

UM ESTUDO INVESTIGATIVO SOBRE CONTROLADORES DE GANHOS FIXOS: ESTUDO DE CASO NO CONTROLE DE VELOCIDADE DE UM SOLDADOR LINEAR AUTOMÁTICO¹

Andreyna Sárila Ramos Ferreira

Débora Debiaze de Paula

Paulo Jefferson Dias de Oliveira Evald²

Rodrigo Zelir Azzolin

RESUMO

Neste trabalho é apresentado um estudo investigativo sobre controle de velocidade de um soldador linear automático. Assim, três controladores são projetados para realizar uma análise aprofundada de suas respostas, satisfazendo os requisitos de projeto. As seguintes técnicas são simuladas e comparadas experimentalmente: Controlador Proporcional Integral (PI), Controlador por Alocação de Polos (CAP) e Controlador por Modelo de Referência (CMR). Nas simulações, oito aspectos da resposta foram levados em consideração para realizar a análise do desempenho dos controladores, entre eles: constante de tempo, tempo de acomodação, erro médio, erro de estado estacionário, máxima tensão de alimentação, tensão nominal, valor de pico da velocidade e sua porcentagem máxima de ultrapassagem. Após a comparação entre os aspectos mencionados, foi concluído que o CMR apresentou o melhor desempenho, mas que o PI e o CAP eram viáveis, embora o PI exigisse um saturador. Em seguida, os controladores foram implementados experimentalmente, onde o CMR apresentou um tempo de assentamento maior que o esperado, devido ao seu projeto ter sido baseado em um modelo simplificado. Desta forma, o PI e o CAP se mostraram alternativas viáveis para regulação de velocidade do sistema.

Palavras-chave: Controle Proporcional Integral. Controle por Alocação de Polos. Controle por Modelo de Referência. Soldador Linear Automático.

¹ **Como citar este artigo:**

FERREIRA, A. S. R.; PAULA, D. D. de.; EVALD, P. J. D. de O.; AZZOLIN, R. Z. Um estudo investigativo sobre controladores de ganhos fixos: estudo de caso no controle de velocidade de um soldador linear automático. *ForScience*, Formiga, v. 10, n. 1, e01032, jan./jun. 2022. DOI: 10.29069/forscience.2022v10n1.e1032.

² **Autor para correspondência:** Paulo Jefferson Dias de Oliveira Evald, paulo.evald@gmail.com

AN INVESTIGATIVE STUDY ON FIXED-GAINS CONTROLLERS: STUDY CASE ON VELOCITY CONTROL OF AUTOMATIC LINEAR WELDER

ABSTRACT

In this work, an investigative study about speed control of an automatic linear welder is provided. Thus, three controllers are designed to perform an in-depth analysis of their responses, satisfying design requirements. The following techniques are simulated and experimentally compared: Proportional-Integral (PI) Controller, Pole-Placement Controller (PPC) and Model Reference Controller (MRC). By simulations, eight response aspects were taken into account to analyze four controllers' performance: time constant, settling time, average error, steady state error, maximum voltage supply, nominal voltage supply, velocity peak value and its maximum overshoot percentage. After a thorough comparison among aforementioned aspects, it was concluded that the MRC presented the best performance, however, PI and PPC are also feasible, even PI requiring a saturator. Next, the controllers were implemented experimentally, where MRC presented settlement time greater than expected, due to this design be realized using a simplified plant model. Thereby, PI and PPC emerged as feasible alternatives to system velocity control.

Keywords: Proportional Integral Controller. Pole-Placement Controller. Model Reference Controller. Automatic Linear Welder.

1 INTRODUÇÃO

Os processos de soldagem são fundamentais na área industrial em geral. Eles estão presente na área petrolífera (CRUZ et al., 2020), automobilística (ZHANG, 2021), naval (SATHISH et al., 2020), e diversas outras. Entretanto, a maioria dos processos de soldagem oferecem riscos à saúde do operador, devido aos fumos liberados (EVALD et al., 2017a). Algumas doenças decorrentes da inalação contínua desses fumos são: asma, câncer de pulmão, ulcerações na pele e no septo nasal, dermatite alérgica, infarto e infertilidade (MISTRY, 2015). Na Figura 1 é mostrado um operador realizando a união de dois blocos metálicos.

A robotização tem sido largamente expandida nos últimos anos, pois agrega diversas vantagens nas atividades nas quais é empregada. Dentre elas, ressalta-se: aumento de qualidade da atividade, aceleração dos processos, diminuição do custo de operação, maior produtividade e aumento da segurança (ROMANO, 2002). Em se tratando de segurança, a utilização de robôs permite uma redução da exposição dos seres humanos às atividades prejudiciais à saúde, especialmente necessárias nos processos de soldagem.

