

PROJETO AUTOMÁTICO DE CONTROLADORES COM DUAS MALHAS NO ESPAÇO DE ESTADOS APLICADO A CONVERSORES DE POTÊNCIA

Everson Mattos^{1,2}, Lucas C. Borin², Caio R. D. Osório², Gustavo G. Koch², Guilherme V. Hollweg², Henrique Jank², William A. Venturini², Mário L. S. Martins², Fábio E. Bisogno², Vinícius F. Montagner²

¹Instituto Nacional de Pesquisas Espaciais (INPE), Santa Maria – RS, Brasil

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

e-mail: caio.osorio@gmail.com

Resumo – Este trabalho propõe um procedimento sistemático de projeto no espaço de estados para os ganhos de uma malha interna e de uma malha externa de controle aplicável a conversores estáticos de potência. Uma vantagem da abordagem é a sintonia automática dos controladores, de modo *offline*, capaz de reduzir a dependência da experiência do projetista e o tempo despendido em estágios de projeto por tentativa e erro, em especial para sistemas com grande número de variáveis de estado. Outra característica favorável é que os ganhos de controle das duas malhas são encontrados simultaneamente por meio de um algoritmo de otimização que minimiza um critério quadrático baseado no erro e no sinal de controle. A estabilidade e o desempenho do sistema em malha fechada são testados para intervalos de valores dos parâmetros da planta, certificando a robustez contra incertezas paramétricas. Os ganhos projetados são aplicados em um conversor *buck* e no estágio de saída de uma fonte ininterrupta de energia, utilizando um processador digital de sinais para implementar a lei de controle e *hardware-in-the-Loop* para a emulação do estágio de potência em tempo real. Os resultados indicam a viabilidade do procedimento proposto.

Palavras-chave – Controle Ótimo, Conversores de Potência, Estabilidade Robusta, Otimização por Enxame de Partículas, Regulador Linear Quadrático.

Automated Design of Controllers With Two Loops in the State Space Applied to Power Converters

Abstract – This work proposes a systematic procedure for designing the gains of an internal and external control loops in the state space applicable to power converters. One advantage of the approach is the automatic tuning of the controllers, being able to reduce the dependence on the designer expertise and also reducing the time demanded in trial and error stages, especially for systems with a large number of state variables. Another favorable feature is that the control gains of the two loops are obtained simultaneously, in an offline way, by means of an optimization algorithm that minimizes a squared criterium based on the error and the control signal. The

stability and the performance of the closed-loop system are tested for intervals of values of the plant parameters, certifying robustness against parametric uncertainties of the converter. The designed gains are applied to a buck converter and to output stage of an uninterruptible power supply, using a digital signal processor to implement the control law, and hardware-in-the-Loop to emulate the power stage in real time. The results indicate the viability of the proposed procedure.

Keywords – Linear Quadratic Regulator, Optimal Control, Optimization, Particle Swarm, Power Converters, Robust Stability.

I. INTRODUÇÃO

O controle em cascata é uma técnica bem estabelecida e ainda muito utilizada na indústria [1]–[4]. Essa estrutura de controle, se comparada com o controle de malha única, tem como vantagens: maior robustez a distúrbios, redução do atraso de fase do controlador primário, capacidade de limitar o ponto de ajuste do controlador secundário e redução da sensibilidade da variável primária [5]. Várias soluções de eletrônica de potência utilizam essa estratégia de controle para os mais diversos fins [6]–[8]. A sintonia de controladores em cascata frequentemente é baseada em controle clássico, iniciando pelo projeto do laço interno, de forma que o controlador secundário (i.e., malha interna) responda mais rapidamente a perturbações do que o primário (i.e., malha externa) [1]. Para reduzir a interação entre as malhas de controle, uma regra prática para o projeto baseado no domínio da frequência é utilizar a frequência de cruzamento da malha interna muito maior do que a da malha externa, e impor limites para as margens de estabilidade de cada uma das malhas [2], [3], [9]. Embora possuam eficácia comprovada em diversas aplicações práticas, uma dificuldade com controladores projetados por meio de técnicas clássicas é a otimização do desempenho do sistema de controle com base, por exemplo, na minimização de uma função custo e no cumprimento de múltiplas restrições de projeto.

Uma alternativa ao projeto no domínio da frequência é a abordagem no domínio do tempo. Visando à otimização dos ganhos de controladores, a abordagem no espaço de estados é reconhecidamente importante, sendo uma alternativa muito utilizada o regulador linear quadrático (do inglês, *Linear Quadratic Regulator* - LQR) [10]–[17]. Uma dificuldade intrínseca ao projeto de LQRs é correlacionar os pesos da função custo com as respostas dinâmicas do sistema em

Manuscript received 04/30/2020; first revision 08/02/2020; accepted for publication 09/07/2020, by recommendation of Editor Demercil de Souza Oliveira Jr. <http://dx.doi.org/10.18618/REP.2020.3.0026>

malha fechada. Esta dificuldade pode ser superada com a sintonia automática de LQRs por meio de meta-heurísticas, com viabilidade confirmada experimentalmente, por exemplo, em aplicações em conversores CC-CC e fontes ininterruptas de energia (do inglês, *Uninterruptible Power Supplies – UPSs*) [15], [17], [18]. A estratégia de realimentação de estados também pode ser usada para sintonizar controladores operando em cascata, com uma malha interna de corrente e uma malha externa de tensão [18], [19]. Entretanto, nestes trabalhos, o projeto com duas malhas continua sendo feito resolvendo-se primeiramente o ganho da malha interna e, posteriormente, buscando os ganhos da malha externa por meio de um LQR, por tentativa e erro.

A proposta do presente trabalho é um procedimento *offline* de sintonia automática de controladores em cascata envolvendo realimentação das variáveis de estados do conversor e ações de controle integral (para conversores com referências constantes) ou ações de controladores ressonantes (para conversores com referências senoidais), podendo ser visto como uma extensão e um aperfeiçoamento do trabalho [19]. A principal contribuição da proposta em relação ao projeto em [19] é a automatização do processo de obtenção dos ganhos das duas malhas de controle, por meio de um algoritmo de otimização por enxame de partículas (do inglês, *Particle Swarm Optimization – PSO*), capaz de minimizar uma função custo baseada no valor quadrático do erro de rastreamento. Desta forma, pode-se superar uma sintonia por tentativa e erro, em que os resultados dependem da experiência do projetista, e que usualmente demanda longo tempo no projeto, com resultados de difícil reprodução por outro projetista independente, o que não é atrativo, por exemplo, em aplicações industriais que demandam um menor tempo de desenvolvimento e boa repetibilidade dos projetos.

Na sequência, o texto está dividido como segue. Na Seção II, a modelagem e a definição do problema são apresentadas. Na Seção III, o procedimento de projeto proposto é detalhado. Nas seções IV e V, o procedimento é aplicado em dois estudos de caso, sendo o primeiro um conversor *buck* e o segundo o estágio de saída de uma UPS. Por fim, as conclusões são apresentadas na Seção VI, e o algoritmo PSO utilizado é detalhado em um apêndice.

II. MODELAGEM E DEFINIÇÃO DO PROBLEMA

Considere um conversor de potência com modelo médio discretizado, no espaço de estados, dado por

$$\mathbf{x}(k+1) = \underbrace{e^{\mathbf{A}T_s}}_{\mathbf{G}} \mathbf{x}(k) + \underbrace{\left(\int_0^{T_s} e^{\mathbf{A}\tau} \mathbf{B} d\tau \right)}_{\mathbf{H}} u(k), \quad (1)$$

em que \mathbf{x} é o vetor de estados e T_s é o período de amostragem. As matrizes \mathbf{A} e \mathbf{B} representam a matriz dinâmica e a matriz de entrada de controle, obtidas a partir da modelagem no domínio do tempo contínuo [9], [10], [13], [20].

Visando à aplicação da lei de controle por meio de um processador digital, assumindo o período de amostragem igual ao período de comutação, pode-se incluir um atraso de um

período de amostragem em (1), resultando em [13]

$$\begin{aligned} \mathbf{x}(k+1) &= \mathbf{G}\mathbf{x}(k) + \mathbf{H}\phi(k), \\ \phi(k+1) &= u(k). \end{aligned} \quad (2)$$

A equação da planta discretizada incluindo o atraso de transporte na aplicação do sinal de controle, dada em (2), pode ser reescrita de forma compacta como

$$\mathbf{x}_{dd}(k+1) = \mathbf{G}_p \mathbf{x}_{dd}(k) + \mathbf{H}_p u(k), \quad (3)$$

em que

$$\mathbf{G}_p = \begin{bmatrix} \mathbf{G} & \mathbf{H} \\ \mathbf{0} & 0 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{x}_{dd}(k) = \begin{bmatrix} \mathbf{x}(k) \\ \phi(k) \end{bmatrix}, \quad \mathbf{H}_p = \begin{bmatrix} \mathbf{0} \\ 1 \end{bmatrix}. \quad (4)$$

Observe também que, para garantir o rastreamento de referências e rejeição de distúrbios, um controlador baseado no princípio do modelo interno pode ser incluído no sistema de controle. A equação dinâmica desse controlador é dada por

$$\boldsymbol{\rho}(k+1) = \mathbf{G}_c \boldsymbol{\rho}(k) + \mathbf{H}_c e_v(k), \quad (5)$$

em que a equação do erro é dada por

$$e_v(k) = \text{ref}(k) - y(k), \quad (6)$$

sendo *ref* a referência, e *y* o vetor de saída.

