

CONTROLE ROBUSTO POR MEIO DE LMIs APLICADO A MOTORES SÍNCRONOS DE ÍMÃS PERMANENTES COM PARÂMETROS INCERTOS

Gustavo G. Koch¹, Caio R. D. Osório¹, Filipe P. Scalcon¹, Thieli S. Gabbi²
Ricardo C. L. F. Oliveira³ e Vinícius F. Montagner¹

¹Universidade Federal de Santa Maria, Santa Maria – RS, Brasil

²Universidade Federal do Rio Grande do Sul, Porto Alegre – RS, Brasil

³Universidade Estadual de Campinas, Campinas – SP, Brasil

e-mail: gustavoguilhermekoch@gmail.com

Resumo – Este artigo trata do projeto e da validação experimental de controladores robustos aplicados à regulação de velocidade de motores síncronos de ímãs permanentes. O motor é descrito por um modelo politópico, considerando que os parâmetros elétricos e mecânicos podem variar dentro de intervalos limitados. As equações dinâmicas do motor para as correntes i_d , i_q e para a velocidade ω_m são discretizadas incluindo o atraso de implementação digital e uma ação integral sobre o erro de rastreamento da referência. Desigualdades matriciais lineares são utilizadas para obter rapidamente, de forma *offline*, ganhos de controle por realimentação de estados para as duas malhas de controle de corrente e para a malha de velocidade, em uma estratégia de projeto que só demanda do projetista a escolha de dois parâmetros, limitados entre zero e um, que estabelecem uma região para alocação dos polos de malha fechada. Resultados experimentais para um motor comercial de 11 kW ilustram um bom rastreamento de correntes e uma boa regulação de velocidade. Estudos comparativos mostram desempenho dinâmico superior ao de controladores PIs da literatura, sem demandar aumento no número de sensores, permitindo também a redução do acoplamento cruzado entre os eixos direto e em quadratura.

Palavras-chave – Controle Robusto, Desigualdades Matriciais Lineares, Incertezas Paramétricas, Motores Síncronos de Ímãs Permanentes.

Robust Control by Means of LMIs Applied to Permanent Magnet Synchronous Motors With Uncertain Parameters

Abstract – This article deals with the design and experimental validation of robust controllers applied to the speed regulation of permanent magnet synchronous motors. The motor is described by a polytopic model, considering that the electrical and mechanical parameters can vary within limited intervals. The dynamic motor equations for the i_d and i_q currents as well as for the speed ω_m are discretized including the digital implementation delay and an integral action on the reference tracking error. Linear matrix inequalities are used offline to

quickly obtain state feedback control gains, for the two current control loops and for the speed loop, in a design strategy that only requires the designer to choose two parameters, limited between zero and one, that establish a region for closed-loop pole location. Experimental results for an 11 kW commercial motor illustrate good current tracking and speed regulation. Comparative studies show a dynamic performance superior to that of PI controllers in literature, without requiring an increased number of sensors, also allowing the reduction of the cross coupling effects between the direct and quadrature axes.

Keywords – Linear Matrix Inequalities, Permanent Magnet Synchronous Motor, Robust Control, Uncertain Parameter.

NOMENCLATURA

d e q	Eixo direto e em quadratura.
i_d e i_q	Correntes no eixo de referência síncrona.
v_d e v_q	Tensões no eixo de referência síncrona.
L_d e L_q	Indutâncias do estator.
R_s	Resistência do estator.
ϕ_{srm}	Fluxo magnético do ímã permanente.
ω_e e ω_m	Velocidade angular elétrica e mecânica.
J	Momento de inércia do motor.
B	Coefficiente de atrito.
$\psi(\omega_m)$	Não linearidade de norma limitada.
T_e e T_L	Torque eletromagnético e de carga.
T_{mag} e T_{rel}	Torque magnético e de relutância.
τ_m	Diferença entre T_e e T_L .
P	Número de pares de polos do motor.
ϕ	Atraso de transporte.
u	Ação de controle.
r	Referência.
α_j	Parâmetro do modelo politópico.
δ	Centro do círculo de alocação de polos.
ρ	Raio do círculo de alocação de polos.
σ	Estado referente a ação integral.
\mathcal{S}	Matriz simétrica definida positiva.
\mathcal{G}	Matriz de variável de folga.
\mathcal{R}	Matriz dada por \mathbf{KG}
\mathbf{K}	Vetor de ganhos robustos.
T_s	Período de amostragem.

Manuscript received 11/16/2020; first revision 01/22/2021; accepted for publication 02/03/2021, by recommendation of Editor Demercil de Souza Oliveira Jr. <http://dx.doi.org/10.18618/REP.2021.1.0066>.

I. INTRODUÇÃO

Motores síncronos de ímãs permanentes (do inglês, *Permanent Magnet Synchronous Motors* – PMSMs) são amplamente utilizados em aplicações industriais, veículos elétricos e sistemas de conversão de energia eólica, por fornecerem alta eficiência e densidade de potência, baixa manutenção e reduzido ruído acústico [1], [2]. O acionamento do PMSM é usualmente desenvolvido por meio da estratégia de controle orientado pelo campo (do inglês, *Field Oriented Control* – FOC), em que são consideradas duas malhas internas, para a regulação das correntes, e uma malha externa para o controle da velocidade rotórica [3]. No entanto, o controle do PMSM é desafiador devido à presença de não linearidades, distúrbios e incertezas, tais como, distúrbio de carga, variação paramétrica, atrito, dinâmicas não modeladas, além de um forte acoplamento entre as variáveis [4], [5]. Devido a estas características, controladores convencionais, tais como o proporcional-integral (PI), apresentam dificuldades para garantir bom compromisso entre desempenho dinâmico e robustez, o que leva ao interesse por técnicas de controle robusto aplicadas a esta classe de motores [6]–[10].

Para minimizar as ondulações de torque e melhorar o rastreamento, em [8], um controle por aprendizagem iterativa é associado a uma técnica por modos deslizantes na malha de velocidade rotórica do PMSM. Um algoritmo adaptativo é utilizado para estimar as perturbações do sistema. No entanto, a regulação das correntes dq é realizada por meio de controladores PI convencionais. Em [9], um controlador robusto baseado em observador de distúrbio é aplicado na malha de velocidade. O modelo do motor é linearizado em torno de um ponto de operação, e um controle por realimentação de estados com um termo integral é projetado para este ponto específico. Um procedimento automático para o projeto de controladores, considerando incertezas paramétricas, é apresentado em [10], em que os ganhos são obtidos de forma heurística por meio de um algoritmo de otimização por enxame de partículas.

Uma ferramenta altamente eficiente no projeto de controladores robustos para sistemas afetados por parâmetros incertos são as desigualdades matriciais lineares (do inglês, *Linear Matrix Inequalities* – LMIs) [11]. Problemas de projeto de controladores formulados em termos de LMIs são resolvidos por meio de otimização convexa, mais precisamente, por algoritmos de complexidade polinomial e convergência global [12], [13], o que representa uma grande vantagem em termos computacionais. Esta ferramenta foi aplicada com sucesso em eletrônica de potência [14]–[16], fornecendo garantias de desempenho robusto e rejeição de distúrbios em conversores CC-CC com incertezas no filtro e na carga, e em inversores conectados à rede, com incertezas na impedância de rede. Em relação a aplicações práticas em sistemas sujeitos a não linearidades, em [17], o controle de conversores conectados à rede sujeitos à saturação magnética dos indutores do filtro é desenvolvido por meio de LMIs especializadas em sistemas variantes no tempo. Em [18], LMIs foram utilizadas com sucesso no controle de motores síncronos de relutância, tratando de parâmetros incertos

e variantes no tempo, para contemplar as variações nas indutâncias do filtro em função das correntes.