Com essa expansão da robótica em atividades de risco, repetitivas e de alta precisão, torna-se crucial o estudo de controladores aplicado ao movimento dos robôs, sendo este um dos



Figura 1 – Processo de soldagem linear realizado de forma manual.

Fonte: Imagem de alcangel144 por Pixabay.

tópicos fundamentais mais estudado na área. Em se tratando de robôs soldadores, alguns trabalhos interessantes na literatura abordam detecção e rastreamento da posição da costura (LÜ; ZHANG; WU, 2017), melhoria da qualidade da solda através de sensoriamento por visão computacional (XU et al., 2017; WEIS et al., 2017), estratégia ótima de controle de movimento do módulo de costura baseada nos parâmetros Denavit-Hartenberg (XIANG; XIE; LU, 2018), Controle Fuzzy para trajetória do robô (WANG; ZHANG; LU, 2019). Ainda, para o controle de velocidade do robô soldador há na literatura algumas técnicas interessantes, tais como: Controle PID (Proporcional-Integral-Derivativo) otimizado por lógica Fuzzy (REZAEI, 2017), Controle por realimentação de estados (FERREIRA et al., 2020), Controle Robusto Adaptativo por Modelo de Referência baseado em Filtro de Kalman estendido (EVALD et al., 2017b), Controle por Modos Deslizantes baseado em Filtros de Kalman Unscented e Cubature (EVALD et al., 2017c), entre outros. Embora cada trabalho apresente um abordagem sobre diferentes parâmetros do sistema, incluindo as dinâmicas do processo de soldagem propriamente dito, o objetivo é comum: obter uma solda de melhor qualidade. Entretanto, essas estratégias requerem aparatos eletrônicos sofisticados para sua implementação, tais como câmeras de alta resolução associadas à filtros de imagem para captar o estado da soldagem e realimentar a sistema de controle que se baseia não somente na dinâmica do robô para tomar sua decisão, conforme implementado nos trabalhos (LÜ; ZHANG; WU, 2017; XU et al., 2017; WEIS et al., 2017). Ou ainda, requerem uma capacidade de processamento relevante do microcontrolador para executar o algoritmo de controle, conforme as técnicas propostas em (XIANG; XIE; LU, 2018; WANG; ZHANG; LU, 2019; REZAEI, 2017; EVALD et al., 2017b, 2017b; EVALD et al., 2017c).

Sabendo que a velocidade de deslocamento da tocha pelo robô é um dos parâmetros que pode afetar a qualidade da solda gerada (EVALD et al., 2019), este trabalho busca contribuir ao controle de velocidade de deslocamento linear de robôs soldadores, que são frequentemente

utilizados na indústria de óleo e gás. O robô utilizado como plataforma de teste é o *Bug-O Modular Drive System Linear Weaver* e possui, em sua estrutura original, um módulo de controle em hardware. Entretanto, visando alternativas de controle para situações imprevistas (como falha do módulo, sem reposição, porém necessitando para continuar o processo de soldagem), esse módulo foi removido e acionado por um sistema de baixo custo, controlado por diversas abordagens de controle. As técnicas de controle consideradas são mais simples que as técnicas de controle utilizadas na literatura e não requerem sistemas de visão computacional, pois dedicam-se exclusivamente ao controle do módulo de deslocamento do robô, para uso emergencial enquanto o módulo original é concertado ou providenciado um módulo novo.

Assim, as principais contribuições deste trabalho são: apresentar alternativas de controle simples, a serem utilizadas em um módulo de controle de deslocamento de robôs de soldagem lineares, e determinar qual estratégia mais adequada para ser embarcada em um módulo de controle de baixo custo que possa substituir o hardware original do robô. Tais estratégias de controle são projetados, simulados e testadas experimentalmente no controle de velocidade do robô, que é movimentado longitudinalmente sobre um trilho ao qual está acoplado. Dentre as abordagens estudadas, são escolhidas três técnicas de controle lineares: Controlador Proporcional Integral (PI), Controlador por Alocação de Polos (CAP) e Controlador por Modelo de Referência (CMR). Os controladores foram implementados para satisfazer os mesmos critérios de projeto e diversos parâmetros da resposta foram analisados para escolha da abordagem de controle mais adequada ao sistema.

A organização deste trabalho é dada como segue: na Seção 2 é apresentado o robô soldador, bem como o modelo matemático utilizado no projeto dos controladores. Em seguida, na Seção 3 são apresentadas as teorias das técnicas de controle e seus respectivos projetos. Já na Seção 4 são apresentados e discutidos os resultados de simulações e experimentais. Finalmente, na Seção 5, são apresentadas as considerações finais sobre este estudo.