O vetor de estados $\boldsymbol{\rho}$ e as matrizes \mathbf{G}_c e \mathbf{H}_c são determinados de acordo com a aplicação. Por exemplo, para garantir rastreamento de referências constantes, (5) deve incluir uma ação integral [12]. Alternativamente, para garantir rastreamento de referências senoidais, controladores ressonantes podem ser utilizados [21].

A. Definição do Problema

Considere a partir deste ponto o sistema de controle em cascata, em espaço de estados, dado em [19]. O diagrama de blocos deste controlador é reproduzido com adaptações na Figura 1, assumindo que o vetor de estados da planta em (3) é dado por $\mathbf{x}_{dd} = [i_L \ v_c \ \phi]^T$, em que i_L representa a corrente de uma malha interna, v_c representa a tensão de uma malha externa, e ϕ representa o atraso de implementação digital. Este sistema de controle pode ser aplicado em diferentes topologias de conversores.

Note, na Figura 1, que a malha interna de controle utiliza um ganho de controle proporcional K_1 . Em [19], este ganho é empregado para uma pré-compensação da planta. A malha externa, com realimentação de estados incluindo uma ação dinâmica sobre o erro, é utilizada para regulação da tensão de saída do conversor.

As variáveis de estado i_L e v_c são medidas para a implementação do controle, e representadas no diagrama de blocos, respectivamente, por

$$i_L(k) = \mathbf{C}_{p1} \mathbf{x}_{dd}(k), \quad \mathbf{C}_{p1} = [1 \ 0 \ 0], \quad (7)$$

$$v_c(k) = \mathbf{C}_{p2} \mathbf{x}_{dd}(k), \quad \mathbf{C}_{p2} = [0 \ 1 \ 0]. \quad (8)$$

A ação de controle da malha interna mostrada na Figura 1 é dada por

$$u(k) = -K_1 i_L(k) + K_1 u_{sf}(k), \quad (9)$$

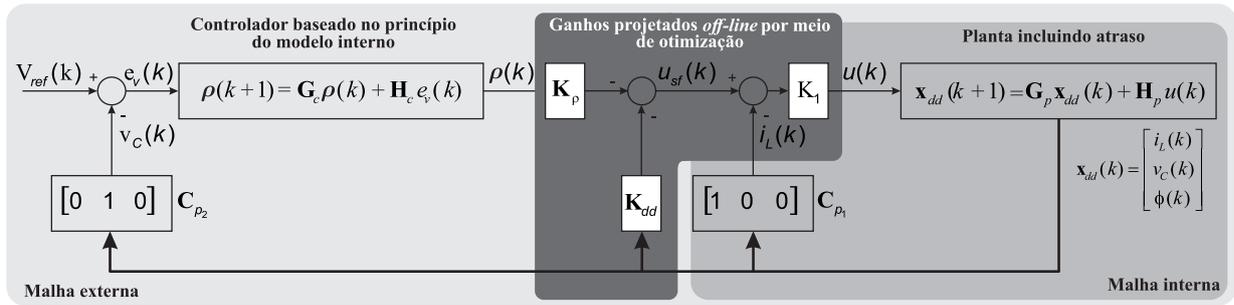


Fig. 1. Digrama em blocos do sistema de controle no espaço de estados, adaptado de [19].

em que

$$u_{sf}(k) = - \begin{bmatrix} \mathbf{K}_p & \mathbf{K}_{dd} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \boldsymbol{\rho}(k) \\ \mathbf{x}_{dd}(k) \end{bmatrix}. \quad (10)$$

Substituindo (8) em (5), pode-se reescrever a equação de estados relativa ao controlador como

$$\boldsymbol{\rho}(k+1) = \mathbf{G}_c \boldsymbol{\rho}(k) - \mathbf{H}_c \mathbf{C}_{p2} \mathbf{x}_{dd}(k) + \mathbf{H}_c V_{ref}(k). \quad (11)$$

O modelo do sistema aumentado, assumindo a pré-compensação da planta com o ganho \mathbf{K}_1 , pode ser escrito como

$$\boldsymbol{\xi}(k+1) = \mathbf{G}_{p3} \boldsymbol{\xi}(k) + \mathbf{H}_{p3} u_{sf}(k) + \mathbf{H}_{ref} V_{ref}(k), \quad (12)$$

em que V_{ref} é o sinal de referência para a malha externa, e as matrizes e vetores são dados por

$$\mathbf{G}_{p3} = \begin{bmatrix} \mathbf{G}_c & -\mathbf{H}_c \mathbf{C}_{p2} \\ \mathbf{0} & \mathbf{G}_p - \mathbf{H}_p \mathbf{C}_{p1} \mathbf{K}_1 \end{bmatrix}, \quad \boldsymbol{\xi}(k) = \begin{bmatrix} \boldsymbol{\rho}(k) \\ \mathbf{x}_{dd}(k) \end{bmatrix}, \quad (13)$$

$$\mathbf{H}_{p3} = \begin{bmatrix} \mathbf{0} \\ \mathbf{H}_p \mathbf{K}_1 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{H}_{ref} = \begin{bmatrix} \mathbf{H}_c \\ \mathbf{0} \end{bmatrix}. \quad (14)$$

Finalmente, substituindo (10) em (12), tem-se a equação dinâmica do sistema em malha fechada incluindo todos os ganhos de controle, descrita por

$$\begin{aligned} \boldsymbol{\xi}(k+1) &= \mathbf{G}_{p4} \boldsymbol{\xi}(k) + \mathbf{H}_{ref} V_{ref}(k), \\ y(k) &= v_c(k), \end{aligned} \quad (15)$$

com

$$\mathbf{G}_{p4} = \begin{bmatrix} \mathbf{G}_c & -\mathbf{H}_c \mathbf{C}_{p2} \\ -\mathbf{K}_1 \mathbf{H}_p \mathbf{K}_p & \mathbf{G}_p - \mathbf{K}_1 (\mathbf{H}_p \mathbf{C}_{p1} - \mathbf{H}_p \mathbf{K}_{dd}) \end{bmatrix}. \quad (16)$$

Neste ponto, é importante enfatizar que a solução proposta em [19] é baseada em um projeto em duas etapas: etapa 1) projeto do ganho \mathbf{K}_1 , para uma pré-compensação da planta; etapa 2) projeto dos ganhos \mathbf{K}_p e \mathbf{K}_{dd} por meio de um DLQR, objetivando minimizar a função custo dada por

$$J = \frac{1}{2} \sum_{k=0}^{\infty} (\boldsymbol{\xi}(k)^T \mathbf{Q} \boldsymbol{\xi}(k) + R u^2(k)). \quad (17)$$

Entretanto, uma limitação desta forma de solução é a dificuldade de correlacionar os pesos em \mathbf{Q} e R com as respostas do sistema em malha fechada, o que usualmente leva a uma síntese baseada em tentativa e erro, demandando de um

engenheiro projetista uma quantidade de tempo que pode ser proibitiva em um ambiente de desenvolvimento industrial.

Desta forma, o principal problema a ser resolvido neste artigo é encontrar, em uma única etapa, e de forma *offline*, os ganhos \mathbf{K}_1 , \mathbf{K}_{dd} e \mathbf{K}_p , para o sistema de controle na Figura 1, de modo a otimizar critérios de desempenho pré-definidos, respeitando restrições escolhidas para as variáveis de estado.

O procedimento para obtenção dos ganhos do controlador de forma automática é detalhado na próxima seção.

III. PROCEDIMENTO DE PROJETO PROPOSTO

O procedimento proposto é composto de quatro etapas:

- descrição do sistema de controle no espaço de estados;
- projeto automático dos controladores por meio de algoritmo PSO;
- análise da estabilidade e desempenho sob incertezas paramétricas;
- validação dos controladores projetados, por meio de implementações em *hardware-in-the-Loop* (HIL).

Estas etapas são detalhadas nas subseções a seguir.

A. Etapa I

Nesta primeira etapa é realizada a descrição do sistema de controle no espaço de estados, conforme mostrado na Seção II. São informadas as matrizes do modelo da planta \mathbf{A} e \mathbf{B} , o período de amostragem T_s e as matrizes do controlador baseado no princípio do modelo interno \mathbf{G}_c e \mathbf{H}_c .

B. Etapa II

Visando manter as boas propriedades de margem de fase e margem de ganho obtidas ao utilizar controladores DLQR, porém mitigando as dificuldades de escolha por tentativa e erro de \mathbf{Q} e R , descritas anteriormente, é proposto aqui um procedimento automático de projeto, baseado no algoritmo PSO [15], [22]. Este algoritmo será utilizado para obter o ganho \mathbf{K}_1 e, simultaneamente, para encontrar as matrizes de ponderação \mathbf{Q} e R , de modo a obter ganhos \mathbf{K}_p e \mathbf{K}_{dd} , tais que o sistema em malha fechada seja otimizado, conforme descrito a seguir.

O algoritmo PSO foi escolhido pela sua capacidade de obter resultados em tempo computacional razoável, pela boa inspeção de grandes espaços de busca, pela capacidade de evitar mínimos locais, e pela descrição computacional simples em relação a outros métodos, como algoritmos genéticos [15], [23], [24]. O algoritmo PSO é detalhado no Apêndice 1.

Neste sentido, considerando $\mathbf{K}_1 = k_1$, \mathbf{Q} diagonal positiva, como usualmente feito na literatura, isto é,

$\mathbf{Q} = \text{diag} [q_1 \dots q_n]$ e R como um escalar positivo real, isto é, $R = r$, pode-se definir a posição de uma partícula típica do PSO como

$$\mathbf{s} = [k_1 \ q_1 \ \dots \ q_n \ r] \in \mathcal{S}. \quad (18)$$

Em (18), \mathcal{S} é um espaço de busca para o ganho K_1 e para os pesos em \mathbf{Q} e R do DLQR, que permitirão computar rapidamente os ganhos \mathbf{K}_p e \mathbf{K}_{dd} utilizando, por exemplo, a função *dlqr* do MATLAB.