Trabalhos recentes têm utilizado LMIs no projeto de controladores para a regulação de velocidade de PMSMs [19]–[21]. Em [19], é fornecido um procedimento sistemático para projetar *offline* controladores PIs com ganhos fixos obtidos por meio de LMIs. Embora o projeto considere as variações paramétricas do motor, o controlador é projetado no domínio de tempo contínuo, sem considerar o atraso de transporte na implementação do controle digital. Em [20], é realizado um reprojeto digital por meio de LMIs de controladores PIs de tempo contínuo, considerando um atraso de transporte, sem incluir incertezas paramétricas no reprojeto. Um controlador de velocidade \mathcal{H}_∞ robusto por modos deslizantes é proposto em [21], em que uma superfície de deslizamento baseada em LMIs é utilizada, mas com validação dos resultados apenas em simulações em tempo real, não incluindo resultados experimentais em sistema físico.

Com base no exposto, o presente trabalho tem como contribuição um procedimento sistemático de projeto de controladores robustos de velocidade para PMSMs considerando: *i*) um modelo politópico para incluir incertezas nos parâmetros mecânicos e elétricos do motor; *ii*) um atraso de um período entre o cômputo das ações de controle digital e sua aplicação; *iii*) uma ação integral no controle, permitindo erro nulo de rastreamento e rejeição de distúrbios de baixa frequência [22]. LMIs especializadas em alocação robusta de polos são utilizadas para prover ganhos de controle que garantem estabilidade e desempenho para todo o domínio de parâmetros incertos [11], [22]–[24]. Os ganhos de controle são rapidamente computados *offline*, resultando em uma realimentação de estados com ganhos fixos, facilmente implementável em uma estratégia FOC que maximiza o torque por unidade de corrente. Resultados experimentais são obtidos para um PMSM de 11 kW, apresentando boa correspondência com os modelos para todo o domínio de parâmetros incertos, e com um rastreamento de velocidade superior a controladores da literatura, com menor efeito de acoplamento cruzado entre os eixos direto e em quadratura no estudo de caso investigado.

II. MODELAGEM DO SISTEMA

O comportamento dinâmico de um PMSM pode ser descrito por meio de equações diferenciais das correntes estatóricas, no referencial síncrono dq , e por meio da equação diferencial da velocidade mecânica, dadas por [1]

$$\frac{di_d}{dt} = -\frac{R_s}{L_d}i_d + \frac{1}{L_d}v_d + \frac{L_q}{L_d}\omega_e i_q, \quad (1)$$

$$\frac{di_q}{dt} = -\frac{R_s}{L_q}i_q + \frac{1}{L_q}v_q - \frac{L_d}{L_q}\omega_e i_d - \frac{\phi_{srm}}{L_q}\omega_e, \quad (2)$$

$$\frac{d\omega_m}{dt} = -\frac{B}{J}\omega_m + \frac{1}{J}\tau_m + \psi(\omega_m). \quad (3)$$

A relação entre a velocidade elétrica (ω_e) e a velocidade mecânica (ω_m) é dada na forma

$$\omega_e = P\omega_m. \quad (4)$$

Assumindo que a máquina em estudo apresenta ímãs internos, as indutâncias possuem valores distintos para os eixos d e q , ($L_d > L_q$), de forma que o torque eletromagnético é dado por

$$T_e = \underbrace{\frac{3P}{2} \phi_{srm} i_q}_{T_{mag}} + \underbrace{\frac{3P}{2} (L_d - L_q) i_d i_q}_{T_{rel}}. \quad (5)$$

Uma estrutura usual para o sistema de acionamento do PMSM é apresentada na Figura 1. O *hardware* é composto por um inversor fonte de tensão, um processador digital de sinais (do inglês, *Digital Signal Processor – DSP*) e sensores para medição de corrente e posição do motor. Os sinais de comando dos interruptores podem ser obtidos por meio de uma estratégia de modulação por largura de pulso (do inglês, *Pulse Width Modulation – PWM*).

Para o acionamento do PMSM, considera-se aqui a aplicação da técnica de controle orientado pelo campo. Nesta técnica, o motor de corrente alternada é controlado como um motor de corrente contínua. A estratégia FOC apresenta estrutura multimalha, com malhas internas para o controle das correntes i_d e i_q , e uma malha externa para controle da velocidade ω_m .

Para a regulação das correntes e da velocidade, é preciso projetar controladores adequados, bem como escolher uma estratégia de geração de referências. A geração de referência adotando ângulo de torque constante é muito aplicada ao PMSM. Neste caso, a referência i_d^* é mantida em zero, para que o torque eletromagnético produzido pelo motor seja proporcional à corrente i_q .

Entretanto, o PMSM com ímãs internos apresenta uma parcela de torque de relutância, desprezada quando $i_d^* = 0$. Assim, a estratégia de máximo torque por ampere (MTPA), que busca produzir o máximo torque para uma dada combinação de correntes i_d e i_q , torna-se uma melhor escolha

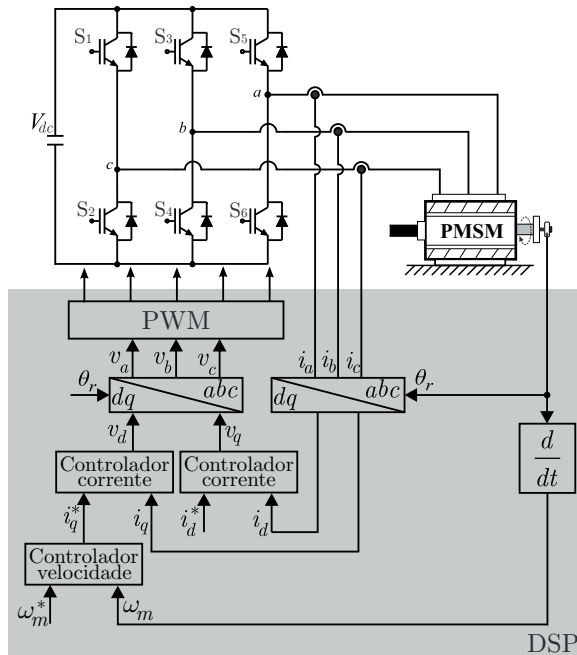


Fig. 1. Diagrama de blocos do sistema de controle do PMSM.

para motores com ímãs internos operando até a velocidade nominal. Além disso, a técnica permite melhorar a eficiência e o fator de potência do sistema. Para tanto, em [4] é proposto o cômputo de i_d^* a partir da equação do torque eletromagnético, na forma,

$$i_d^* = \frac{\phi_{srm}}{2(L_q - L_d)} - \sqrt{\frac{\phi_{srm}^2}{4(L_q - L_d)^2} + i_q^2}. \quad (6)$$

Em relação ao projeto dos controladores das malhas de corrente e de velocidade, é preciso considerar a presença de incertezas que afetam o motor, o que dificulta a síntese de controladores, em especial a determinação sistemática de controladores de ganhos fixos que garantam um bom compromisso entre robustez e desempenho dinâmico. Desta forma, modelos apropriados e procedimentos de projeto de controle que levam em consideração incertezas paramétricas são importantes.

Quanto aos modelos, assumindo que os parâmetros L_d , L_q , R_s , B e J não são precisamente conhecidos, mas pertencem a intervalos reais, cujos limites são fornecidos pelo projetista, uma modelagem politópica da máquina pode ser utilizada, conforme detalhado na próxima seção. Em relação à condição de projeto de controladores robustos, condições LMIs se tornam interessantes por sua reconhecida alta eficiência computacional, permitindo chegar a um conjunto de ganhos de controle fixos, capazes de garantir um desempenho pré-definido para todo um domínio de incertezas paramétricas.

