

Seguimento de Referências Senoidais em Atuadores Eletromagnéticos Lineares Tubulares^{*}

Ben Hur Bandeira Boff^{*} Jeferson Vieira Flores^{*}
Paulo Roberto Eckert^{*}

^{*} Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Universidade Federal do Rio Grande do Sul, Porto Alegre, RS, Brasil
(e-mails: bandeira.boff@ufrgs.br, jeferson.flores@ufrgs.br, paulo.eckert@ufrgs.br).

Abstract: This work presents a control method for tracking sinusoidal position references in linear tubular electromagnetic actuators. The controller considered is composed of a resonant mode in cascade with a Proportional - Derivative controller (PD-Resonant controller) and a feedback linearization. From the linearized model of the permanent magnet synchronous linear machine, the controller design is carried out through the root locus to meet the closed-loop transient and steady-state performance requirements. Simulation and experimental results in a prototype of a linear tubular electromagnetic actuator with a dual quasi-Halbach array illustrate the proposed method.

Resumo: Este trabalho apresenta uma metodologia de controle para o seguimento de referências de posição senoidais em atuadores eletromagnéticos lineares tubulares. O controlador considerado é composto por um modo ressonante em cascata com um controlador Proporcional - Derivativo (controlador PD-Ressonante) e por uma realimentação linearizante. A partir do modelo linearizado da máquina linear síncrona de ímãs permanentes, o projeto do controlador é realizado via Lugar Geométrico das Raízes (LGR) visando o atendimento de requisitos de desempenho transitório e em regime permanente do sistema em malha fechada. Resultados de simulação e experimentais em protótipo de um atuador eletromagnético linear tubular com duplo arranjo quase-Halbach ilustram o método proposto.

Keywords: Experimental analysis; industrial applications; linear electrical machine; linear electromagnetic actuator; resonant controller; permanent magnet synchronous machine.

Palavras-chaves: Análise experimental; aplicações industriais; atuador eletromagnético linear; controlador ressonante; máquina elétrica linear; máquina síncrona de ímãs permanentes.

1. INTRODUÇÃO

Atuadores eletromagnéticos lineares se diferem de tradicionais máquinas elétricas rotativas em função do tipo de movimento que produzem; assim, são empregáveis em várias aplicações na forma de atuação direta onde o movimento linear é requerido. A atuação direta, sem necessidade de mecanismos de conversão de movimento rotativo-linear, permite obter melhor resposta dinâmica e melhor rendimento quando comparada com sistemas que utilizam máquinas rotativas e mecanismos de conversão de movimento. Essas características, fazem com que máquinas lineares sejam empregadas em diversas aplicações, tais como: suspensão ativa e semiativa (Eckert et al., 2018), disjuntores a vácuo (Fang et al., 2015), *feedback* vibratório e articulações robóticas (Do et al., 2018), energias renováveis (Deng et al., 2019), pouso suave (Braun et al.,

2019), entre outras. Para obter um bom desempenho, independente da aplicação, é necessário implementar um controlador visando o seguimento de referências ou rejeição de distúrbios.

O seguimento de referências senoidais de posição é um tópico de grande interesse acadêmico e industrial pelo fato de estar associado à diversas aplicações. Pode-se encontrar exemplos dessas aplicações em servomecanismos que trabalham com sinais periódicos (Mahawan and Luo, 2000), aplicações com frequência variável como acionamento de bombas (Lin and Ting, 2019), posicionamento de radares e aplicações com trajetórias repetitivas utilizadas em fabricação de semicondutores ou dispositivos industriais com dois graus de liberdade (Lin and Lin, 2002), trabalhos com nanomanipuladores biológicos, sistemas de microscopia ótica e manipulação de células (Liu et al., 2018; Zhu et al., 2018), e em plataformas marítimas para exploração de gás e óleo, onde são desenvolvidas plataformas de Stewart com controladores para rejeição de perturbação harmônica causada por ondas do mar e controle de vibrações (Horoub et al., 2018; Xu and Weng, 2013). Em

^{*} Este trabalho foi financiado pela Fundação de Amparo à Pesquisa do Estado do Rio Grande do Sul (FAPERGS) - Código 17/2551-0000897-9 e pelo Conselho Nacional de Desenvolvimento Científico e Tecnológico (CNPq), bolsas número: GD-142369/2018-7, PQ-306223/2018-0.

muitas destas aplicações, os requisitos de controle buscam um bom desempenho do sistema associado ao seguimento de referências de posição em regime permanente.

É possível identificar trabalhos na literatura abordando controle de posição com máquinas lineares planares e tubulares, que utilizam seguimento de referência senoidal de posição para suprir algumas das demandas mencionadas (Mengoni et al., 2012; Lin and Lin, 2002; Lin et al., 2003; Ting et al., 2015). Controladores baseados no Princípio do Modelo Interno (PMI) são alternativas do ponto de vista teórico para solucionar o problema de seguimento de referências (Pereira et al., 2014). Segundo este princípio, um sistema é capaz de seguir uma referência com erro nulo ou rejeitar uma perturbação se duas condições forem satisfeitas: o sistema em malha fechada é assintoticamente estável, e o controlador deve ser capaz de gerar sinais com a mesma característica em regime permanente do sinal de referência/distúrbio (Fukuda and Yoda, 2001). Em se tratando de sinais senoidais, a resposta em frequência do controlador deve apresentar ganho infinito na frequência do sinal a ser seguido/rejeitado (Pereira et al., 2014).