Para o PSO encontrar uma solução ótima, o algoritmo deve ser orientado a minimizar uma função custo adequada. A função custo proposta neste trabalho é dada por

$$F(s) = (\Gamma_1 MSE + \Gamma_2 MSU) \Pi_{restrições}, \quad (19)$$

sendo Γ_1 e Γ_2 escalares para ponderar a função custo.

O valor médio quadrático do erro é definido aqui por

$$MSE = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^N (V_{ref}(k) - v_c(k))^2, \quad (20)$$

sendo N o número de amostras em que a resposta ao degrau unitário do sistema em malha fechada converge para o valor de regime permanente.

O valor médio do sinal de controle é dado por

$$MSU = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^N (u(k))^2. \quad (21)$$

As restrições $\Pi_{restrições}$ são escolhidas pelo projetista de acordo com a aplicação, podendo incluir, por exemplo, limites para os valores das variáveis das malhas internas e externas.

É importante mencionar que os termos na função custo (19) podem ser facilmente obtidos por funções computacionais disponíveis, como por exemplo *step* e *pole*, do MATLAB, não necessitando aqui de uma abordagem analítica, o que é vantajoso para tratar sistemas de mais alta ordem.

C. Etapa III

O projeto do controlador é realizado para uma condição nominal de parâmetros da planta. Porém, em um problema prático, há incertezas paramétricas no conversor. Desta forma, nesta etapa é realizada a análise da estabilidade e desempenho sob incertezas paramétricas, por meio da análise dos autovalores do sistema em malha fechada, dados a partir de \mathbf{G}_{p4} em (16), e por meio da resposta em frequência do modelo (15).

D. Etapa IV

Por fim, é feita a validação dos controladores projetados, por meio de implementações em *hardware-in-the-Loop*. Simulações em HIL permitem alta fidelidade, reproduzindo com boa precisão os resultados obtidos com protótipos físicos, conforme comprovado por vários trabalhos com aplicação em eletrônica de potência na literatura [16], [17], [25], [26].

Implementando o controlador em processador digital de sinais real e emulando o conversor de potência com modelos de alta precisão e computados em alta velocidade, é possível agregar maior flexibilidade na execução dos testes de sistemas

de controle, especialmente considerando a facilidade para modificação de parâmetros do conversor. Estas características reduzem o consumo de tempo e de recursos materiais no ciclo de desenvolvimento de um sistema de controle, além de aumentar a eficiência, confiabilidade e segurança dos estágios de projeto e validação, justificando o uso do HIL na etapa final do procedimento proposto aqui.

Para obter os resultados e realizar a validação, o circuito de potência é emulado em tempo real utilizando a plataforma HIL 402 e placa de interface u-grid 2.0, ambos do fabricante Typhoon HIL. Os controladores são implementados no processador digital de sinais (DSP) TMS32F28335, do fabricante Texas Instruments. Os resultados são capturados com um osciloscópio, sendo a conexão entre DSP, osciloscópio e HIL realizada pela placa de interface. O sistema completo é mostrado na Figura 2.

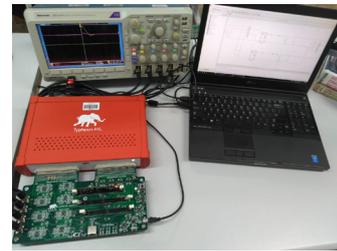


Fig. 2. Bancada para validação do controlador proposto: DSP, placa de interface, simulador em tempo real e osciloscópio.

IV. ESTUDO DE CASO I

Para ilustrar o procedimento de projeto proposto será considerado inicialmente o conversor *buck* mostrado na Figura 3.

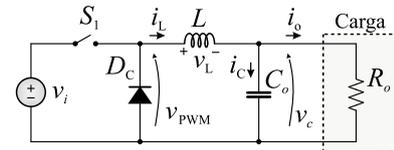


Fig. 3. Conversor *buck*.

A. Etapa I

Nesta etapa é utilizada a modelagem apresentada na Seção II. Inicialmente, para obter o modelo médio discretizado do conversor *buck*, conforme apresentado em (1), considere as seguintes matrizes

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C_o} & -\frac{1}{R_o C_o} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{B} = \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{x}(k) = \begin{bmatrix} i_L(k) \\ v_c(k) \end{bmatrix}. \quad (22)$$

Para garantir o rastreamento de referências constantes, um integrador deve ser incluído no sistema de controle. O integrador pode ser descrito com base em (5), com $G_c = 1$ e $H_c = 1$ (veja, por exemplo, [12]).

Os parâmetros do conversor *buck* para este estudo de caso são mostrados na Tabela I.

B. Etapa II

Para o PSO encontrar solução ótima neste estudo de caso, a função custo (19) é configurada com os seguintes parâmetros:

TABELA I
Parâmetros Nominais do Conversor Buck

| Descrição | Variável | Valor |
|---------------------------|----------|-------------|
| Indutor | L | 1 mH |
| Capacitor | C_o | 100 μ F |
| Resistor | R_o | 10 Ω |
| Tensão de entrada | v_i | 100 V |
| Razão cíclica | D | 0,25 |
| Tensão de saída | v_C | 25 V |
| Frequência de chaveamento | f_s | 50 kHz |
| Frequência de Amostragem | f_a | 50 kHz |

$\Gamma_1 = 1$ e $\Gamma_2 = 0$. O cálculo do erro quadrático e dos índices de desempenho considera a resposta do sistema em malha fechada para um ensaio de referência do tipo degrau.

As restrições são escolhidas como

$$\Pi_{restrições} = \Pi_{ov} \Pi_{t_a} \Pi_{i_L} \Pi_r, \quad (23)$$

em que os termos Π_{ov} , Π_{t_a} , Π_{i_L} e Π_r desempenham o papel de fatores de penalizações na função custo para o *overshoot*, tempo de acomodação, corrente máxima no indutor e raio do polo dominante, respectivamente.

O fator de penalização Π_{ov} é dado por

$$\Pi_{ov} = \begin{cases} 1, & \text{se } OV \leq OV_{max} \\ 10^6, & \text{caso contrário} \end{cases} \quad (24)$$

e os demais fatores de penalização seguem a mesma definição.

Note que minimizar *MSE*, respeitando OV_{max} , t_{amax} e i_{Lmax} pode levar a ganhos que produzem respostas rápidas e pouco oscilatórias, porém ineficazes na prática devido à limitação do sinal de controle. Então, a especificação de r_{min} permite que o polo dominante de malha fechada produza uma resposta transitória lenta o suficiente para que o controlador seja factível na prática.

Os parâmetros utilizados para configurar o PSO são dados na Tabela II. Nota-se que o espaço de busca foi definido de modo a representar uma ampla região para o ganho K_1 e para os pesos do DLQR. Os limites de projeto para a resposta dinâmica do sistema em malha fechada são: máximo *overshoot*, $OV_{max} = 20\%$, tempo de acomodação máximo, $t_{amax} = 10$ ms, corrente máxima no indutor, $i_{Lmax} = 3$ A, e raio mínimo para o polo dominante, $r_{min} = 0,99$.

Considerando uma execução típica do PSO por meio da função *particleswarm* do MATLAB e com a configuração dada na Tabela II, para um conversor com os parâmetros mostrados na Tabela I, a melhor partícula do enxame, ou seja,

TABELA II
Configuração do PSO

| Descrição | Valor |
|----------------------------------|---|
| função custo de \mathcal{S} | Equação (19) |
| Limite superior de \mathcal{S} | $[10^6 \ 10^6 \ 10^6 \ 10^6 \ 10^6 \ 10^6]$ |
| Limite inferior de \mathcal{S} | $[10^{-1} \ 10^{-1} \ 10^{-1} \ 10^{-1} \ 10^{-1} \ 10^{-1}]$ |
| Número de épocas μ | 4000 |
| Número de partículas η | 60 |
| Coefficiente cognitivo ϕ_1 | 0,5 |
| Coefficiente social ϕ_2 | 0,5 |

a partícula de melhor *fitness*, é dada por

$$\mathbf{G}_{best} = [15,2300 \ 17,1097 \ 119,6706 \dots \dots 182910,4830 \ 41,6127 \ 3118,3390]. \quad (25)$$

Para esta execução, o algoritmo encerrou por estagnação, (definida por 30 épocas com variação do *fitness* menor do que 10^{-6}), não sendo necessária execução até a época 4000. O melhor valor do *fitness* obtido a cada época da execução é mostrado na Figura 4.a.

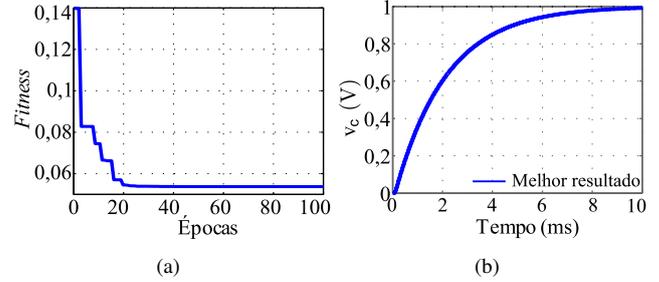


Fig. 4. Evolução da função custo: (a) melhor resultado da função custo em cada época; (b) resposta ao degrau para a melhor partícula, que permite obter os ganhos (26)-(27).