III. PROCEDIMENTO DE PROJETO PROPOSTO BASEADO EM LMIS

Visando à implementação de um controle digital por alocação robusta de polos, os modelos dinâmicos (1), (2) e (3) podem ser discretizados assumindo um período de amostragem T_s suficientemente pequeno. Neste sentido, a partir desta seção, considere a escolha de T_s igual ao período de chaveamento do inversor, para as três malhas de controle.

Para a corrente i_d , por exemplo, tem-se o modelo politópico

$$i_d(k+1) = \mathbf{A}_d(\boldsymbol{\alpha}) i_d(k) + \mathbf{B}_d(\boldsymbol{\alpha}) u_d(k) \quad (7)$$

com

$$(\mathbf{A}_d, \mathbf{B}_d)(\boldsymbol{\alpha}) = \sum_{i=1}^4 \alpha_i (\mathbf{A}_{di}, \mathbf{B}_{di}); \sum_{i=1}^4 \alpha_i = 1; \alpha_i \geq 0, \quad (8)$$

$$i = 1, \dots, 4.$$

Este modelo possui quatro vértices, considerando que os parâmetros L_d e R_s variam de forma independente. Os vértices são calculados como

$$\begin{aligned} \mathbf{A}_{d1} &= e^{(-\frac{R_{smin}}{L_{dmin}})T_s}, \quad \mathbf{B}_{d1} = \frac{1}{L_{dmin}} \int_0^{T_s} e^{(-\frac{R_{smin}}{L_{dmin}})\tau} d\tau \\ \mathbf{A}_{d2} &= e^{(-\frac{R_{smin}}{L_{dmax}})T_s}, \quad \mathbf{B}_{d2} = \frac{1}{L_{dmax}} \int_0^{T_s} e^{(-\frac{R_{smin}}{L_{dmax}})\tau} d\tau \\ \mathbf{A}_{d3} &= e^{(-\frac{R_{smax}}{L_{dmin}})T_s}, \quad \mathbf{B}_{d3} = \frac{1}{L_{dmin}} \int_0^{T_s} e^{(-\frac{R_{smax}}{L_{dmin}})\tau} d\tau \\ \mathbf{A}_{d4} &= e^{(-\frac{R_{smax}}{L_{dmax}})T_s}, \quad \mathbf{B}_{d4} = \frac{1}{L_{dmax}} \int_0^{T_s} e^{(-\frac{R_{smax}}{L_{dmax}})\tau} d\tau. \end{aligned} \quad (9)$$

De forma análoga, modelos politópicos são obtidos para as

malhas i_q e ω_m . Para tanto, consideram-se quatro vértices para a malha i_q , calculados com base nos parâmetros R_{smin} , R_{smax} , L_{qmin} e L_{qmax} , e quatro vértices para a malha de velocidade, calculados com base nos parâmetros B_{min} , B_{max} , J_{min} e J_{max} .

Para levar em conta o efeito do atraso de um período na implementação digital do sinal de controle, um estado ϕ pode ser incluído no modelo. Ainda, para garantir erro nulo em regime permanente para referências constantes, um estado σ pode ser incluído no sistema, representando a integral do erro de rastreamento [22], [25]. Desta forma, podem-se obter modelos politópicos aumentados em espaço de estados para as malhas de controle i_d , i_q e ω_m , conforme segue:

$$\begin{bmatrix} i_d(k+1) \\ \phi_d(k+1) \\ \sigma_d(k+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{A}_d(\boldsymbol{\alpha}) & \mathbf{B}_d(\boldsymbol{\alpha}) & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d(k) \\ \phi_d(k) \\ \sigma_d(k) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \\ 0 \end{bmatrix} u_d(k) + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix} r_d(k) \quad (10)$$

$$\begin{bmatrix} i_q(k+1) \\ \phi_q(k+1) \\ \sigma_q(k+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{A}_q(\boldsymbol{\alpha}) & \mathbf{B}_q(\boldsymbol{\alpha}) & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_q(k) \\ \phi_q(k) \\ \sigma_q(k) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \\ 0 \end{bmatrix} u_q(k) + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix} r_q(k) \quad (11)$$

$$\begin{bmatrix} \omega_m(k+1) \\ \phi_{\omega_m}(k+1) \\ \sigma_{\omega_m}(k+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{A}_\omega(\boldsymbol{\alpha}) & \mathbf{B}_\omega(\boldsymbol{\alpha}) & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \omega_m(k) \\ \phi_{\omega_m}(k) \\ \sigma_{\omega_m}(k) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \\ 0 \end{bmatrix} u_\omega(k) + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix} r_\omega(k) \quad (12)$$

Para cada uma das malhas, uma lei de controle por realimentação de estados é utilizada

$$\begin{aligned} u_d(k) &= \mathbf{K}_d \mathbf{x}_d(k) = [K_{i_d} \ K_{\phi_d} \ K_{\sigma_d}] [i_d(k) \ \phi_d(k) \ \sigma_d(k)]' \\ u_q(k) &= \mathbf{K}_q \mathbf{x}_q(k) = [K_{i_q} \ K_{\phi_q} \ K_{\sigma_q}] [i_q(k) \ \phi_q(k) \ \sigma_q(k)]' \\ u_\omega(k) &= \mathbf{K}_\omega \mathbf{x}_\omega(k) = [K_\omega \ K_{\phi_\omega} \ K_{\sigma_\omega}] [\omega_m(k) \ \phi_{\omega_m}(k) \ \sigma_{\omega_m}(k)]' \end{aligned} \quad (13)$$

Note que estas leis de controle são de simples implementação, não exigindo atualização dos ganhos nem filtragem complexa dos sinais. Além disso, exigem o mesmo número de sensores, e têm complexidade computacional similar a controladores PIs aplicados em cada uma das malhas, mas com garantias teóricas de robustez contra incertezas paramétricas, conforme detalhado a seguir.

Os ganhos \mathbf{K}_d , \mathbf{K}_q e \mathbf{K}_ω podem ser obtidos por meio de uma alocação robusta de polos, projetada em termos de LMIs, por meio da técnica conhecida como D-estabilidade [26]. Para isso, considere δ e ρ como os parâmetros do projeto de controle, definindo uma região circular dentro do círculo de raio unitário, em que δ é o centro e ρ é o raio do círculo para a alocação dos polos de malha fechada, como mostra a Figura 2.

Em relação ao cálculo dos ganhos de controle por meio

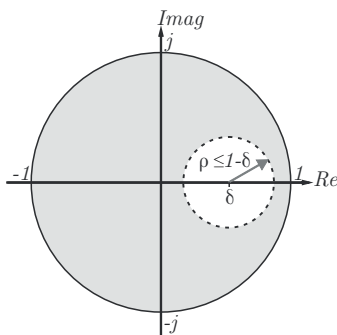


Fig. 2. Região de alocação de polos.

de LMIs, para garantir que todos os polos de malha fechada permaneçam dentro do círculo unitário, aplicam-se as seguintes restrições: $|\delta| \leq 1$, $0 \leq \rho \leq 1$ e $|\delta| + \rho \leq 1$. Desta forma, se existirem matrizes simétricas definidas positivas $\mathbf{S}_j \in \mathbb{R}^{3 \times 3}$, $j = 1, \dots, 4$, e matrizes $\mathbf{G} \in \mathbb{R}^{3 \times 3}$ e $\mathbf{R} \in \mathbb{R}^{1 \times 3}$, de modo que [23]

$$\begin{bmatrix} \mathbf{G} + \mathbf{G}' - \mathbf{S}_j & \mathbf{G}' \frac{\mathbf{G}' - \delta \mathbf{I}}{\rho} + \mathbf{R}' \frac{\mathbf{H}'}{\rho} \\ \frac{\mathbf{G}' - \delta \mathbf{I}}{\rho} \mathbf{G} + \frac{\mathbf{H}'}{\rho} \mathbf{R} & \mathbf{S}_l \end{bmatrix} > 0, \quad \begin{matrix} j = 1, \dots, 4; \\ l = 1, \dots, 4 \end{matrix} \quad (14)$$

então o ganho de realimentação de estados é dado por

$$\mathbf{K} = \mathbf{R} \mathbf{G}^{-1} \quad (15)$$

e garante estabilidade robusta sob parâmetros incertos, respostas transitórias limitadas e erro nulo em regime permanente. A prova da estabilidade do sistema em malha fechada pode ser obtida a partir de [15], [23] e [24].