Este trabalho apresenta uma metodologia sistemática de projeto de controladores ressonantes aplicados a atuadores eletromagnéticos lineares, combinando modelagem matemática, realimentação linearizante, simulação computacional e validação experimental. O modelo dinâmico não linear da Máquina Linear Síncrona de Ímãs Permanentes (LPMSM - *Linear Permanent Magnet Synchronous Machine*) no espaço de estados tem suas não linearidades desacopladas a partir de uma realimentação linearizante, tornando possível o uso de técnicas de projeto clássicas desenvolvidas para sistemas lineares invariantes no tempo. Visando a verificação experimental do método, o controlador proposto é aplicado ao aparato experimental desenvolvido. Estes resultados são comparados aos resultados de simulação, mostrando a adequação entre teoria e prática. É importante ressaltar que nenhuma das referências citadas trata da aplicação de controladores ressonantes para seguimento de posição em atuadores lineares eletromagnéticos com a estrutura magnética e topologia proposta.

Este trabalho foi dividido em quatro partes, sendo a primeira parte de introdução. Na Seção 2 o protótipo do atuador é descrito, abordando seus materiais, dimensões e parâmetros, e o modelo dinâmico é apresentado. Na Seção 3 o modelo no espaço de estados é determinado e o controlador é projetado. Na Seção 4 são apresentados o ambiente de simulação e os cenários em que os testes foram realizados. Adicionalmente, é apresentada a instrumentação da bancada e do protótipo e é realizada a análise e discussão dos resultados.

2. ATUADOR ELETROMAGNÉTICO LINEAR TUBULAR

Esta seção apresenta a descrição da LPMSM utilizada neste trabalho, envolvendo topologia, materiais e dimensão. Seu modelo dinâmico é descrito, bem como os parâmetros necessários utilizados nas simulações e experimentos.

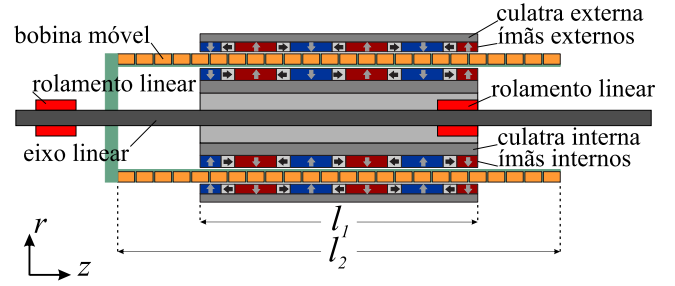


Figura 1. Vista em corte da seção frontal do atuador eletromagnético linear com duplo arranjo de ímãs permanentes.

2.1 Descrição do Atuador

Este trabalho é baseado no estudo de caso de um atuador eletromagnético linear tubular de bobina longa móvel e sem núcleo, cujas características eletromagnéticas foram analisadas e validadas experimentalmente em (Eckert et al., 2016, 2018; Boff et al., 2017; Zanatta et al., 2018). Na Figura 1 é apresentada uma vista em corte da estrutura eletromagnética do atuador tubular, onde são mostrados o campo (estático) e a armadura (móvel). O campo é formado por dois arranjos de ímãs permanentes (um interno e outro externo), dispostos na configuração quase-Halbach (Wang and Howe, 2005) (as setas representam a direção da magnetização), montados sob culatras de material ferromagnético macio (sendo também uma interna e outra externa). A armadura consiste de um arranjo de 24 bobinas conectadas em estrela numa configuração trifásica, sendo 8 bobinas em série por fase. As bobinas são montadas sob um carretel de material não ferromagnético. Um eixo linear é engastado no centro do carretel e guiado por rolamentos lineares. Assim, o elemento móvel pode se deslocar somente no sentido axial (eixo z).

O comprimento do estator (l_1) e da parte móvel (l_2) são de 133,2 mm e 212,3 mm, respectivamente. Desta forma, o curso máximo do atuador é definido como 79,1 mm. As culatras são compostas de aço carbono (SAE 1020), os ímãs permanentes são de Neodímio-Ferro-Boro (NdFeB N35), os enrolamentos são de cobre (fio AWG 24), o carretel é de uma liga de fibra de vidro com resina epóxi (FR4), e o eixo é fabricado em aço inoxidável não magnético, para não interferir no fluxo magnético.

2.2 Modelo Dinâmico da Máquina Linear

Uma estratégia típica de modelagem de máquinas elétricas trifásicas é obter seu modelo no sistema de coordenadas síncronas (Boldea, 2017). Isso significa que uma conversão de coordenadas, também conhecida como transformadas de Clarke e Park, de um sistema rotativo trifásico (ABC) para um sistema síncrono (dq) deve ser considerada. O fato da máquina linear possuir algumas diferenças em relação à máquina rotativa, requer considerações adicionais que devem ser agregadas ao processo de modelagem e transformadas (Boff et al., 2017).