Nesta figura, observa-se que nas épocas iniciais o resultado do *fitness* apresenta valores elevados, indicando que pelo menos um dos limites de desempenho não foi respeitado. A partir da época 4, há uma redução significativa do *fitness*, indicando que todos os limites de desempenho (OV_{max} , t_{amax} , i_{Lmax} e r_{min}) foram respeitados e o *MSE* foi minimizado ao longo da evolução do algoritmo.

Conforme descrito em (18), note que o ganho K_1 é obtido diretamente pelo PSO, e que os ganhos K_p e \mathbf{K}_{dd} são obtidos aplicando a função *dlqr* do MATLAB para o sistema (12), com $\mathbf{Q} = \text{diag}[17, 1097 \ 119, 6706 \ 182910, 4830 \ 41, 6127]$ e $R = 3118, 3390$, e são dados por

$$K_1 = 15,2300, \quad K_p = -0,0267, \quad (26)$$

$$\mathbf{K}_{dd} = [1, 3688 \ 2, 5451 \ 0, 0396]. \quad (27)$$

A resposta ao degrau obtida a partir do sistema em malha fechada com os ganhos em (26)-(27) é dada na Figura 4.b, respeitando os limites de *overshoot* e tempo de acomodação pré-definidos. Verificou-se ainda nas simulações que os limites de i_{Lmax} e r_{min} também são respeitados.

Observe que os valores de q_1, q_2, q_3, q_4 e r encontrados pelo PSO, em (25), apresentam uma diferença significativa entre si, e dificilmente seriam obtidos de forma heurística ou por busca exaustiva por um projetista, o que confirma a utilidade do PSO para a solução do problema.

Finalmente, dado o caráter estocástico do algoritmo PSO, uma análise estatística dos resultados obtidos para múltiplas execuções é realizada. Para tanto, define-se aqui a taxa de sucesso do algoritmo como a razão entre o número de execuções em que o *fitness* converge para um valor menor do que 1 (situação em que todas as restrições de projeto são respeitadas) e o número total de execuções. Também, define-se aqui a taxa de dispersão como a razão entre o desvio padrão dos valores do *fitness* pela média desses valores para N execuções do algoritmo.

Foram feitas 100 execuções independentes do algoritmo. Assim como no caso ilustrado nesta seção, em todas as execuções, o critério de parada deu-se por estagnação. A taxa de sucesso, taxa de dispersão e tempo médio de execução são expressos na Tabela III. Pode-se observar um sucesso de 100% das execuções, e uma dispersão dos resultados relativamente baixa, indicando boa repetibilidade do projeto e também um tempo de projeto satisfatório para um procedimento que é executado *offline*.

TABELA III
Estatística das Execuções do PSO para o Conversor Buck

| Descrição | Valor |
|-----------------------------|-------|
| Taxa de sucesso | 100 % |
| Taxa de dispersão | 10 % |
| Tempo médio de uma execução | 42 s |

C. Etapa III

Nesta etapa é realizada a análise de estabilidade e desempenho do controlador, considerando agora a resistência de carga R_o , a capacitância C_o e a indutância L do conversor da Figura 3 como parâmetros incertos, pertencentes aos intervalos

$$R_o = 10 \Omega \pm 50\%, C_o = 100 \mu\text{F} \pm 20\%, L = 1 \text{ mH} \pm 20\% \quad (28)$$

Na Figura 5.a, mostram-se as respostas em frequência da planta em malha fechada para todas as combinações de valores extremos dos parâmetros incertos em (28). Com base nesta figura, pode-se concluir que haverá rastreamento de referências constantes devido ao ganho 0 dB e a fase de 0° em baixas frequências.

Considerando os ganhos (26) e (27), a Figura 5.b mostra os autovalores do sistema em malha fechada para uma varredura dos parâmetros nos intervalos em (28). Nota-se que todos os autovalores pertencem ao círculo de raio unitário, confirmando a estabilidade robusta do sistema com os ganhos de controle, obtidos com o procedimento proposto.

As análises nesta etapa indicam que os modelos lineares da Seção II com o controlador projetado utilizando o procedimento de projeto proposto na Seção III apresentam estabilidade e desempenho robustos contra incertezas paramétricas em R_o , C_o e L . Entretanto, na prática, o conversor é afetado por não-linearidades como saturação do sinal de controle e tempo morto no acionamento dos interruptores. Neste sentido, simulações em tempo real

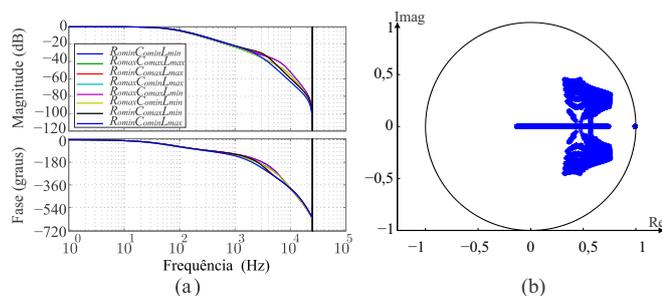


Fig. 5. (a) Resposta em frequência do sistema em malha fechada; (b) autovalores de malha fechada, para uma varredura nos intervalos: $R_o = 10 \Omega \pm 50\%$, $C_o = 100 \mu\text{F} \pm 20\%$, $L = 1 \text{ mH} \pm 20\%$.

baseadas em HIL têm sido reconhecidas como importantes para a validação de controladores em conversores de potência, e serão utilizadas na próxima subseção.

D. Etapa IV

A Figura 6 mostra um comparativo das respostas ao degrau do sistema em malha fechada no MATLAB e na implementação no HIL, para o controlador fornecido pelo método proposto, considerando os parâmetros da Tabela I. A boa correspondência entre estas respostas confirma que os modelos utilizados na Seção II são adequados para projeto e análise, e os resultados no HIL indicam que o controlador obtido opera de acordo com o esperado em uma condição de implementação do controle em tempo real.

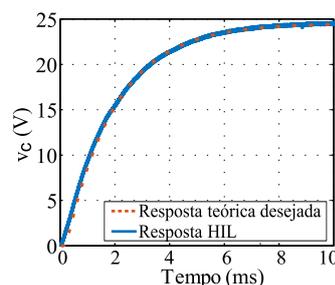


Fig. 6. Comparação entre as respostas do sistema em malha fechada, com o controlador (26)-(27), utilizando modelo (22), no MATLAB, e utilizando simulação do conversor, no HIL.

A fim de avaliar o desempenho do procedimento, a Figura 7 apresenta comparações de resultados do controlador proposto (ganhos (26)-(27)), com um projeto de controladores em cascata baseado no domínio da frequência, conforme detalhado no Apêndice 2. Na Figura 7, os canais 1 e 2 representam, respectivamente, a tensão de saída e a corrente no indutor para o projeto descrito no Apêndice 2 (identificado como *Robust response time*), enquanto os canais 3 e 4 representam, respectivamente, a tensão de saída e a corrente no indutor para o controlador fornecido pelo procedimento proposto.

A Figura 7.a mostra respostas transitórias para um degrau de 0 V para 25 V na referência de tensão de saída. Um detalhamento destas respostas é mostrado na Figura 7.b, em que se pode notar um resultado superior do controlador projetado por meio do procedimento proposto em termos de menor *overshoot*, e desempenhos satisfatórios em regime permanente para ambos os controladores.

A Figura 7.c e Figura 7.d mostram uma comparação de resultados para variação da resistência de carga. Na Figura 7.c é realizado um aumento de 50% na carga (i.e., redução de R_o de 10Ω para 5Ω) e na Figura 7.d uma redução de 50% da carga (i.e., aumento de R_o de 5Ω para 10Ω). Para ambos os testes, observa-se uma melhor recuperação transitória com o controlador proposto.

Na Figura 7.e e Figura 7.f são mostrados resultados de um comparativo das respostas frente a distúrbios na tensão de entrada. Na Figura 7.e uma redução de 50% na tensão de entrada é aplicada, enquanto a Figura 7.f mostra a resposta ao distúrbio no sentido oposto, ou seja, aumento de 50% da tensão de entrada. Para ambos os distúrbios aplicados, os controladores garantem boa rejeição, com leve superioridade