Note que um projeto (14) deve ser feito para cada malha, substituindo apropriadamente \mathbf{G}_j e \mathbf{H} pela matriz dinâmica e pela matriz de entrada de controle do sistema aumentado correspondente, conforme mostrado em (10), (11) e (12).

A condição LMI de projeto permite, com base apenas em quatro vértices para cada uma das malhas, concluir que os polos de malha fechada estarão incluídos nas regiões estabelecidas para alocação, conforme exemplificado no círculo mostrado na Figura 2, sem necessidade de efetuar discretizações nos intervalos paramétricos e testar exaustivamente o desempenho do sistema. Desta forma, o projeto torna-se menos custoso, em termos de tempo computacional, para obter e para validar os ganhos de controle.

Como comentário final, note que a estabilidade e a alocação de polos do sistema em malha fechada são certificadas pela existência da função de Lyapunov dependente de parâmetros

$$v(\mathbf{x}) = \mathbf{x}' \mathbf{S}(\boldsymbol{\alpha}) \mathbf{x}, \quad \mathbf{S}(\boldsymbol{\alpha}) = \sum_{i=1}^4 \alpha_i \mathbf{S}_i$$

que é construída a partir das matrizes \mathbf{S}_j , proveniente das soluções da LMI (14).

A. Critérios para Escolha de δ e ρ

É importante ressaltar que diferentes círculos para a alocação dos polos podem ser escolhidos para cada uma das malhas de controle, com base na respectiva resposta dinâmica desejada.

Uma escolha possível para as malhas de corrente é utilizar $0,5 \leq \delta < 1$, o que permite deslocar os polos de malha fechada para a direita, evitando comportamento oscilatório. O parâmetro ρ pode ser escolhido com base no tempo de acomodação desejado das respostas transitórias. Deste modo, o limite para o tempo de acomodação, para um critério de 2% de erro, pode ser calculado pela expressão [27]

$$t_{acom} = \frac{4T_s}{|\ln(\delta + \rho)|}. \quad (16)$$

Para a malha de velocidade, é adequado escolher um valor de δ maior que o valor escolhido para as malhas de corrente, e

um valor $\rho = 1 - \delta$, o que permite obter respostas transitórias mais lentas à medida que δ aumenta, desacoplando a dinâmica entre as malhas elétricas e mecânicas.

É importante observar que, no caso de todas as malhas serem discretizadas considerando o mesmo período de amostragem, é possível estabelecer uma relação direta da ordem de grandeza dos parâmetros δ e ρ com as respostas dinâmicas das diferentes malhas, como mencionado aqui. Caso as malhas de controle sejam discretizadas com T_s distintos, o procedimento proposto segue válido. Entretanto, a relação entre os parâmetros de projeto e o tempo de acomodação passa a ser diferente, conforme evidencia a equação (16).

IV. ESTUDO DE CASO

Para um estudo de caso, considere o PMSM com os parâmetros sujeitos a incertezas, conforme descrito na Tabela I. Considere ainda, que o inversor opera com um período de chaveamento $T_{sw} = 100 \mu s$, sendo os projetos dos controladores das três malhas feitos para um período de amostragem $T_s = T_{sw} = 100 \mu s$.

TABELA I
Parâmetros do PMSM

Parâmetro	Valor
Potência nominal	11 kW
Corrente nominal	19,2 A
Pares de polos (P)	3
Resistência do estator (R_s)	$0,5 \Omega \pm 50\%$
Indutância eixo d (L_d)	$20,1 \text{ mH} \pm 10\%$
Indutância eixo q (L_q)	$40,9 \text{ mH} \pm 10\%$
Coefficiente de inércia do rotor (J)	$0,03877 \text{ kgm}^2 \pm 10\%$
Coefficiente de atrito (B)	$0,0194 \text{ Nms} \pm 50\%$
Fluxo dos ímãs	$0,5126 \text{ V/rad/s}$

Para as malhas de corrente dos eixos d e q , os modelos (10) e (11) são calculados, com os vértices apropriadamente obtidos, conforme exemplificado em (9). Em seguida, os ganhos de controle de realimentação de estados para cada uma das malhas podem ser obtidos, por meio de (14) e (15). Para auxiliar o projetista na escolha dos parâmetros de projeto, a Figura 3.a mostra a relação do parâmetro $(\delta + \rho)$ com o tempo de acomodação, conforme (16), para $T_s = 100 \mu s$.

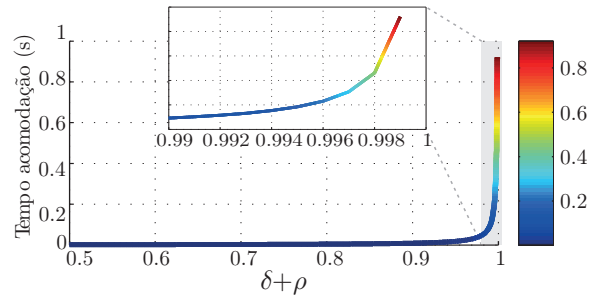
Para uma resposta transitória satisfatória, de acordo com a Figura 3.a, os parâmetros de controle são escolhidos como $\delta = 0,5$ e $\rho = 0,45$, tanto para a malha de controle de i_d quanto i_q , o que representa um tempo de acomodação limitado a 8 ms, levando aos ganhos de controle¹

$$\mathbf{K}_d = [-13,5127045 \quad -0,3772467 \quad 0,6076905] \quad (17)$$

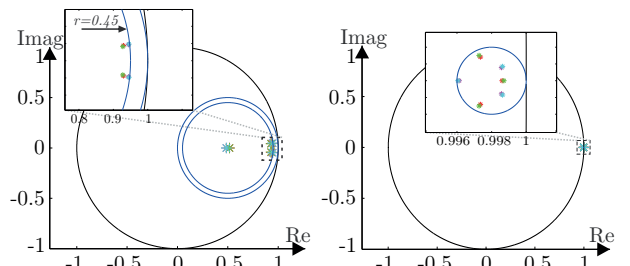
$$\mathbf{K}_q = [-36,6076024 \quad -0,3365596 \quad 1,5204988]. \quad (18)$$

Para o projeto da malha de velocidade, os parâmetros de controle são escolhidos como $\delta = 0,998$ e $\rho = 0,002$, o que permite obter respostas mais lentas e, portanto, desacoplar a dinâmica entre as malhas elétricas e mecânica. Os ganhos de

¹ Todos os ganhos foram calculados utilizando o solver *LMI control Toolbox* do MATLAB, e exigiram cerca de 0,3 segundos, em um notebook com processador Core i7 e 8GB de RAM.