O controle vetorial em máquinas de corrente alternada é usualmente implementado através da transformada dq , pois ela transforma estas máquinas em dispositivos com circuito equivalente e acionamento similar ao da máquina

Tabela 1. Parâmetros do atuador

Símbolo	Descrição	Valor
τ_p	passo polar	26,64 mm
L_d	indutância de eixo direto	8,29 mH
L_q	indutância de eixo em quadratura	8,39 mH
R	resistência por fase	12,77 Ω
λ_{mg}	fluxo concatenado pelos ímãs	188,30 mWb
m	massa da parte móvel	2 kg
B_v	coeficiente de atrito	24 mNs/m
p	número de pares de polo	3

de corrente contínua (Krishnan, 2001). O modelo dinâmico de uma LPMSM na referência dq , desconsiderando perdas magnéticas e variações de fluxo magnético em relação ao tempo, pode ser expresso como em Boff et al. (2019) por

$$\frac{d}{dt}i_d(t) = \frac{v_d(t) - Ri_d(t) + v_e(t)L_qi_q(t)}{L_d}, \quad (1)$$

$$\frac{d}{dt}i_q(t) = \frac{v_q(t) - Ri_q(t) - v_e(t)L_d i_d(t) - v_e(t)\lambda_{mg}}{L_q}, \quad (2)$$

$$\frac{d}{dt}v_e(t) = \frac{\pi p}{\tau_p m} \left(\frac{3\pi}{2\tau_p} p \lambda_{mg} i_q(t) - \frac{B_v v_e(t) \tau_p}{\pi p} - F_C(t) \right), \quad (3)$$

$$\frac{d}{dt}\chi_m(t) = \frac{\tau_p}{\pi p} v_e(t). \quad (4)$$

Neste modelo, as equações (1) e (2) representam a dinâmica elétrica do atuador e as equações (3) e (4) representam a dinâmica mecânica do atuador. As variáveis do modelo dinâmico são: correntes de eixo direto (i_d) e quadratura (i_q), tensões de eixo direto (v_d) e quadratura (v_q), velocidade elétrica (v_e), posição mecânica (χ_m) e força de carga (F_C). Os demais parâmetros desse modelo são as constantes descritas na Tabela 1.

3. PROJETO DO CONTROLADOR

Esta seção apresenta o modelo dinâmico da LPMSM no espaço de estados, assim como a definição das entradas, saídas e estados. Além disso, também é definida a estrutura do controlador PD-Ressonante e é apresentado o projeto deste controlador via LGR.

3.1 Modelo no Espaço de Estados

As relações (1) a (4) apresentadas na seção anterior são a base da representação no espaço de estados da LPMSM. Para isso, define-se o vetor de estados $x \in \mathbb{R}^4$

$$x = [i_d(t) \ i_q(t) \ v_e(t) \ \chi_m(t)]^T, \quad (5)$$

o vetor de entradas $u \in \mathbb{R}^2$

$$u = [v_d(t) \ v_q(t)]^T, \quad (6)$$

e o vetor de saída como sendo a posição da máquina, ou seja,

$$y = [\chi_m(t)]. \quad (7)$$

A partir dessas considerações é possível constatar que o sistema não é linear devido aos produtos $v_e(t)i_q(t)$ e $v_e(t)i_d(t)$ nas equações (1) e (2). Conforme Tarczewski and Grzesiak (2016), é possível representar um sistema não linear por um sistema linearizado a partir de uma mudança na variável de controle. Definindo $v_d^*(t) = L_q v_e(t)i_q(t)$ e $v_q^*(t) = L_d v_e(t)i_d(t)$, então seque que (1) e (2) podem ser escritas como

$$\frac{d}{dt}i_d(t) = -\frac{Ri_d(t)}{L_d} + \frac{1}{L_d} [v_d(t) + v_d^*(t)], \quad (8)$$

$$\frac{d}{dt}i_q(t) = -\frac{Ri_q(t)}{L_q} - \frac{\lambda_{mg}v_e(t)}{L_q} + \frac{1}{L_q} [v_q(t) - v_q^*(t)]. \quad (9)$$

Assim, o modelo no espaço de estados linearizado é dado por

$$\begin{cases} \dot{x} = \mathbf{A}_p x(t) + \mathbf{B}_p u(t) + \mathbf{B}_d F_C(t) \\ y = \mathbf{C}_p x(t) + \mathbf{D}_p u(t) \end{cases}, \quad (10)$$

onde,

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \dot{i}_d \\ \dot{i}_q \\ \dot{v}_e \\ \dot{\chi}_m \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} -\frac{R}{L_d} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{R}{L_q} & -\frac{\lambda_{mg}}{L_q} & 0 \\ 0 & \frac{3\pi^2 p^2 \lambda_{mg}}{2\tau_p^2 m} & -\frac{B_v}{m} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{\tau_p}{\pi p} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ v_e \\ \chi_m \end{bmatrix} \\ &+ \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_q} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_d + v_d^* \\ v_q - v_q^* \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ -\frac{\pi p}{\tau_p m} \\ 0 \end{bmatrix} F_C(t), \end{aligned} \quad (11)$$

