_simulation()
83
84     # Iteração sobre cada cenário de Monte Carlo
85     for index, row in df_cenarios.iterrows():
86         caso = int(row['Caso'])
87
88         # Multiplicadores do cenário atual
89         fator_freq = float(row['Frequência'])
90         fator_tensao = float(row['Tensão'])
91         fator_imped = float(row['Impedância'])
92         fator_pot = float(row['Potência'])
93
94         # Aplicação dos multiplicadores aos valores nominais
95         f_aplicada = F_REDE_NOMINAL * fator_freq
96         v_aplicada = VF_REDE_NOMINAL * fator_tensao
97         lg_aplicado = LG_NOMINAL * fator_imped
98         rg_aplicado = RG_NOMINAL * fator_imped
99         p_aplicada = P_CARGA_NOMINAL * fator_pot
100         r_aplicado = 3.0 * (v_aplicada**2) / p_aplicada
101
102         print(f"\n[{index+1}/{total_cenarios}] Caso {caso}: "
103               f"V={v_aplicada:.2f}V, F_aplicada={f_aplicada:.4f}Hz, "
104               f"Lg={lg_aplicado*1000:.3f}mH, P={p_aplicada:.2f}W")
```

<https://www.codeconvert.ai/python-to-pdf>

2/4



18/06/26, 21:01

Monte\_Carlo\_Typhoon

```
105
106 # Injeção dos parâmetros no Typhoon HIL via SCADA
107 hil.set_source_sine_waveform(name=NOME_FONTE,
108                               rms=v_aplicada,
109                               frequency=f_aplicada)
110 hil.set_scada_input_value('Lg', lg_aplicado)
111 hil.set_scada_input_value('Rg', rg_aplicado)
112 hil.set_scada_input_value('R_carga', r_aplicado)
113
114 # Estabilização e Captura de Dados
115 hil.wait_sec(TEMPO_ESTABILIZACAO)
116 capture.start_capture(duration=TEMPO_DE_CAPTURA,
117                       rate=TAXA_AMOSTRAGEM,
118                       signals=sinais_para_capturar)
119 hil.wait_sec(TEMPO_DE_CAPTURA)
120
121 # Recuperação dos dados da captura
122 df_cap = capture.get_capture_results(wait_capture=True)
123 metade = int(len(df_cap) / 2)
124 df_steady = df_cap.iloc[
125     metade:] # Isola apenas a janela de regime permanente
126
127 # Cálculo das métricas de desempenho
128 freq_pll_med = float(df_steady['Hz'].mean())
129 angulo_pll_final = float(df_steady['wt'].iloc[-1])
130 vd_med = float(df_steady['Vd'].mean())
131 vq_med = float(df_steady['Vq'].mean())
132 id_med = float(df_steady['Id'].mean())
133 iq_med = float(df_steady['Iq'].mean())
134 p_med = float(df_steady['Pavg'].mean())
135 q_med = float(df_steady['Qavg'].mean())
136 thd_med = float(df_steady['THD_Ia'].mean())
137
138 # Avaliação da perda de sincronismo da PLL
139 erro_sincronismo = abs(freq_pll_med - f_aplicada)
140 perda_sync = "Sim" if erro_sincronismo > TOLERANCIA_FREQUENCIA_PLL else
141
142 "Não"
143
144 # Registro dos resultados no DataFrame
145 df_cenarios.at[index,
146                 'Frequência aplicada (Hz)'] = round(f_aplicada, 6)
147 df_cenarios.at[index,
148                 'Frequência PLL (Hz)'] = round(freq_pll_med, 6)
149 df_cenarios.at[index, 'Erro frequência (Hz)'] = round(
150     erro_sincronismo, 6)
151 df_cenarios.at[index,
152                 'Ângulo PLL (rad)'] = round(angulo_pll_final, 6)
153 df_cenarios.at[index, 'Vd'] = round(vd_med, 6)
154 df_cenarios.at[index, 'Vq'] = round(vq_med, 6)
155 df_cenarios.at[index, 'Id'] = round(id_med, 6)
156 df_cenarios.at[index, 'Iq'] = round(iq_med, 6)
157 df_cenarios.at[index, 'Pavg (W)'] = round(p_med, 4)
158 df_cenarios.at[index, 'Qavg (VAR)'] = round(q_med, 4)
159 df_cenarios.at[index, 'THD_Ia (%)'] = round(thd_med, 6)
```

<https://www.codeconvert.ai/python-to-pdf>

3/4



18/06/26, 21:01

Monte\_Carlo\_Typhoon

```
158         df_cenarios.at[index, 'Perda de sincronismo?'] = perda_sync
159
160     # =====
161     # 4. EXPORTAÇÃO DOS DADOS
162     # =====
163     caminho_xlsx_saida = os.path.join(pasta_resultados,
164                                       "Monte_Carlo_PI.xlsx")
165     caminho_csv_saida = os.path.join(pasta_resultados,
166                                     "Monte_Carlo_PI.csv")
167
168     # Arquivo XLSX (Principal)
169     df_cenarios.to_excel(caminho_xlsx_saida, index=False)
170
171     # Arquivo CSV (Secundário, formatado para exportações futuras/software de
172     terceiros)
173     df_cenarios.to_csv(caminho_csv_saida,
174                       index=False,
175                       sep=';',
176                       decimal=',',
177                       encoding='utf-8-sig',
178                       float_format='%.10f')
179
180     print(
181         f"\n>>> Resultado salvo com sucesso em:\n- {caminho_xlsx_saida}\n-
182         {caminho_csv_saida}"
183     )
184
185     except Exception as e:
186         print(f"\n[ERRO] Ocorreu uma falha durante o teste: {e}")
187         raise
188
189     finally:
190         print(
191             "\n>>> Todos os testes finalizados! Desligando a simulação do HIL..."
192         )
193         try:
194             hil.stop_simulation()
195         except Exception:
196             pass
197
198 if __name__ == "__main__":
199     test_simulacao_guiada_por_planilha()
```

<https://www.codeconvert.ai/python-to-pdf>

4/4