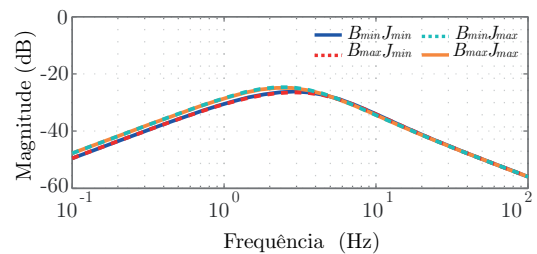


(a)



(b)

(c)



(d)

Fig. 3. (a) Relação entre tempo de acomodação e o parâmetro $(\delta + \rho)$, para $T_s = 100 \mu s$. Autovalores de malha fechada: (b) malha i_d e (c) malha ω_m . (d) Diagrama de magnitude do Bode da entrada de distúrbio ψ para a saída ω_m .

controle são dados por

$$\mathbf{K}_\omega = [-0,0036992 \quad 0,9946387 \quad 0,0000023]. \quad (19)$$

A fim de confirmar a alocação dos polos nas regiões prescritas para cada malha, e que o sistema de malha fechada apresenta respostas dinâmicas adequadas, as Figuras 3.b e 3.c mostram as posições dos autovalores de malha fechada para os quatro vértices das malhas de controle i_d e ω_m , respectivamente, indicando estabilidade robusta para todo conjunto de incertezas. A análise para a malha i_q também confirma a estabilidade do sistema em malha fechada.

Considerando distúrbios na malha de velocidade, a Figura 3.d mostra o diagrama de magnitude de Bode da entrada de distúrbio ψ , em (3), para a saída ω_m , demonstrando a boa rejeição de distúrbios em toda a faixa de frequências.

Na próxima seção, resultados experimentais são apresentados, a fim de validar o projeto em condições práticas.

V. RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Para obtenção dos resultados experimentais, é utilizado um PMSM comercial (WMagnet da WEG), com os parâmetros descritos na Tabela I. Um processador digital de sinais (DSP)

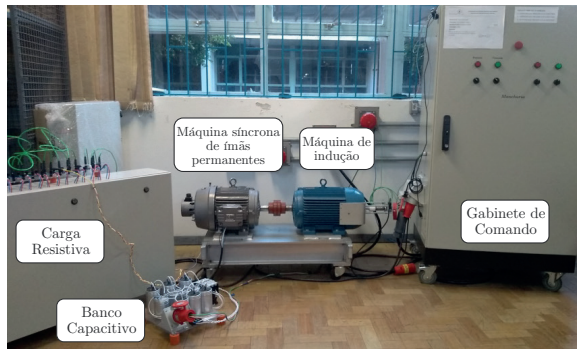


Fig. 4. Bancada experimental.

modelo TMS320F28335, da *Texas Instruments*, é usado para implementar os controladores. O inversor fonte de tensão trifásico é baseado em interruptores IGBT. Uma abordagem geométrica é adotada para gerar o sinal PWM e acionar os interruptores, de acordo com [28]. Uma fonte de alimentação CC de 10 kW (500 V - 20 A) é usada no barramento CC. Sensores de efeito Hall são usados para medições de tensão e corrente. Um *encoder* absoluto de 10 bits TRDNA256NWD fornece a posição real do rotor. As frequências de amostragem e chaveamento utilizadas são de 10 kHz. A Figura 4 mostra a plataforma experimental, em que uma máquina de indução (IM) é acoplada ao eixo do PMSM. A carga elétrica mostrada na Figura 4 é conectada ao IM para produzir uma perturbação de carga mecânica.

Para uma análise comparativa, são utilizados controladores PIs da literatura, também projetados por meio de LMIs, e aplicados em PMSMs, dados em [19] e [20]. Os PIs de [19] são projetados em tempo contínuo, considerando incertezas paramétricas no modelo. Já em [20], é realizado o reprojeto digital de PIs de tempo contínuo, considerando o atraso de transporte. Além disso, é realizado um comparativo com um controlador PI projetado de forma convencional no domínio da frequência. Este projeto é realizado para garantir uma resposta de segunda ordem com frequência de corte definida como duas vezes a frequência natural da planta nominal e com fator de amortecimento igual a 0,95. A Tabela II apresenta os ganhos dos controladores PIs, em tempo contínuo, utilizados para comparativo.

TABELA II
Controladores PIs para Comparativo

	$K_{p\omega}$	$K_{i\omega}$	K_{p_d}	K_{i_d}	K_{p_q}	K_{i_q}
PIs de [19]	0,9247	3,657	7,657	202,6	15,5	300,4
PIs de [20]	0,339	3,656	6,8	1128	13,84	2220
Convencional	0,429	1,43	7,5	1243,78	15,77	2530,87

Nas subseções a seguir, são apresentados resultados para rastreamento de referência e rejeição de distúrbios, a fim de comparar o desempenho dos controladores.

A. Resultados para Variação de Referência

Esta subseção mostra os resultados para um ensaio de rastreamento da referência. Para avaliar o desempenho do sistema em malha fechada, aplica-se inicialmente uma referência de velocidade em rampa até atingir 110 rad/s, e na sequência, variações do tipo degrau são aplicadas. No instante $t = 12,6$ s, a referência é alterada de 110 para 105 rad/s e no

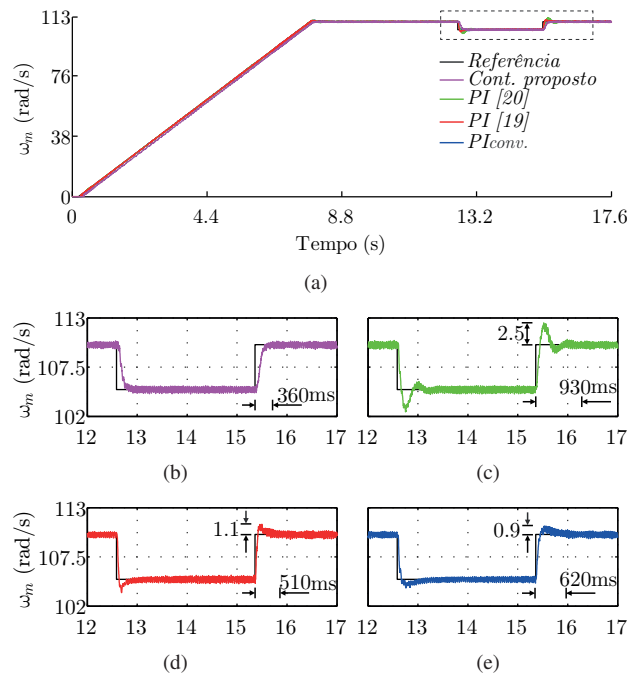


Fig. 5. (a) Resultados experimentais do sistema em malha fechada para as malhas de velocidade para um ensaio de rastreamento de referência. Detalhamento das respostas transitórias para: (b) controlador proposto, (c) controlador PI de [20], (d) controlador PI de [19] e (e) controlador PI convencional.

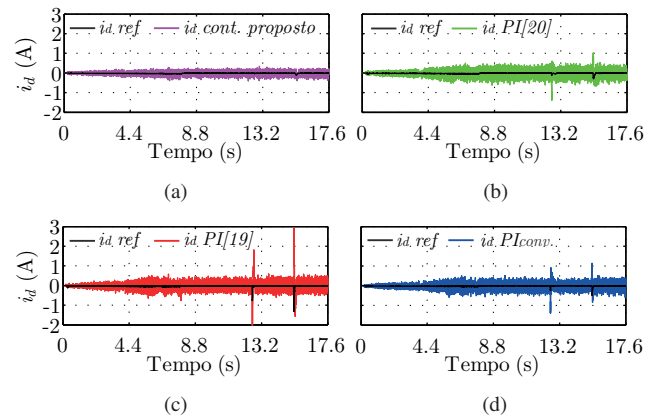


Fig. 6. Resultados experimentais do sistema em malha fechada: respostas da malha de corrente do eixo d para o ensaio de rastreamento de referência.

instante $t = 15,3$ s, retorna para 110 rad/s, conforme pode ser visto na Figura 5.a.