e

$$[\chi_m] = [0 \ 0 \ 0 \ 1] [i_d \ i_q \ v_e \ \chi_m]^T. \quad (12)$$

Pela estrutura da matriz \mathbf{A}_p , é possível desacoplar o controle de i_d dos demais estados, sendo possível formar dois subsistemas independentes. Definido $x_1 = i_d$ e $u_d = v_d + v_d^*$, então segue que

$$\dot{x}_1 = A_1 x_1 + B_1 u_d, \quad (13)$$

onde $A_1 = -\frac{R}{L_d}$ e $B_1 = \frac{1}{L_d}$. Da mesma forma, definindo $x_2 = [i_q \ v_e \ \chi_m]^T$ e $u_q = v_q - v_q^*$, então segue que

$$\begin{cases} \dot{x}_2 = A_2 x_2 + B_2 u_q + B_{d2} F_C(t) \\ y = C_2 x_2 \end{cases}, \quad (14)$$

que é representado por

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_q \\ \dot{v}_e \\ \dot{\chi}_m \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L_q} & -\frac{\lambda_{mg}}{L_q} & 0 \\ \frac{3\pi^2 p^2 \lambda_{mg}}{2\tau_p^2 m} & -\frac{B_v}{m} & 0 \\ 0 & \frac{\tau_p}{\pi p} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_q \\ v_e \\ \chi_m \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_q} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} [v_q - v_q^*] + \begin{bmatrix} 0 \\ -\frac{\pi p}{\tau_p m} \\ 0 \end{bmatrix} F_C(t), \quad (15)$$

$$[\chi_m] = [0 \ 0 \ 1] [i_q \ v_e \ \chi_m]^T. \quad (16)$$

Baseado nesse particionamento, o foco será controlar o subsistema com dinâmica definida por $x_2(t)$, ou seja, a função de transferência de $U_2(s)$ em $Y(s)$ dada por

$$G(s) = \frac{Y(s)}{U_2(s)} = C_2(sI - A_2)^{-1}B_2. \quad (17)$$

Considerando os parâmetros da Tabela 1, então segue que

$$G(s) = \frac{5950}{s(s + 335)(s + 1182)}. \quad (18)$$

Como a corrente de eixo direto não influencia na posição do atuador (Boff et al., 2019), na sequência do trabalho assume-se que $\forall t, u_d(t) = 0$.

3.2 Projeto por Alocação de Polos

Seja uma referência senoidal $r(t)$, com amplitude a e frequência angular ω_r definida por

$$r(t) = a \cdot \text{sen}(\omega_r t). \quad (19)$$

Nesse caso, o objetivo de controle é garantir o seguimento da referência de forma que o erro de seguimento $e(t) = r(t) - y(t)$ em regime permanente seja nulo. Para isso, será considerado o controlador ressonante proposto em (Pereira et al., 2014) dado por

$$C_r(s) = \frac{U_2(s)}{E(s)} = \frac{\alpha_2 s^2 + \alpha_1 s + \alpha_0}{s^2 + \omega_r^2}, \quad (20)$$

onde α_0 , α_1 e α_2 são parâmetros livres de projeto. É importante ressaltar que estes parâmetros devem ser escolhidos de forma que o sistema em malha fechada seja estável, atendendo assim os requisitos definidos no PMI. Além disso, visando melhorar o desempenho transitório do sistema em malha fechada, é inserido um controlador de estrutura análoga a um controlador PD em série com $C_r(s)$, resultando em

$$C(s) = \frac{U_2(s)}{E(s)} = k_c \frac{(s + z)(\alpha_2 s^2 + \alpha_1 s + \alpha_0)}{(s + p)(s^2 + \omega_r^2)}, \quad (21)$$

onde k_c , z e p também são parâmetros livres de projeto.

O LGR é um método clássico de projeto por alocação de polos do sistema em malha fechada (Ogata, 2011). Para o controlador (21), os parâmetros α_0 , α_1 , α_2 , z e p serão escolhidos de forma que os polos e zeros de $C(s)G(s)$ estejam em posições adequadas do plano complexo. A partir disso, será analisada via LGR a influência da variação de k_c nos polos do sistema em malha fechada. Tendo em vista as características físicas da planta em questão, as premissas de projeto desse controlador são de que o