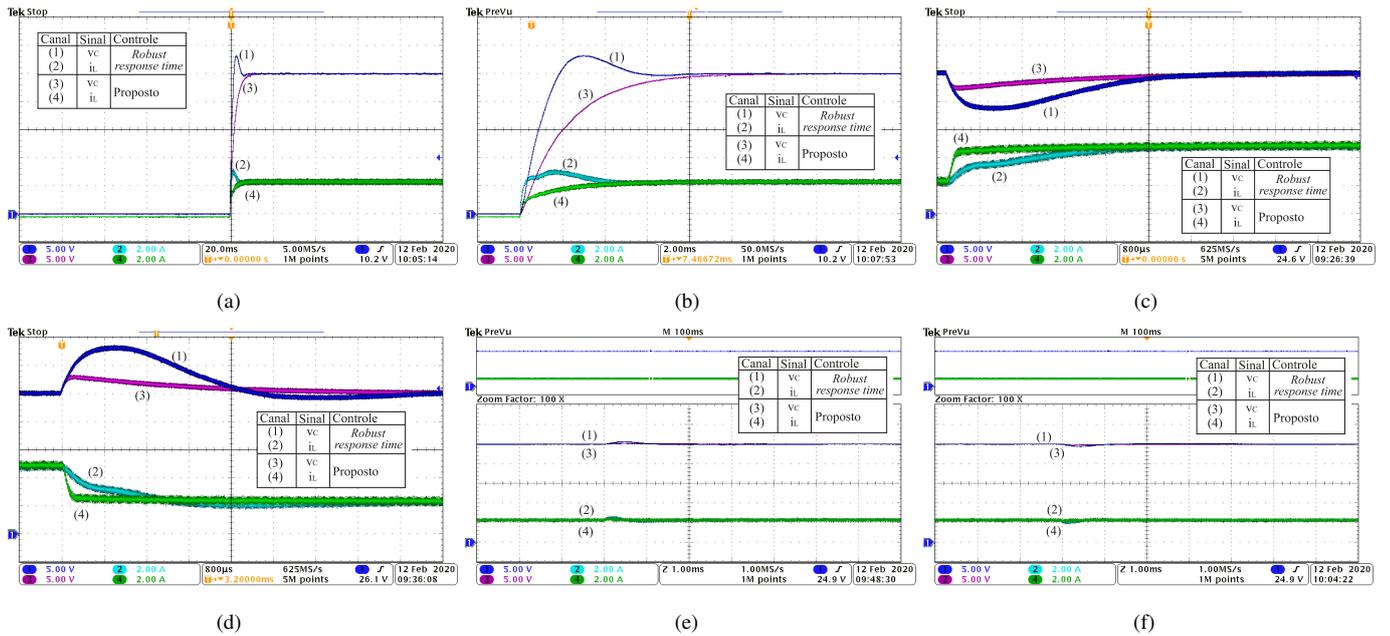


Fig. 7. (a) Respostas a um degrau na referência; (b) detalhamento das respostas transitórias; (c) e (d) respostas a um distúrbio de carga, com aumento e redução de 50% de carga, respectivamente; (e) e (f) respostas a um distúrbio na tensão de entrada, com redução e aumento de 50% da tensão de entrada, respectivamente. Canais (1) e (2) - tensão de saída e corrente no indutor para o projeto por meio do método *Robust response time*. Canais (3) e (4) - tensão de saída e corrente no indutor para o controlador proposto.

do controlador fornecido pelo procedimento proposto.

Os resultados apresentados nesta seção indicam a viabilidade de implementação prática dos ganhos projetados por meio do procedimento proposto para uma aplicação em regulação de tensão de um conversor *buck*. Considerando plantas que demandam rastreamento de referência senoidal, será detalhado na próxima seção o controle de tensão do estágio de saída de uma fonte ininterrupta de energia.

V. ESTUDO DE CASO II

O segundo estudo de caso é baseado na UPS de dupla conversão sem transformador apresentada por [27], conectada a uma carga não linear definida de acordo com a norma IEC 62040-3 [28], como mostrado na Figura 8. Para efeito de análise, a tensão do barramento CC foi considerada uma fonte de tensão contínua ideal, aproximação possível, dado o valor elevado da capacitância de barramento utilizada [29]. Dessa forma, podem-se desconsiderar as ondulações da tensão de barramento, o que permite a análise desacoplada do estágio saída em relação aos demais estágios da UPS, conforme realizado em [19].

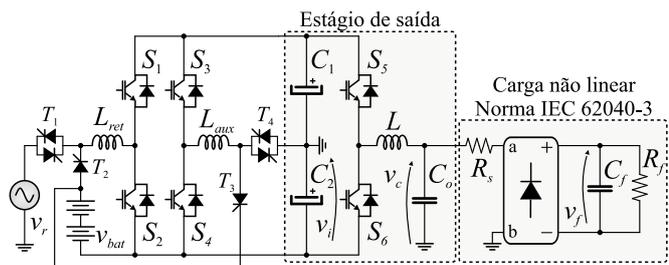


Fig. 8. UPS de dupla conversão, monofásica, com carga não linear definida conforme a norma IEC 62040-3 [28].

A. Etapa I

Assumindo as hipóteses dadas acima, e restringindo o problema ao controle de tensão do estágio de saída da UPS na Figura 8, considere aqui os parâmetros dados na Tabela IV, baseados no trabalho [19].

TABELA IV
Parâmetros do Estágio de Saída da UPS

| Descrição | Variável | Valor |
|--------------------------|----------|------------------------------|
| Indutor | L | 100 μH |
| Capacitor do filtro | C_o | 333 μF |
| Capacitor da carga | C_f | 2,29 mF |
| Resistor da carga | R_f | 5,45 Ω |
| Resistor série | R_s | 9,67 $\text{m}\Omega$ |
| Tensão de entrada CC | v_i | 215 V |
| Tensão de saída | v_c | 127 V_{RMS} , 60 Hz |
| Frequência de comutação | f_s | 15 kHz |
| Frequência de amostragem | f_a | 15 kHz |

O controle da tensão v_c de saída da UPS foi executado utilizando a estrutura de duas malhas da Figura 1. Para obter o modelo médio discretizado, considera-se a modelagem da Seção II e uma carga linear puramente resistiva ($R_o = 2,42 \Omega$, representando operação com potência de saída nominal de 6,6 kW), levando a um modelo idêntico a (22).

Diferentemente do estudo de caso I, aqui, controladores ressonantes são incluídos no sistema de controle, para garantir rastreamento de referências senoidais. Estes podem ser descritos em espaço de estados conforme (5), com

$$\mathbf{G}_c = \text{diag} \left(\begin{bmatrix} 0 & 1 \\ g(\omega_1) & h(\omega_1) \end{bmatrix} \cdots \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ g(\omega_p) & h(\omega_p) \end{bmatrix} \right),$$

$$\mathbf{H}_c = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 1 & \cdots & 0 & 1 \end{bmatrix}, \quad (29)$$

em que

$$\begin{aligned} g(\omega_i) &= e^{-2\zeta_i T_s \omega_i}, \\ h(\omega_i) &= -2e^{-\zeta_i T_s \omega_i} \cos\left(T_s \sqrt{-(-\omega_i^2(\zeta_i^2 - 1))}\right). \end{aligned} \quad (30)$$

Esta representação é adequada para um número arbitrário, n , de controladores ressonantes, em que ω_i e ζ_i definem, respectivamente, a frequência de ressonância e o coeficiente de amortecimento de cada controlador, com $i = 1, \dots, p$ [19].

Nesta etapa foram considerados oito controladores ressonantes, sintonizados nas frequências de 60 Hz e harmônicas ímpares, da 3ª até a 15ª, conforme descrito em [19], para permitir rastreamento de referência senoidal de tensão e rejeição de harmônicas de corrente da carga não linear.

B. Etapa II

Nesta etapa a estrutura da partícula é dada por $s = [k_1 \ q_1 \ \dots \ q_{19} \ r]$ e a função custo (19) é configurada com parâmetros $\Gamma_1 = 1$ e $\Gamma_2 = 10^{-2}$, para compatibilizar a ordem de grandeza dos termos.

O algoritmo PSO foi inicializado com $\mu = 4000$ épocas, $\eta = 60$ partículas, $\phi_1 = 0,5$ e $\phi_2 = 0,5$, conforme descrito no Apêndice 1. Para o cálculo do erro quadrático e dos índices de desempenho, considerou-se uma simulação da UPS em malha fechada, com a carga resistiva descrita na Etapa I.

Na Tabela V, mostram-se o espaço de busca utilizado aqui para encontrar o ganho K_1 e os pesos do DLQR. É possível observar que o limite superior (LS) e o limite inferior (LI) do espaço de busca são definidos em uma ampla região. Esta tabela também mostra o comparativo entre o projeto obtido em [19] e o projeto obtido por meio do procedimento proposto.

É importante enfatizar aqui que a sintonia do ganho K_1 e dos demais ganhos do controlador da UPS foi realizada de forma automática, diferentemente da forma heurística, dependente do projetista, utilizada na sintonia destes controladores em [19]. Em [19] o ganho K_1 foi

TABELA V
Resultados de [19] e do Procedimento Proposto

| Referência [19] | Proposto | LS | LI |
|-----------------|---------------------|--------|-----------|
| $K_1 = 2,25$ | $K_1 = 0,4578$ | 10 | 10^{-1} |
| $q_1 = 1$ | $q_1 = 1,1716$ | 10^6 | 10^{-1} |
| $q_2 = 1$ | $q_2 = 0,6383$ | 10^6 | 10^{-1} |
| $q_3 = 1$ | $q_3 = 1,6034$ | 10^6 | 10^{-1} |
| $q_4 = 1$ | $q_4 = 1,2102$ | 10^6 | 10^{-1} |
| $q_5 = 1$ | $q_5 = 1,0812$ | 10^6 | 10^{-1} |
| $q_6 = 1$ | $q_6 = 1,8063$ | 10^6 | 10^{-1} |
| $q_7 = 1$ | $q_7 = 1,5927$ | 10^6 | 10^{-1} |
| $q_8 = 1$ | $q_8 = 1,0729$ | 10^6 | 10^{-1} |
| $q_9 = 1$ | $q_9 = 1,1032$ | 10^6 | 10^{-1} |
| $q_{10} = 1$ | $q_{10} = 1,1121$ | 10^6 | 10^{-1} |
| $q_{11} = 1$ | $q_{11} = 1,2143$ | 10^6 | 10^{-1} |
| $q_{12} = 1$ | $q_{12} = 1,7924$ | 10^6 | 10^{-1} |
| $q_{13} = 1$ | $q_{13} = 1,4540$ | 10^6 | 10^{-1} |
| $q_{14} = 1$ | $q_{14} = 1,3557$ | 10^6 | 10^{-1} |
| $q_{15} = 1$ | $q_{15} = 1,4213$ | 10^6 | 10^{-1} |
| $q_{16} = 1$ | $q_{16} = 0,8726$ | 10^6 | 10^{-1} |
| $q_{17} = 1$ | $q_{17} = 1,2527$ | 10^6 | 10^{-1} |
| $q_{18} = 10^3$ | $q_{18} = 14253,42$ | 10^6 | 10^{-1} |
| $q_{19} = 1$ | $q_{19} = 0,7971$ | 10^6 | 10^{-1} |
| $R = 10^5$ | $R = 185936,81$ | 10^6 | 10^{-1} |

projetado em uma primeira etapa, levando em conta o amortecimento da ressonância da planta e a margem de ganho da malha de corrente. Posteriormente, o projeto de K_p e K_{dd} foi realizado a partir de um DLQR sintonizado pelo projetista por tentativa e erro. Aqui, todos os ganhos são sintonizados simultaneamente com base na melhor partícula fornecida pelo algoritmo PSO. Além disso, o projeto em [19], também tem dificuldade para atingir especificações de desempenho dadas em termos de *overshoot*, tempo de acomodação, e limites de valores de variáveis de estado, entre outras métricas de interesse prático.