A Figura 5.b mostra em detalhe a resposta para a malha de velocidade com o controlador proposto, em que é possível verificar um bom desempenho do sistema em malha fechada, sem apresentar *overshoot*, e com tempo de acomodação de aproximadamente 360 ms. Este resultado está de acordo com a escolha para a região de alocação dos polos e a análise da Figura 3.a. Com base nas Figuras 5.c, 5.e e 5.d, verifica-se que os controladores PIs também produzem resultados satisfatórios para a malha de velocidade. Entretanto, apresentam maiores *overshoots* e tempos de acomodação quando comparados ao controlador proposto aqui.

Para este mesmo ensaio, o comportamento das correntes

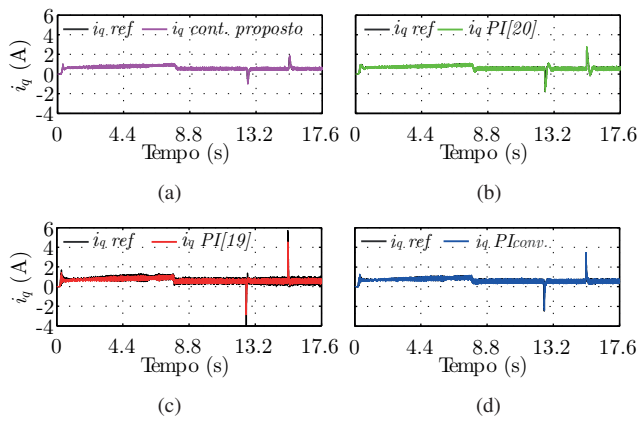


Fig. 7. Resultados experimentais do sistema em malha fechada: respostas da malha de corrente do eixo q para o ensaio de rastreamento de referência.

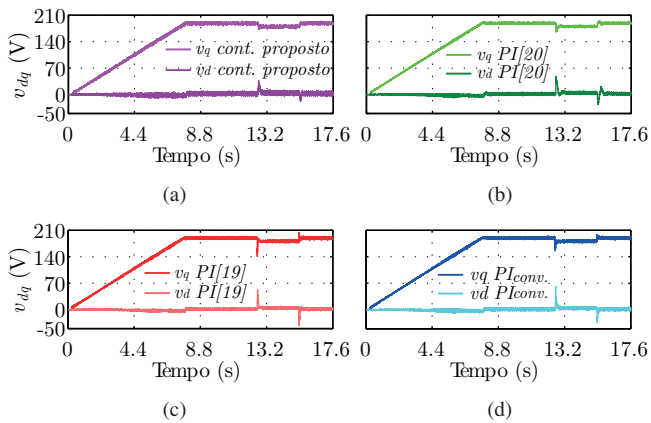


Fig. 8. Resultados experimentais do sistema em malha fechada: leis de controle (v_d e v_q) para o ensaio de rastreamento de referência.

do eixo direto (i_d) são apresentados na Figura 6. Verifica-se que todos os controladores foram capazes de rastrear a referência do eixo d , imposta pelo algoritmo MTPA. Por outro lado, o controlador proposto apresenta melhores respostas transitórias, além de mitigar o efeito do acoplamento cruzado, visível nos instantes de $t = 12,6$ s e $t = 15,3$ s, quando sujeito a variações de corrente no eixo q .

A Figura 7 mostra as respostas de corrente do eixo q , sob variações de referência geradas a partir da regulação da velocidade rotórica. Nota-se que o controlador proposto apresenta um melhor desempenho transitório, com menor tempo de estabilização e menor *overshoot*, quando comparado às demais estratégias. A Figura 8 apresenta os sinais de controle v_d e v_q para o ensaio.

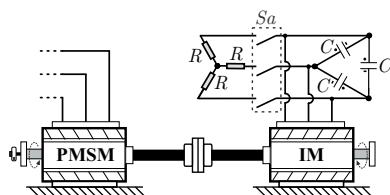


Fig. 9. Diagrama de blocos para ensaio com carga mecânica.

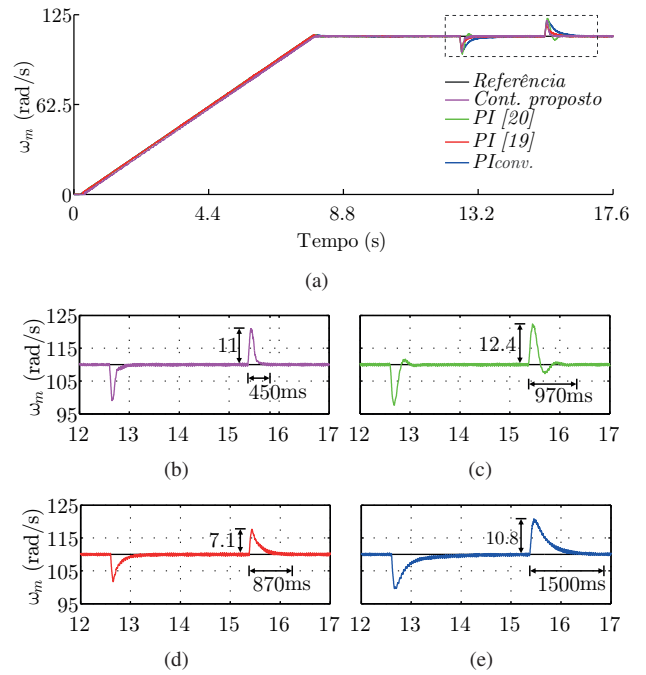


Fig. 10. (a) Resultados experimentais do sistema em malha fechada para a malha de velocidade para um ensaio de variação de carga mecânica. Detalhamento das respostas transitórias para: (b) controlador proposto, (c) controlador PI de [20], (d) controlador PI de [19] e (e) controlador PI convencional.

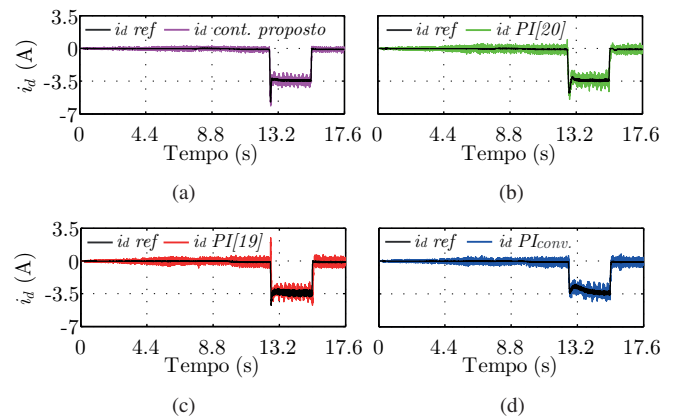


Fig. 11. Resultados experimentais do sistema em malha fechada: respostas da malha de corrente do eixo d para o ensaio de variação de carga mecânica.

B. Resultados para Variações de Carga Mecânica

Esta subseção mostra resultados experimentais para um ensaio de rejeição de distúrbio, com a inserção de uma carga mecânica imposta por meio de um gerador de indução, conforme mostrado na Figura 4 e ilustrado em detalhe na Figura 9. O PMSM parte com uma referência em rampa e, após atingir 110 rad/s a velocidade é mantida constante. No instante $t = 12,6$ s, o interruptor S_a (Figura 9) é fechado, e uma carga de aproximadamente 15 Nm é conectada ao circuito, o que impõe um distúrbio de torque mecânico no eixo do PMSM. No instante $t = 15,3$ s, a chave é aberta e a carga é desconectada do circuito.