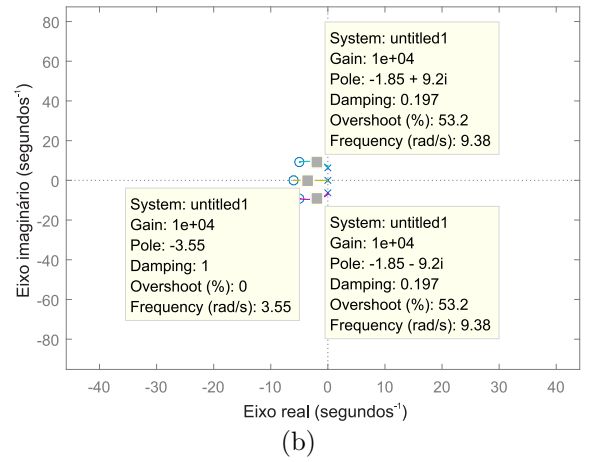
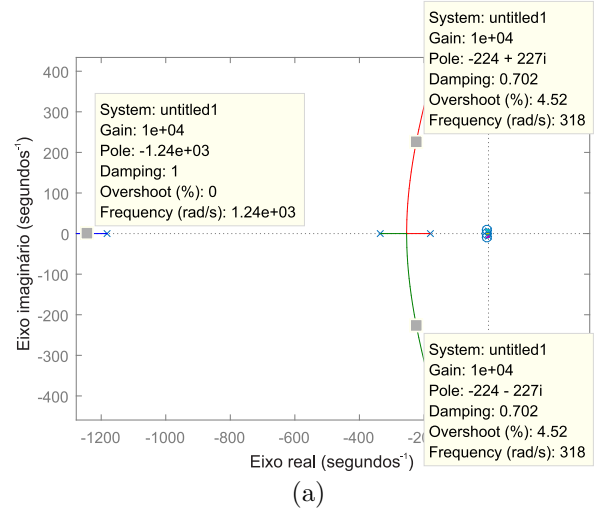


Figura 2. Lugar geométrico das raízes da função de transferência e do controlador contendo os ganhos para alocação dos polos em malha fechada apresentada em uma (a) visão geral e (b) ampliação próxima a origem.

sistema seja capaz de seguir uma referência senoidal com frequência de 1 Hz ($\omega_r = 2\pi$ rad/s), e de que a tensão em quadratura $v_q(t)$ na entrada do sistema não ultrapasse o limite estabelecido de 10 V. Além disso, busca-se uma boa relação de compromisso entre sobressinal e tempo de acomodação.

O controlador projetado é representado por

$$C(s) = 10000 \frac{(s + 6)}{(s + 180)} \frac{s^2 + 10s + 110}{s^2 + 39,48}, \quad (22)$$

e o LGR resultante da variação de k_c é apresentado na Figura 2. A partir da Figura 3 é possível observar que a resposta do sistema para a entrada senoidal de interesse apresenta sobressinal praticamente nulo e tempo de acomodação de aproximadamente 1,5 s (equivalente a 1,5 períodos do sinal de referência).

4. RESULTADOS

Esta seção apresenta o ambiente de simulação e aparato experimental utilizado para instrumentação do protótipo. Os resultados obtidos são comparados e discutidos em termos de desempenho em regime permanente.

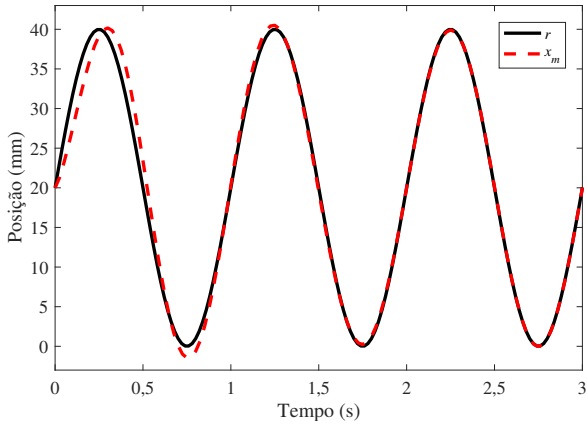


Figura 3. Referência senoidal (r) e resposta em malha fechada (x_m) para avaliação do desempenho do controlador aliado a planta.

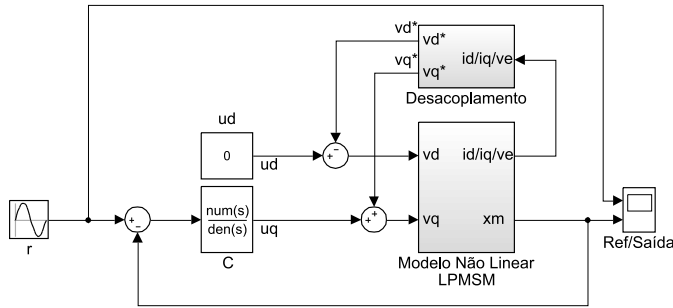


Figura 4. Controle em malha fechada da máquina linear síncrona de ímãs permanentes com referência de posição senoidal e realimentação linearizante.

4.1 Ambiente de Simulação

O diagrama de controle do atuador em malha fechada é mostrado na Figura 4. Esse diagrama é composto por uma referência senoidal, o controlador projetado em (22), o modelo do atuador estabelecido em (10) e o desacoplamento das não linearidades conforme (8) e (9). É possível observar no diagrama que o controlador calcula a saída u_q . Com isso, a entrada v_q da planta pode ser definida como $v_q = u_q + v_q^*$. A mesma abordagem é válida para a entrada v_d , logo $v_d = u_d - v_d^*$. Isso garante que os parâmetros desacoplados $-v_d^*$ e $+v_q^*$ sejam cancelados com os termos não lineares do modelo da máquina conforme ilustrado na Figura 5. O modelo dinâmico do atuador utiliza as matrizes definidas em (11) e (12).