O projeto dos controladores proposto neste trabalho forneceu o ganho da malha de corrente, $K_1 = 0,4578$, e os pesos do DLQR mostrados na Tabela V, que permitem encontrar, por meio do comando *dlqr* do MATLAB, o conjunto de ganhos de controle dados por

$$K_{dd} = [1, 5661 \ 0, 3302 \ 0, 3278], \quad (31)$$

$$\begin{aligned} K_p &= [0, 1016 \ -0, 1030 \ 0, 043 \ -0, 0452 \ 0, 0283 \ \dots \\ &\dots \ -0, 0287 \ 0, 0197 \ -0, 0193 \ 0, 0134 \ -0, 0123 \ \dots \\ &\dots \ 0, 0116 \ -0, 0095 \ 0, 0075 \ -0, 0046 \ 0, 0021 \ 0, 0011]. \end{aligned} \quad (32)$$

Os ganhos (31) e (32) têm ordem de grandeza similar aos respectivos ganhos em [19], mas foram obtidos evitando o projeto em duas etapas e tentativas e erros na sintonia do DLQR, o que é uma característica interessante para o projeto de controladores em ambiente industrial, por exemplo.

C. Etapa III

Nesta etapa, foi certificada a estabilidade robusta do sistema em malha fechada com o controlador com ganhos obtidos a partir do procedimento proposto (31) e (32). Na Figura 9.a mostra-se a resposta em frequência tendo como entrada o sinal de referência senoidal da tensão e como saída o sinal v_c . Nesta figura, pode-se notar o ganho 0 dB e a fase 0° na frequência de 60 Hz, indicando rastreamento de referência em regime permanente, para operação com resistência de carga nominal e a vazio. Na Figura 9.b, mostram-se os polos de malha fechada para carga nominal e para operação a vazio, indicando que o controlador (31) e (32) é capaz de garantir a estabilidade nestas duas importantes condições de carga da UPS.

O procedimento proposto apresentou também boa repetibilidade para a sintonia de controladores para a UPS. Um resumo estatístico de 100 execuções do algoritmo PSO

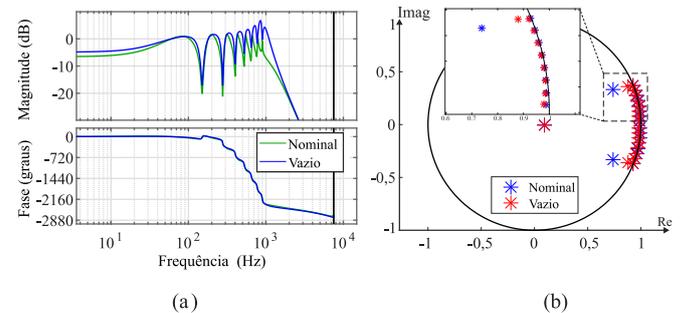


Fig. 9. (a) Resposta em frequência do sistema em malha fechada; (b) autovalores do sistema em malha fechada, para R_o considerado incerto, representando operação com carga nominal e a vazio.

TABELA VI
Análise Estatística das Execuções do PSO para a UPS

| Descrição | Valor |
|-----------------------------|-------|
| Taxa de sucesso | 100% |
| Taxa de dispersão | 7,5% |
| Tempo médio de uma execução | 226 s |

aplicado a este estudo de caso é mostrado na Tabela VI, indicando que todas as execuções convergiram para partículas nas quais as restrições de projeto foram respeitadas, e que, devido à baixa dispersão entre as execuções, existe boa repetibilidade do projeto.

Note que o projeto do controlador por realimentação de estados para a UPS é significativamente mais complexo do que o projeto do controlador para o conversor *buck*, devido ao grande número de estados dos controladores ressonantes. Para a UPS, tem-se a posição da partícula sendo descrita por um vetor de 21 elementos, enquanto para o conversor *buck* a posição da partícula era caracterizada por 6 elementos. Isso justifica o tempo médio de execução do projeto para a UPS, na Tabela VI, maior do que o respectivo tempo para o conversor *buck*, na Tabela III. Isso também confirma a eficiência do procedimento de projeto proposto para tratar de problemas de projeto de maior complexidade.

D. Etapa IV

Para confirmar a viabilidade prática, o sistema é emulado tanto para situação de carga linear quanto carga não linear, sendo a última implementada conforme descrito na Figura 8 e Tabela IV, representando uma situação de operação mais desafiadora.

Inicialmente considera-se operação com carga linear. A Figura 10 mostra os resultados para o controlador proposto, para uma variação do sistema operando da condição a vazio para plena carga. Os resultados confirmam estabilidade teórica, conforme análise da Figura 9.b. Os controladores ressonantes garantem o bom rastreamento da referência senoidal em regime permanente.

Os resultados para o ensaio com carga não linear, para o controlador proposto, são mostrados na Figura 11.a, e um comparativo do espectro harmônico da forma de onda de tensão com os limites fornecidos pela norma IEC 62040-3 é mostrado na Figura 11.c. É possível confirmar que as harmônicas da tensão de saída estão em conformidade com os limites da norma, indicando a viabilidade prática do procedimento proposto para esta importante aplicação.

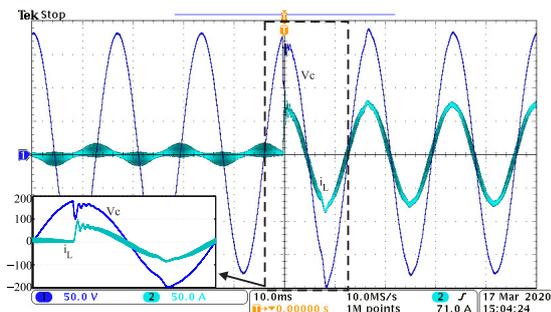
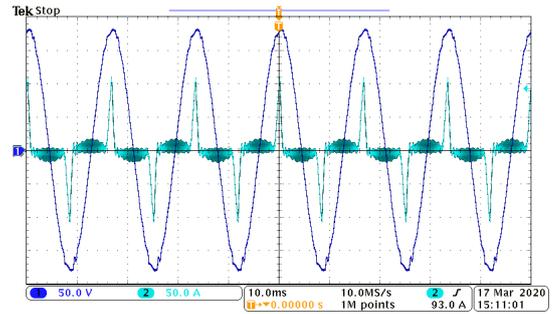
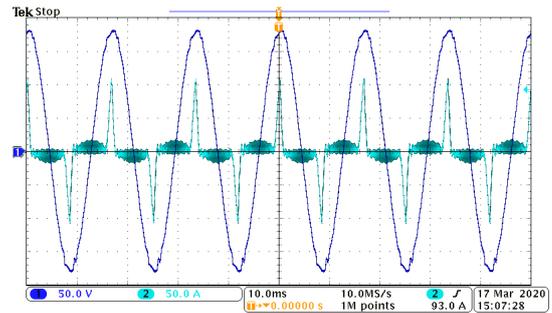


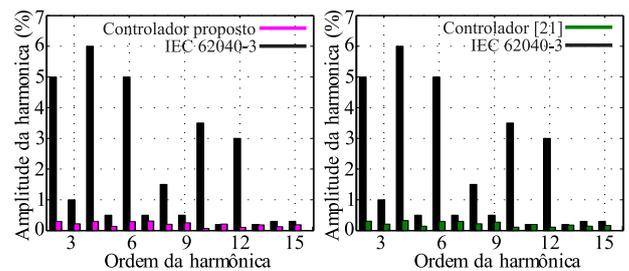
Fig. 10. Resultado em HIL para o estágio de saída da UPS operando com carga linear para o controlador proposto.



(a)



(b)



(c)

(d)

Fig. 11. Resultado em HIL para o estágio de saída da UPS monofásica operando com carga não linear para: (a) controlador proposto; (b) projetado em [19]; (c) e (d) comparativo do espectro harmônico da tensão de saída com limites da norma IEC 62040-3, para controladores proposto e de [19], respectivamente.

A Figura 11.b e Figura 11.d mostram os resultados e o comparativo com a norma utilizando o controlador projetado em [19]. A taxa de distorção harmônica (THD) da tensão de saída da UPS, para o controlador proposto, respeita os limites da norma IEC 62040-3 e resultou em THD=1,67%. Esse resultado é similar ao obtido em [19], mas com a diferença de o controlador aqui proposto ter sua sintonia garantida de forma automática, sem intervenção do projetista em etapas de tentativa e erro.