Os resultados para o controle da velocidade rotórica sujeita à variação de carga são apresentadas na Figura 10. A partir da

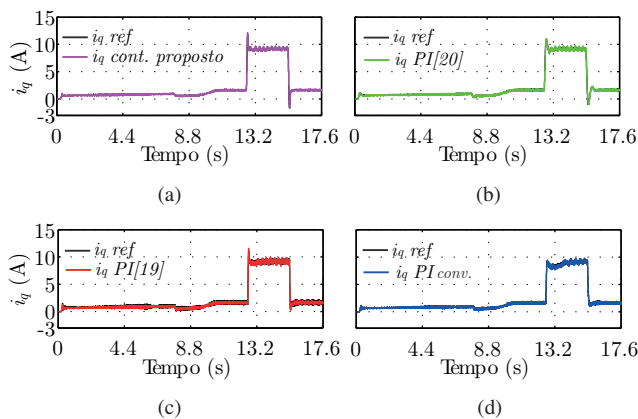


Fig. 12. Resultados experimentais do sistema em malha fechada: respostas da malha de corrente do eixo q para o ensaio de variação de carga mecânica.

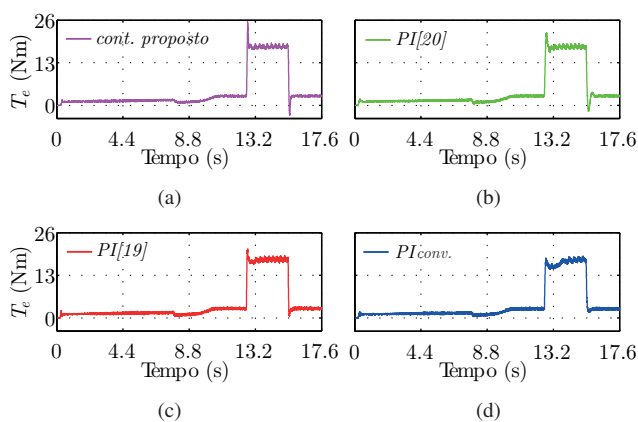


Fig. 13. Resultados experimentais do sistema em malha fechada: torque elétrico T_e para o ensaio de variação de carga mecânica.

Figura 10.a, nota-se uma boa rejeição à perturbação causada pela carga, com rápida recuperação e pequeno *overshoot* da velocidade. É importante destacar que o controlador projetado em [19] também considera incertezas paramétricas e rejeição de distúrbios no projeto dos ganhos, apresentando uma resposta satisfatória, mas com tempo de acomodação maior do que o obtido com controlador proposto, conforme pode ser visto na Figura 10.d.

As respostas para a regulação das correntes i_d e i_q neste ensaio são mostradas nas Figuras 11 e 12, respectivamente. Nota-se que para a malha de controle do eixo d , o algoritmo MTPA impõe uma referência de corrente para i_d que é dependente da corrente i_q , e seu comportamento é modificado para a busca do máximo torque para aquele intervalo de tempo. A Figura 13 mostra o perfil do torque eletromagnético, obtido por meio da equação (5), para o ensaio da variação da carga.

C. Validação dos Modelos

Por fim, é realizada uma comparação do resultado experimental do controlador proposto com simulações do sistema completo em malha fechada no software MATLAB, conforme ilustra a Figura 1, considerando os parâmetros da Tabela I. As simulações são realizadas por meio dos modelos das malhas elétricas e do modelo da malha mecânica, descritos em (10), (11) e (12), respectivamente. São utilizados os

controladores (17), (18) e (19), para cada uma das malhas.

A Figura 14 mostra as respostas considerando quatro condições de parâmetros, dadas por: a) R_{smin} , L_{qmin} , L_{dmin} , B_{min} e J_{min} ; b) R_{smax} , L_{qmax} , L_{dmax} , B_{max} e J_{max} ; c) R_{smin} , L_{qmax} , L_{dmax} , B_{min} e J_{max} ; d) R_{smax} , L_{qmin} , L_{dmin} , B_{max} e J_{min} . É possível verificar uma boa correspondência entre os modelos e o resultado experimental, demonstrando a viabilidade do projeto baseado em LMIs e dos modelos politópicos para levar em consideração os parâmetros incertos do PMSM. As oscilações observadas nos resultados experimentais são devidas a vibrações mecânicas no acoplamento entre o eixo do PMSM e o *encoder*, bem como, à construção não ideal da máquina, que produz oscilações de torque.

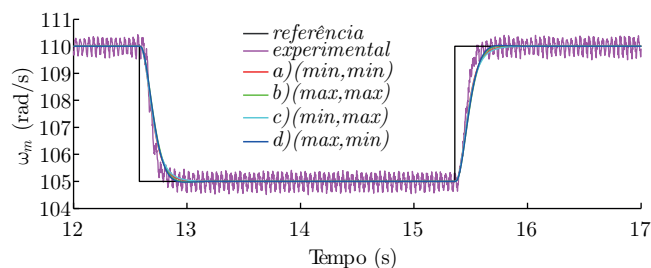


Fig. 14. Comparação entre as respostas de simulação para diferentes condições de parâmetros e o resultado experimental para o controlador proposto.

VI. CONCLUSÃO

Este artigo forneceu uma alternativa baseada em LMIs para o projeto de controladores robustos aplicados a PMSMs, permitindo obter conjuntos de ganhos fixos para as malhas de controle de corrente e de velocidade rotórica, levando a respostas experimentais de boa qualidade. A proposta utiliza modelos politópicos que levam em conta incertezas nos parâmetros elétricos e mecânicos, além de considerar o atraso de uma amostra devido à implementação digital da lei de controle. A LMI de síntese utiliza funções de Lyapunov dependentes de parâmetros, para fornecer ganhos fixos de controle que garantem uma alocação robusta de polos para todo o conjunto de parâmetros incertos. A abordagem proposta é sistemática e direta, necessitando apenas da escolha de dois parâmetros de projeto para cada uma das malhas (relacionados às respostas dinâmicas desejadas), permitindo calcular os ganhos de controle de maneira eficiente em termos de LMIs. Finalmente, a abordagem proposta é de simples implementação, com viabilidade prática comprovada para motores e controladores digitais comerciais, podendo ser vista como uma alternativa a controladores PIs tradicionais ou a abordagens de controle robusto que exigem modelagem mais complexa ou que exigem maior complexidade computacional no cálculo da ação de controle.