4.2 Aparato Experimental

A bancada experimental desenvolvida para validação dos métodos propostos é apresentada na Figura 6. É possível verificar nessa figura que o atuador linear é colocado de forma horizontal na bancada de testes, e seus terminais (trifásicos) são localizados na parte esquerda do atuador. Esses terminais são conectados por um cabo ao inversor de frequência, que é alimentado por uma fonte CC. O inversor de frequência utilizado é trifásico acionado por tensão e seu modelo é BOOSTXL-3PhGanInv da fabricante Texas Instruments. Um encoder linear absoluto (Renishaw LinACE)

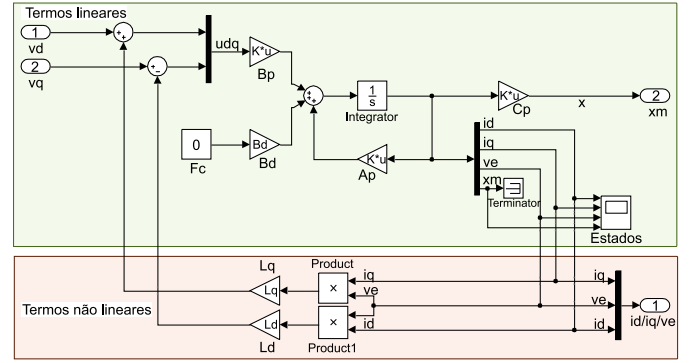


Figura 5. Modelo dinâmico da máquina linear síncrona de ímãs permanentes com entrada de tensão em coordenadas síncronas e saída de posição.

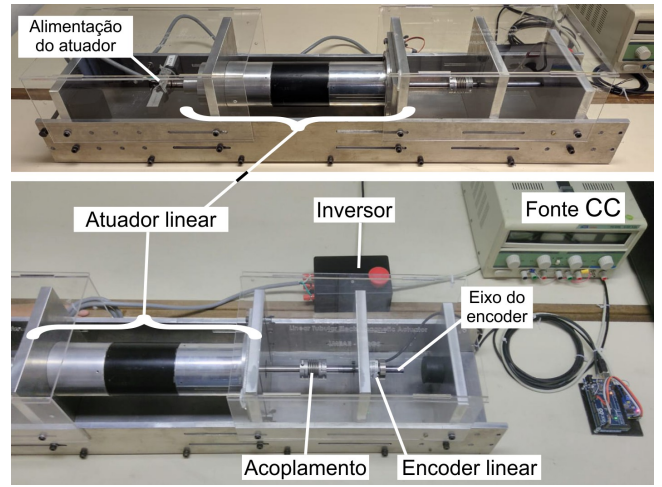


Figura 6. Bancada experimental e instrumentação criada para execução dos testes experimentais no protótipo.

é acoplado ao eixo do atuador para fins de medição de posição. O acoplamento é necessário pois o encoder linear é formado por duas partes, uma móvel (eixo magnético) e uma fixa (que realiza a leitura desse eixo magnético). A aquisição de sinais e geração dos sinais de controle é feita pela placa de controle dSPACE modelo DS1007, gerenciadas pelo software Simulink/MATLAB. As entradas da dSPACE são o sinal de posição (a velocidade é obtida indiretamente por meio da derivada deste sinal) e os sinais de corrente em cada fase que são convertidos para coordenadas síncronas. As saídas são os sinais das seis chaves para a modulação da tensão no inversor, cuja técnica utilizada é a SPWM com frequência de chaveamento de 10 kHz. O período de amostragem da dSPACE é de $3 \cdot 10^{-5}$ s.

4.3 Resultados

Os testes experimentais com a referência senoidal a ser seguida pelo atuador em termos de amplitude e frequência devem levar em consideração as restrições mecânicas e elétricas do sistema. Da Seção 2, sabe-se que o curso máximo do atuador é de aproximadamente 80 mm; portanto, definiu-se uma amplitude de 20 mm, correspondente a um curso de 40 mm. Esse curso leva em consideração a limitação elétrica definida como $v_q \leq 10$ V para uma frequência de 1 Hz, visto que a tensão contra eletromotriz é computada por $v_e(t)\lambda_{mg}$. Considerando o início mecânico

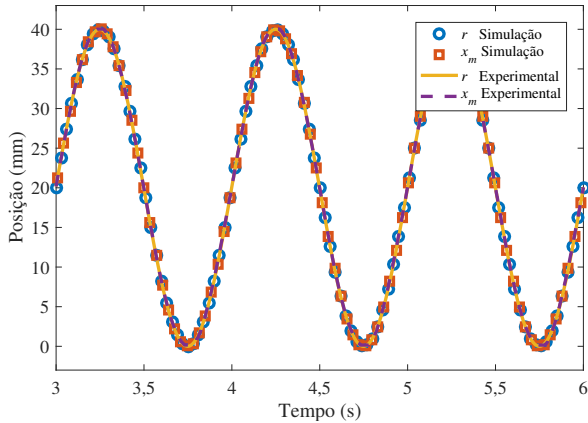


Figura 7. Resultado de simulação e experimental da referência senoidal aplicada ao modelo/protótipo e sua respectiva resposta de posição.