VI. CONCLUSÕES

Este artigo apresentou um procedimento para o projeto automático dos ganhos de controladores de um sistema de controle em cascata, modelado no espaço de estados, com aplicações a um conversor *buck* e a um estágio de saída de uma UPS. Tanto para a malha interna de corrente quanto para a malha externa de tensão, os ganhos foram sintonizados em uma única etapa de projeto. Para isso, foi utilizado um algoritmo PSO, que minimiza uma função custo baseada no

valor quadrático do erro de rastreamento e do sinal de controle. Análises estatísticas foram realizadas, demonstrando que o tempo computacional de projeto e que a repetibilidade dos controladores são satisfatórios. Análises do sistema em malha fechada para uma região de incertezas paramétricas na planta foram efetuadas, confirmando a estabilidade e o desempenho robustos com os ganhos obtidos por meio do procedimento proposto. Respostas de simulações de alta fidelidade, em tempo real, foram apresentadas, para os controladores implementados em um DSP, indicando bons resultados para ambas as aplicações. Finalmente, comparações com outras técnicas da literatura foram realizadas, confirmando como vantagem do procedimento proposto a redução da interação homem-máquina no projeto do controlador, especialmente em sistemas com maior número de variáveis de estado.

APÊNDICE 1

Funcionamento do PSO

Para a utilização do PSO no procedimento de projeto proposto, tendo definida a função custo (19), considere que o vetor (18) pode ser reescrito como (para maiores detalhes sobre o PSO, veja, por exemplo, [24], [30])

$$\mathbf{s}^j(m) = [s_1^j(m) \ s_2^j(m) \ \dots \ s_{n+2}^j(m)], \quad \begin{matrix} j = 1, \dots, \eta \\ m = 1, \dots, \mu \end{matrix} \quad (33)$$

em que j é a partícula, η é o número total de partículas, m é a iteração atual do algoritmo (chamada de época), μ é o número total de épocas e n definido pela dimensão da matriz \mathbf{Q} na Seção III.

Cada partícula j utiliza a sua posição (33) para o cômputo do valor da função custo (19). Assim, cada posição investigada do espaço de busca possui um valor da função custo associado, chamado de *fitness*. Associado a cada partícula j , há também uma velocidade, dada por

$$\mathbf{v}^j(m) = [v_1^j(m) \ v_2^j(m) \ \dots \ v_{n+2}^j(m)], \quad \begin{matrix} j = 1, \dots, \eta \\ m = 1, \dots, \mu \end{matrix} \quad (34)$$

que determina o deslocamento da partícula no espaço de busca.

A cada época do algoritmo, (33) e (34) são modificados a partir de equações de atualização de velocidade e posição, dadas, respectivamente, por

$$\mathbf{v}^j(m+1) = \lambda \mathbf{v}^j(m) + \phi_1 r_1 (\mathbf{P}_{best}^j - \mathbf{s}^j(m)) + \phi_2 r_2 (\mathbf{G}_{best} - \mathbf{s}^j(m)), \quad (35)$$

$$\mathbf{s}^j(m+1) = \mathbf{s}^j(m) + \mathbf{v}^j(m+1), \quad (36)$$

em que ϕ_1 e ϕ_2 são os coeficientes cognitivo e social, respectivamente, λ é o coeficiente de inércia que desacelera as partículas durante a execução, para melhor convergência, e r_1 e r_2 são números aleatórios gerados com distribuição uniforme no intervalo de $[0, 1]$. A posição com melhor valor de *fitness* associado que uma partícula j já obteve até a época m é chamada \mathbf{P}_{best}^j , e a posição com melhor valor de *fitness* associado obtida para todo o enxame até a época m é chamada \mathbf{G}_{best} .

O algoritmo PSO usa os seguintes passos em sua execução:

1. Inicializa aleatoriamente a posição das partículas do enxame dentro dos limites do espaço de busca \mathcal{S} definido.
2. Calcula a função custo (19) de cada partícula.
3. Atualiza \mathbf{P}_{best}^j e \mathbf{G}_{best} .
4. Atualiza a velocidade (35) e a posição (36) das partículas.
5. Se o critério de parada não for atingido, o algoritmo incrementa o valor da época e retorna ao passo 2. Caso contrário, encerra a execução e retorna a melhor solução (\mathbf{G}_{best}).

Para executar o PSO, foi utilizada aqui a rotina *particleswarm*, do MATLAB. Neste caso, o projetista deve informar a função custo, os limites do espaço de busca, o número de partículas η e o número de épocas μ . Uma configuração típica do PSO para μ é, por exemplo, 4000 [31]. Para o número de η partículas, escolhas entre 20 e 60 tendem a produzir bons resultados, a depender do tamanho do espaço e da característica da função custo [32].

A execução do PSO é encerrada quando o número máximo de épocas μ é atingido ou por estagnação no valor de \mathbf{G}_{best} .

APÊNDICE 2

Projeto em Cascata no Domínio da Frequência

Apresenta-se neste apêndice um projeto de controladores em cascata baseado em funções de transferência. O projeto é executado em duas etapas, sintonizando-se inicialmente a malha interna e, posteriormente, a malha externa. As funções de transferência incorporam os efeitos do modulador e do atraso de implementação.

Para sintonizar de forma automática os controladores de cada uma das malhas utilizou-se o *Robust response time*, uma ferramenta no Sisotool/MATLAB que permite obter os ganhos de controle a partir da definição de valores de referência para margem de fase e frequência de cruzamento por zero.

Para a malha interna, adota-se um controlador PID e os seguintes valores de referência: margem de fase de 60° , margem de ganho maior do que 6 dB e frequência de cruzamento por zero de 5 kHz, uma década abaixo da frequência de chaveamento. Esses requisitos de controle estão em consonância com [9], [10]. Após executar esta sintonia automática, o sistema com o controlador obtido resulta em uma frequência de cruzamento igual a 1,6 kHz, margem de fase de 60° e margem de ganho igual a 6,3 dB. Utilizando a transformação bilinear, a função de transferência discreta do controlador obtido é dada por

$$C_{id}(z) = \frac{0,25625(z^2 - 1,802z + 0,8129)}{(z-1)(z-0,7076)}. \quad (37)$$

Em seguida, o modelo do sistema para o projeto da malha externa é obtido levando em consideração a dinâmica de malha fechada do laço interno, o que resulta em uma função de transferência de 6ª ordem. Utiliza-se agora um controlador PI e, novamente, a sintonia dos ganhos é obtida de forma automática pelo método *Robust response time*. Os valores de referência para o projeto da malha externa são definidos como: frequência de cruzamento por zero de 160 Hz, margem de fase de 60° e margem de ganho de 28,3 dB. Note que, para

desacoplar as ações de controle, o laço externo foi sintonizado com uma frequência de cruzamento por zero em torno de uma década abaixo da frequência de cruzamento por zero do laço interno [1],[9],[10]. O controlador obtido foi discretizado com transformação bilinear e é dado por

$$C_{vi}(z) = \frac{0,066101(z - 0,9517)}{z - 1}. \quad (38)$$

AGRADECIMENTOS

O presente trabalho foi realizado com apoio da Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoal de Nível Superior - Brasil (CAPES/PROEX) - Código de Financiamento 001. Os autores também gostariam de agradecer ao INCT-GD, CNPq (465640/2014-1, 309536/2018-9 e 160884/2019-5), CAPES (23038.000776/2017-54), FAPERGS (17/2551-0000517-1) e CAPES-PRINT (88887.465639/2019-00).