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-

REFERÊNCIAS

- [1] R. Krishnan, *Electric motor drives: modeling, analysis, and control*, Prentice Hall, 2001.
- [2] A. Huynh, M.-F. Hsieh, “Performance Analysis of Permanent Magnet Motors for Electric Vehicles (EV) Traction Considering Driving Cycles”, *Energies*, vol. 11, p. 1385, May 2018.
- [3] J. Hang, M. Xia, S. Ding, Y. Li, L. Sun, Q. Wang, “Research on Vector Control Strategy of Surface-Mounted Permanent Magnet Synchronous Machine Drive System With High-Resistance Connection”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 35, no. 2, pp. 2023–2033, Feb. 2020.
- [4] S. Morimoto, M. Sanada, Y. Takeda, “Wide-Speed Operation of Interior Permanent Magnet Synchronous Motors With High-Performance Current Regulator”, *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 30, no. 4, pp. 920–926, July-Aug. 1994.
- [5] T. M. Jahns, G. B. Kliman, T. W. Neumann, “Interior Permanent-Magnet Synchronous Motors for Adjustable-Speed Drives”, *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. IA-22, no. 4, pp. 738–747, July 1986.
- [6] T. Tarczewski, L. M. Grzesiak, “Constrained State Feedback Speed Control of PMSM Based on Model Predictive Approach”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 63, no. 6, pp. 3867–3875, June 2016.
- [7] F. Mendoza-Mondragón, V. M. Hernández-Guzmán, J. Rodríguez-Reséndiz, “Robust Speed Control of Permanent Magnet Synchronous Motors Using Two-Degrees-of-Freedom Control”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 65, no. 8, pp. 6099–6108, Aug. 2018.
- [8] J. Liu, H. Li, Y. Deng, “Torque Ripple Minimization of PMSM Based on Robust ILC Via Adaptive Sliding Mode Control”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 33, no. 4, pp. 3655–3671, April 2018.
- [9] A. Apte, V. A. Joshi, H. Mehta, R. Walambe, “Disturbance-Observer-Based Sensorless Control of PMSM Using Integral State Feedback Controller”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 35, no. 6, pp. 6082–6090, June 2020.
- [10] L. C. Borin, C. R. D. Osório, G. G. Koch, T. S. Gabbi, R. C. L. F. de Oliveira, V. F. Montagner, “Robust Control Design Procedure based on Particle Swarm Optimization and Kharitonov’s Theorem with an applications for PMSMs”, *Revista Eletrônica De Potência – SOBRAEP*, vol. 25, no. 2, pp. 219–229, Junho 2020.
- [11] S. Boyd, L. El Ghaoui, E. Feron, V. Balakrishnan, *Linear Matrix Inequalities in System and Control Theory*, SIAM Studies in Applied Mathematics, Philadelphia, PA, 1994.
- [12] P. Gahinet, A. Nemirovskii, A. J. Laub, M. Chilali, *LMI Control Toolbox User’s Guide*, The Math Works Inc., Natick, MA, 1995.
- [13] J. F. Sturm, “Using SeDuMi 1.02, a MATLAB toolbox for optimization over symmetric cones”, *Optimization Methods and Software*, vol. 11–12, pp. 625–653, 1999.
- [14] 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, July 2009.
- [15] L. A. Maccari, Jr., J. R. Massing, L. Schuch, C. Rech, H. Pinheiro, R. C. L. F. Oliveira, V. F. Montagner, “LMI-Based Control for Grid-Connected Converters With LCL Filters Under Uncertain Parameters”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 29, no. 7, pp. 3776–3785, July 2014.
- [16] G. G. Koch, L. A. Maccari, R. C. L. F. Oliveira, V. F. Montagner, “Robust \mathcal{H}_∞ State Feedback Controllers Based on Linear Matrix Inequalities Applied to Grid-Connected Converters”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 66, no. 8, pp. 6021–6031, Aug. 2019.
- [17] 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, Aug. 2020.
- [18] F. P. Scalcon, C. R. D. Osório, G. G. Koch, T. S. Gabbi, R. P. Vieira, H. Gründling, R. C. L. F. Oliveira, V. F. Montagner, “Robust Control of Synchronous Reluctance Motors by Means of Linear Matrix Inequalities”, *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 2020, doi: 10.1109/TEC.2020.3028568.
- [19] G. G. Koch, T. S. Gabbi, R. P. Vieira, H. Pinheiro, T. A. Bernardes, R. C. L. F. de Oliveira, V. F. Montagner, “Linear matrix inequality based synthesis of PI controllers for PMSM with uncertain parameters”, *Revista Eletrônica De Potência – SOBRAEP*, vol. 23, no. 3, pp. 310–319, Setembro 2018.
- [20] T. S. Gabbi, G. G. Koch, R. P. Vieira, V. F. Montagner, E. S. Tognetti, R. A. Borges, L. A. Maccari, R. C. L. F. de Oliveira, “Linear Matrix Inequalities for Digital Redesign Under Delay Suitability for PI Controllers with Application to PMSMs”, *Journal of Control, Automation and Electrical Systems*, vol. 30, pp. 479–489, Aug. 2019.
- [21] W. Wang, H. Shen, L. Hou, H. Gu, “ H_∞ Robust Control of Permanent Magnet Synchronous Motor Based on PCHD”, *IEEE Access*, vol. 7, pp. 49150–49156, 2019.
- [22] K. Åström, B. Wittenmark, *Computer-controlled systems: theory and design*, Prentice Hall, 1997.
- [23] V. F. Montagner, V. J. S. Leite, P. L. D. Peres, “Discrete-time switched systems: pole location and structural constrained control”, in *Proceedings of the 42nd IEEE Conference on Decision and Control*, pp. 6242–6247, Maui, HI, USA, December 2003.
- [24] J. Daafouz, P. Riedinger, C. Iung, “Stability analysis and control synthesis for switched systems: A switched Lyapunov function approach”, *IEEE Transactions on Automatic Control*, vol. 47, no. 11, pp. 1883–1887, November 2002.

- [25] B. A. Francis, W. M. Wonham, “The internal model principle of control theory”, *Automatica*, vol. 12, no. 5, pp. 457–465, September 1976.
- [26] M. Chilali, P. Gahinet, P. Apkarian, “Robust pole placement in LMI regions”, *IEEE Transactions on Automatic Control*, vol. 44, no. 12, pp. 2257–2270, December 1999.
- [27] K. Ogata, *Discrete-time control systems*, Prentice Hall, 1995.
- [28] M. J. Ryan, R. D. Lorenz, R. D. Doncker, “Modeling of multileg sine-wave inverters: a geometric approach”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 46, no. 6, pp. 1183–1191, Dec 1999.

DADOS BIOGRÁFICOS

Gustavo Guilherme Koch possui graduação (2013), mestrado (2015), doutorado (2019) e pós-doutorado (2020) em Engenharia Elétrica pela Universidade Federal de Santa Maria, atuando junto ao Grupo de Eletrônica de Potência e Controle. Seus interesses de pesquisa incluem controle robusto e controle aplicado.

Caio Ruviano Dantas Osório possui graduação (2015) e mestrado (2017) em Engenharia Elétrica pela Universidade Federal de Santa Maria, onde atualmente realiza o doutorado. Participa do Grupo de Eletrônica de Potência e Controle. Seus interesses de pesquisa incluem controle aplicado, eletrônica de potência, controladores robustos e análise de estabilidade.

Filipe Pinarello Scalcon, nasceu em Santa Maria, RS, Brasil em 1995. Possui graduação (2017) e mestrado (2019) em Engenharia Elétrica pela Universidade Federal de Santa Maria (UFSM). Atualmente é aluno de doutorado na mesma

instituição, onde desenvolve seus trabalhos no Grupo de Eletrônica de Potência e Controle (GEPOC). Seus interesses de pesquisa incluem controle de máquinas elétricas, máquinas de relutância e controle robusto.

Thieli Smidt Gabbi, nasceu em Santa Maria, RS, Brasil em 1989. Recebeu o título de Engenheira Eletricista pela Universidade Federal de Santa Maria (UFSM) em 2013, e os títulos de Mestra e Doutora em Engenharia Elétrica pelo Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica (CAPES 6) da UFSM, em 2015 e 2019, respectivamente. Atualmente é Professora Adjunta do Departamento de Engenharia Elétrica da Universidade Federal do Rio Grande do Sul (UFRGS). Suas áreas de pesquisa incluem controle de sistemas e observação de estados, acionamento de máquinas elétricas e eletrônica de potência.

Ricardo Coração de Leão Fontoura de Oliveira, nasceu em Assis Chateaubriand, PR, Brasil em 1978. Possui graduação em Engenharia de Computação pela PUC-PR (2000), mestrado (2003) e doutorado (2006) em Engenharia Elétrica pela Universidade Estadual de Campinas (UNICAMP). Atualmente é Professor na Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação (FEEC/UNICAMP). Seus interesses de pesquisa incluem o desenvolvimento de ferramentas numéricas para análise de estabilidade e o projeto de controle de sistemas lineares e sujeitos a incertezas.

Vinicius Foletto Montagner é engenheiro eletricista (1996) e mestre (2000) em Engenharia Elétrica pela Universidade Federal de Santa Maria, 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.