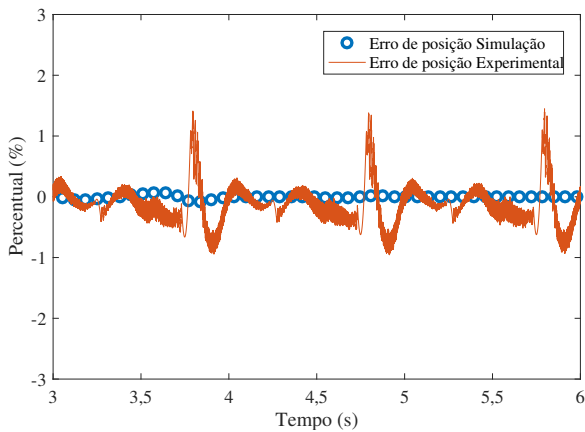


Figura 8. Diferença entre os sinais da entrada (referência) e saída (posição) para os testes experimentais e de simulação.

do curso do atuador como referência, adicionou-se 20 mm de *offset* a este sinal. Portanto, a referência de posição adotada é dada por

$$r(t) = 20 \cdot 10^{-3} \text{sen}(2\pi t) + 20 \cdot 10^{-3} \text{ m.} \quad (23)$$

Como o foco deste trabalho é o seguimento de referências senoidais, os resultados mostrados são referentes apenas ao regime permanente senoidal, o que está de acordo com as aplicações propostas desta máquina. A rejeição de distúrbios senoidais não foi implementada pela dificuldade experimental em impor um sinal de força de carga (F_C) ou posição (x_m) com essas características. O resultado de simulação e experimental, da referência de posição imposta e da posição do atuador, é mostrado na Figura 7. A fim de avaliar o desempenho do controle aplicado, a Figura 8 ilustra a diferença entre o sinal de referência e o sinal de saída. É possível verificar que a diferença percentual dos valores analisados é menor que 2 % para o caso experimental e muito próxima de zero para o caso simulado. Também é possível avaliar que o sinal experimental possui um pequeno ruído, associado à frequência de amostragem do encoder.

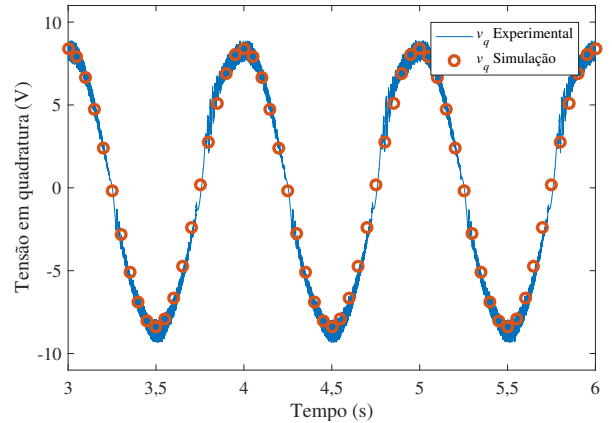


Figura 9. Resultado de simulação e experimental da tensão em quadratura gerada pelo controlador e aplicada atuador.

Verificou-se também que a tensão de quadratura aplicada ao atuador corresponde aos limites definidos no projeto do controlador. A Figura 9 mostra a tensão que foi aplicada no protótipo experimental do atuador e na simulação. Essa tensão corresponde a saída do controlador e a entrada da planta. No caso do modelo experimental, essa é a tensão em quadratura calculada pelo controlador que passará pelo processo de transformação inversa (dq/ABC) para aplicação no protótipo. As características de chaveamento na tensão v_q experimental acontecem devido a frequência de amostragem. Ambas as tensões têm o comportamento esperado e estão de acordo com o limite de tensão estabelecido no projeto.

5. CONCLUSÃO

Este trabalho apresentou o projeto de um controlador ressonante via lugar geométrico das raízes, aplicado a um atuador eletromagnético linear tubular. O modelo dinâmico da máquina foi definido, e em seguida foi transformado para o espaço de estados. Dentro do espaço de estados a técnica de realimentação linearizante se mostrou eficaz, permitindo a obtenção de um modelo linear da máquina utilizado para o projeto do controlador. Com as características do controlador definidas, ele foi projetado com auxílio do MATLAB, considerando a alocação de polos através do LGR. A comparação dos resultados do controle de posição se mostraram adequados, pois, tanto no modelo de simulação (desenvolvido em ambiente computacional) quanto no modelo experimental, os erros percentuais ficaram abaixo de 2 % e os resultados esperados foram alcançados, comprovando a eficácia do projeto. Uma possibilidade de continuação deste trabalho é projetar controladores ressonantes através de desigualdades matriciais lineares.