REFERÊNCIAS

- [1] C. A. Smith, A. Corripio, *Control automatico de procesos : Teoria y practica*, 2a. ed., Editorial Limusa S.A. De C.V., 2014.
- [2] T. E. Marlin, *Process Control: Designing Processes and Control Systems for Dynamic Performance*, McGraw-Hill New York, 2015.
- [3] D. E. Seborg, D. A. Mellichamp, T. F. Edgar, F. J. Doyle III, *Process Dynamics and Control*, John Wiley & Sons, 2010.
- [4] R. Franks, C. Worley, "Quantitative analysis of cascade control", *Industrial & Engineering Chemistry*, vol. 48, no. 6, pp. 1074–1079, Jun. 1956.
- [5] F. Shinsky, B. Liptak, R. Bars, J. Hetthessy, "Control systems - Cascade loops", *Process Control and Optimization*, vol. 2, pp. 148–156, Out. 2018.
- [6] L. V. Bellinaso, H. H. Figueira, M. F. Basquera, R. P. Vieira, H. A. Gründling, L. Michels, "Cascade Control With Adaptive Voltage Controller Applied to Photovoltaic Boost Converters", *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 55, no. 2, pp. 1903–1912, Mar. 2019.
- [7] M. C. Ghanem, K. Al-Haddad, G. Roy, "A new control strategy to achieve sinusoidal line current in a cascade buck-boost converter", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 43, no. 3, pp. 441–449, Jun. 1996.
- [8] K. Viswanathan, R. Oruganti, D. Srinivasan, "Dual-mode control of cascade buck-boost PFC converter", *Proc. IEEE 35th Annual Power Electronics Specialists Conf.*, vol. 3, pp. 2178–2184 Vol.3, Jun. 2004.
- [9] R. Erickson, D. Maksimovic, *Fundamentals of Power Electronics*, Power electronics, Springer US, 2001.
- [10] K. Ogata, et al., *Discrete-time control systems*, vol. 2, Prentice Hall Englewood Cliffs, NJ, 1995.
- [11] 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, Jul. 2009.
- [12] V. F. Montagner, L. A. Maccari, F. H. Dupont, H. Pinheiro, "A DLQR designed by means of a genetic algorithm for DC-DC boost converters", *Proc. XI Brazilian Power Electronics Conf.*, pp. 74–78, Set. 2011.
- [13] K. J. Åström, B. Wittenmark, *Computer-controlled systems: theory and design*, Courier Corporation, 2013.
- [14] F. H. Dupont, J. R. Pinheiro, V. F. Montagner, "Design guidelines and control of DC-DC cascaded buck converters", *Proc. Information and Communication Technologies. 2015 CHILEAN Conf. Electrical, Electronics Engineering*, pp. 481–486, Out. 2015.
- [15] L. Borin, C. Osorio, G. Koch, M. Nascimento, F. Bottega, V. Montagner, "Particle Swarm Optimization for Robust Control Tuning Applied to Uninterruptible Power Supplies", *Proc. IEEE PES Innovative Smart Grid Technologies Conf. - Latin America (ISGT Latin America)*, pp. 1–6, Set. 2019.
- [16] C. R. D. Osório, G. G. Koch, H. Pinheiro, R. C. L. F. Oliveira, V. F. Montagner, "Robust Current Control of Grid-Tied Inverters Affected by LCL Filter Soft-Saturation", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 67, no. 8, pp. 6550–6561, Ago. 2020.
- [17] G. G. Koch, C. Ruviano Dantas Osório, H. Pinheiro, R. C. L. F. Oliveira, V. F. Montagner, "Design Procedure Combining Linear Matrix Inequalities and Genetic Algorithm for Robust Control of Grid-Connected Converters", *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 56, no. 2, pp. 1896–1906, Mar.-Abr. 2020.
- [18] H. Jank, W. A. Venturini, G. G. Koch, M. L. Martins, F. E. Bisogno, V. F. Montagner, H. Pinheiro, "Controle Baseado em em LQR com Estabilidade Robusta à Incerteza Paramétrica Aplicado a um Carregador de Baterias", *Eletrônica de Potência*, vol. 22, no. 4, pp. 408–417, Out. 2017.
- [19] G. G. Koch, H. J. William A. Venturini, F. E. Bisogno, M. L. S. Martins, H. Pinheiro, V. F. Montagner, "Controle de tensão de UPS com estabilidade robusta a incerteza paramétrica na carga", *XXI Congresso Brasileiro de Automática - CBA*, 2016.
- [20] C. Rech, H. Pinheiro, H. A. Gründling, H. L. Hey, J. R. Pinheiro, "Comparison of digital control techniques with repetitive integral action for low cost PWM inverters", *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 18, no. 1, pp. 401–410, Jan. 2003.
- [21] D. N. Zmood, D. G. 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, Mai. 2003.
- [22] M. R. Nascimento, L. C. Borin, E. Mattos, C. R. Osorio, G. G. Koch, V. F. Montagner, "Controladores PIDs Otimizados com uma Aplicação ao Controle de Tensão de Conversores Buck", *Seminário de eletrônica de Potência e Controle - SEPOC*, pp. 1–6, 2019.
- [23] B. Ufnalski, A. Kaszewski, L. M. Grzesiak, "Particle Swarm Optimization of the Multioscillatory LQR for a Three-Phase Four-Wire Voltage-Source Inverter With

- an LC Output Filter”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 62, no. 1, pp. 484–493, Jan. 2015.
- [24] R. Eberhart, J. Kennedy, “A new optimizer using particle swarm theory”, *Proc. Sixth Int. Symp. Micro Machine and Human Science*, pp. 39–43, Oct. 1995.
- [25] in IEEE Std 2030.8-2018, “IEEE Standard for the Testing of Microgrid Controllers”, *IEEE Standard*, pp. 1–42, IEEE, 2018.
- [26] D. Majstorovic, I. Celanovic, N. D. Teslic, N. Celanovic, V. A. Katic, “Ultralow-Latency Hardware-in-the-Loop Platform for Rapid Validation of Power Electronics Designs”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 58, no. 10, pp. 4708–4716, Oct. 2011.
- [27] W. Venturini, J. Lenz, H. Jank, J. Pinheiro, L. Lopes, F. Bisogno, “Bidirectional Double-Conversion Uninterruptible Power Supply for Integration of Photovoltaic Panels and MPPT”, *Eletrônica de Potência*, vol. 25, pp. 1–11, Mar. 2020.
- [28] “Uninterruptible power systems (UPS) – Part 3: Method of specifying the performance and test requirements”, 1999.
- [29] W. Venturini, J. Lenz, H. Jank, F. Bisogno, J. Pinheiro, “Hierarchical Control Structure for Parallelism of Double Conversion UPS with Equalization of the DC-Link Capacitors Temperatures”, *Eletrônica de Potência*, vol. 23, pp. 1–12, Dez. 2018.
- [30] A. B. d. S. Serapião, “Fundamentos de otimização por inteligência de enxames: uma visão geral”, *SBA: Controle & Automação, Sociedade Brasileira de Automatica*, vol. 20, no. 3, pp. 271–304, Set. 2009.
- [31] R. C. Eberhart, Y. Shi, “Particle swarm optimization: developments, applications and resources”, *Proceedings of the 2001 congress on evolutionary computation*, vol. 1, pp. 81–86, IEEE, 2001.
- [32] Y. Shi, R. C. Eberhart, “Parameter selection in particle swarm optimization”, *International conference on evolutionary programming*, pp. 591–600, Springer, 1998.

DADOS BIOGRÁFICOS

Everson Mattos possui graduação em Engenharia Elétrica (1999) pela Universidade Federal de Santa Catarina (UFSC), mestrado (2016) em Engenharia Elétrica pela Universidade Federal de Santa Maria, onde atualmente realiza o doutorado em Engenharia Elétrica. Participa do Grupo de Eletrônica de Potência e Controle (GEPOC).

Lucas Cielo Borin possui graduação em Engenharia de Computação (2018) e mestrado em Engenharia Elétrica (2020) pela Universidade Federal de Santa Maria, Santa Maria, Brasil, onde atualmente realiza o doutorado em Engenharia Elétrica. Suas áreas de interesse incluem algoritmos de otimização e controle aplicado.

Caio Ruviaro Dantas Osório possui graduação (2015) e mestrado (2017) em Engenharia Elétrica pela Universidade Federal de Santa Maria. Atualmente cursa doutorado na mesma instituição, onde desenvolve seus trabalhos no Grupo de Eletrônica de Potência e Controle. Seus interesses de

pesquisa incluem controle aplicado, eletrônica de potência, controladores robustos e análise de estabilidade.

Gustavo Guilherme Koch possui graduação (2013), mestrado (2015) e doutorado (2019) em Engenharia Elétrica pela Universidade Federal de Santa Maria. Atualmente realiza Pós-doutorado na mesma instituição, onde desenvolve seus trabalhos no Grupo de Eletrônica de Potência e Controle. Seus interesses de pesquisa incluem controle robusto e teoria de controle aplicado.

Guilherme Vieira Hollweg obteve seu bacharelado e mestrado em Engenharia Elétrica na UFSM em 2017 e 2019, respectivamente. Atualmente é estudante de doutorado em Engenharia Elétrica na UFSM. Ainda, é um pesquisador do GEPOC. Suas principais linhas de pesquisa incluem teoria de controle adaptativo, teoria de controle não-linear, energias renováveis e eletrônica de potência e controle aplicado.

Henrique Jank engenheiro eletricitista pela Universidade de Santa Cruz do Sul (2013), mestre pela Universidade Federal de Santa Maria (2016), atualmente cursa doutorado pela Universidade Federal de Santa Maria, onde atua como pesquisador no Grupo de Eletrônica de Potência e Controle (GEPOC). Seus interesses atuais de pesquisa incluem conversores estáticos, modelagem e controle, fontes ininterruptas de energia e paralelismo de inversores.

William Alegranci Venturini possui graduação (2014) e mestrado (2016) em Engenharia Elétrica pela Universidade Federal de Santa Maria. Atualmente cursa doutorado pela mesma instituição, onde desenvolve seus trabalhos no Grupo de Eletrônica de Potência e Controle. Suas principais áreas de interesse incluem modelagem e controle de sistemas, fontes ininterruptas de energia e paralelismo de inversores.

Mário Lúcio da Silva Martins engenheiro eletricitista (1999), mestre (2002) e doutor (2008) em engenharia elétrica pela Universidade Federal de Santa Maria. De 2006 a 2012 foi professor da Universidade Tecnológica Federal do Paraná - PR, Pato Branco, Brasil. Em 2012, passou a trabalhar como professor Adjunto no Departamento de Eletrônica e Computação (DELIC) da Universidade Federal de Santa Maria. Suas áreas de interesse incluem SMPS, UPS, inversores fotovoltaicos e energias renováveis.

Fábio Ecke Bisogno engenheiro eletricitista (1999) e mestre (2001) em Engenharia Elétrica pela Universidade Federal de Santa Maria e doutor (2006) em Engenharia Elétrica pela Technische Universität Chemnitz. Paralelo com o doutorado esteve empregado no instituto de pesquisa Fraunhofer AIS e depois Fraunhofer IAIS e IZM, Alemanha. Atualmente é professor associado na Universidade Federal de Santa Maria. Suas principais áreas de interesse são: reatores eletrônicos, sistemas auto-oscilantes, transformadores piezométricos, conversores ressonantes e fontes ininterruptas de energia (UPS).

Vinicius Foletto Montagner engenheiro eletricitista (1996) e mestre (2000) em Engenharia Elétrica pela Universidade Federal de Santa Maria, Santa Maria, Brasil, e doutor (2005) pela Universidade Estadual de Campinas. Atualmente é professor da Universidade Federal de Santa Maria. Suas áreas de interesse incluem estabilidade robusta, controle de sistemas incertos, otimização e controle aplicado.