REFERÊNCIAS

- Boff, B.H.B., Zanatta, A.P., Dorrell, D.G., and Eckert, P.R. (2017). Influence of end effects on direct-and quadrature-axis inductances in linear electromagnetic actuators. *IEEE Transactions on Magnetics*, 53(11), 1–7.
- Boff, B.H.B., Flores, J.V., and Eckert, P.R. (2019). Validação do modelo dinâmico de um atuador eletromagnético

- linear tubular utilizando cossimulação com método dos elementos finitos. In *Anais do 14º Simpósio Brasileiro de Automação Inteligente*. Galoia.
- Boldea, I. (2017). *Linear electric machines, drives, and MAGLEVs handbook*. CRC press.
- Braun, T., Reuter, J., and Rudolph, J. (2019). Observer design for self-sensing of solenoid actuators with application to soft landing. *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, 27(4), 1720–1727.
- Deng, J., Liu, X., and Zhai, G. (2019). Robust design optimization of electromagnetic actuators for renewable energy systems considering the manufacturing cost. *Energies*, 12(22), 4353.
- Do, T.N., Phan, H., Nguyen, T.Q., and Visell, Y. (2018). Miniature soft electromagnetic actuators for robotic applications. *Advanced Functional Materials*, 28(18), 1800244.
- Eckert, P., Flores Filho, A., Perondi, E., Ferri, J., and Goltz, E. (2016). Design methodology of a dual-halbach array linear actuator with thermal-electromagnetic coupling. *Sensors*, 16(3), 360.
- Eckert, P.R., Flores Filho, A.F., Perondi, E.A., and Dorrell, D.G. (2018). Dual quasi-halbach linear tubular actuator with coreless moving-coil for semiactive and active suspension. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 65(12), 9873–9883.
- Fang, S., Liu, Q., Lin, H., and Ho, S. (2015). A novel flux-weakening control strategy for permanent-magnet actuator of vacuum circuit breaker. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 63(4), 2275–2283.
- Fukuda, S. and Yoda, T. (2001). A novel current-tracking method for active filters based on a sinusoidal internal model [for PWM invertors]. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 37(3), 888–895.
- Horoub, M.M., Hassan, M., and Hawwa, M.A. (2018). Workspace analysis of a gough-stewart type cable marine platform subjected to harmonic water waves. *Mechanism and Machine Theory*, 120, 314–325.
- Krishnan, R. (2001). *Electric motor drives: modeling, analysis and control*. Prentice Hall.
- Lin, C.H. and Lin, F.J. (2002). Recurrent neural network controlled linear synchronous motor drive system to track periodic inputs. *Journal of the Chinese Institute of Engineers*, 25(1), 27–42.
- Lin, C.H. and Ting, J.C. (2019). Novel nonlinear backstepping control of synchronous reluctance motor drive system for position tracking of periodic reference inputs with torque ripple consideration. *International Journal of Control, Automation and Systems*, 17(1), 1–17.
- Lin, F.J., Lee, T.S., and Lin, C.H. (2003). Robust h_∞ controller design with recurrent neural network for linear synchronous motor drive. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 50(3), 456–470.
- Liu, P., Yan, P., and Özbay, H. (2018). Design and trajectory tracking control of a piezoelectric nano-manipulator with actuator saturations. *Mechanical Systems and Signal Processing*, 111, 529–544.
- Mahawan, B. and Luo, Z.H. (2000). Repetitive control of tracking systems with time-varying periodic references. *International Journal of Control*, 73(1), 1–10.
- Mengoni, M., Tani, A., Zarri, L., Serra, G., and Casadei, D. (2012). Position control of a multi-motor drive based on series-connected five-phase tubular PM actuators. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 48(6), 2048–2058.
- Ogata, K. (2011). *Engenharia de Controle moderno. 5ª Edição*. Editora LTC.
- Pereira, L.F.A., Flores, J.V., Bonan, G., Coutinho, D.F., and da Silva, J.M.G. (2014). Multiple resonant controllers for uninterruptible power supplies—a systematic robust control design approach. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 61(3), 1528–1538.
- Tarczewski, T. and Grzesiak, L.M. (2016). Constrained state feedback speed control of PMSM based on model predictive approach. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 63(6), 3867–3875.
- Ting, C.S., Lieu, J.F., Shi, B.W., and Chang, Y.N. (2015). Adaptive backstepping control for permanent magnet linear synchronous motor servo drive. *IET Electric Power Applications*, 9(3), 265–279.
- Wang, J. and Howe, D. (2005). Tubular modular permanent-magnet machines equipped with quasi-halbach magnetized magnets-part i: magnetic field distribution, EMF, and thrust force. *IEEE Transactions on Magnetics*, 41(9), 2470–2478.
- Xu, Z.D. and Weng, C.H. (2013). Track-position and vibration control simulation for strut of the stewart platform. *Journal of Zhejiang University SCIENCE A*, 14(4), 281–291.
- Zanatta, A.P., Bandeira Boff, B.H., Eckert, P.R., Ferreira Flores Filho, A., and Dorrell, D.G. (2018). Tubular linear permanent magnet synchronous machine applied to semi-active suspension systems. *COMPEL-The international journal for computation and mathematics in electrical and electronic engineering*, 37(5), 1781–1794.
- Zhu, W.L., Zhu, Z., Guo, P., and Ju, B.F. (2018). A novel hybrid actuation mechanism based XY nanopositioning stage with totally decoupled kinematics. *Mechanical Systems and Signal Processing*, 99, 747–759.