2 ROBÔ SOLDADOR *Bug-O*

O *Bug-O Modular Drive System Linear Weaver* é uma solução robótica que produz cortes e soldas lineares, além de permitir a realização de soldagem com tecimento. Uma vez que o deslocamento sobre o trilho e deslocamento do braço para fixação da tocha de solda são independentes entre si, este robô é constituído por dois módulos principais: o módulo de deslocamento sobre o trilho e o módulo de costura, que carrega a tocha. O sistema a ser controlado neste trabalho é o módulo de deslocamento sobre o trilho, denominado *tractor*. A Figura 2 apresenta o robô em um processo de soldagem do tipo GMAW (*Gas Metal Arc Welding*). Note que o robô é modular, logo, o *tractor* é responsável pela movimentação do robô sobre o tri-

lho, enquanto o *weaver* é responsável pelo tecimento da solda. Há também um módulo para interface com operador e ajuste do controlador (originalmente).

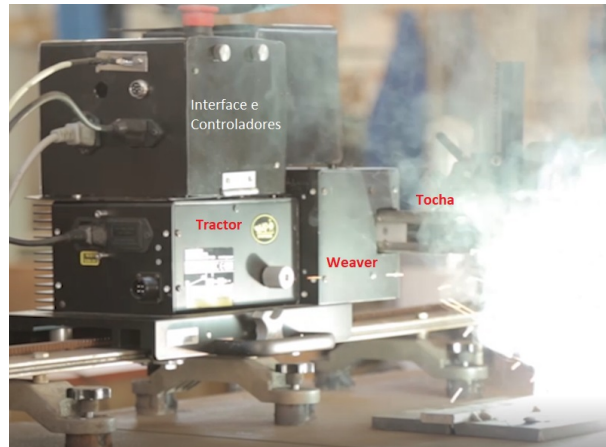


Figura 2 – Robô soldador *Bug-O Modular Drive System Linear Weaver*.

2.1 Modelo matemático do módulo *tractor*

A modelagem do módulo *tractor* do robô inclui as forças resultantes da relação entre motor, caixa de engrenagens e cremalheira, além da dinâmica do próprio motor. O motor responsável pelo movimento longitudinal do robô soldador é do tipo panqueca, porém neste trabalho é aproximado a um motor CC, devido à sua alta semelhança (FERREIRA et al., 2020). É ressaltado que o motor do módulo *tractor* possui alto torque e baixa inércia para paradas e arranques precisos, e sua tensão de operação é de -15 a $15V$. A modelagem completa do módulo, incluindo motor, caixa de redução, cremalheira e inclinação da chapa de soldagem é detalhada em (FERREIRA et al., 2020). O modelo resultante é dado por

$$\frac{V_o}{v} = \frac{K_t K_v / L_a B}{s^2 + s(B/J + R_a / L_a) + [(R_a B + K_t K_v) / L_a J]} \quad (1)$$

onde V_o é a velocidade linear de deslocamento do robô sobre o trilho e v é a tensão de armadura aplicada nos terminais do motor. Ainda L_a , R_a , K_t , K_v , J e B são indutância de armadura, resistência de armadura, constante de torque do motor, constante de tensão do motor, constante de inércia, coeficiente de atrito mecânico, respectivamente. Ainda, foram realizados testes e ensaios para identificação dos parâmetros elétricos e mecânicos do robô. A função de transferência (FT) do módulo *tractor*, $G(s)$, identificada experimentalmente, é dada por

$$G(s) = \frac{V_o(s)}{v(s)} = \frac{4,28}{s^2 + 370,8s + 1690,6} \quad (2)$$

O modelo matemático do sistema no Espaço de Estados (EE) pelas matrizes:

$$A = \begin{bmatrix} -370,80 & -1690,60 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}, \quad B = \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix}, \quad C = [0 \quad 4,28] \quad \text{e} \quad D = 0, \quad (3)$$

e o vetor de estados é dado por $\mathbf{x} = [x_1 \ x_2]$, onde x_1 e x_2 são a posição angular do rotor e velocidade do motor do módulo *tractor*, respectivamente.

3 PROJETO DOS CONTROLADORES

O robô soldador, em sua estrutura original, possui juntamente ao sistema de acionamento, um controlador PID em hardware, que é inacessível. Portanto, não sabe-se exatamente qual estrutura PID está implementada, ou seja, PID convencional, com *anti wind-up* ou alguma outra estrutura. Entretanto, neste trabalho, foi utilizado um sistema de acionamento alternativo, de baixo custo, baseado no módulo eletrônico IRAM (PAULA et al., 2018). É sabido que, apesar do novo sistema físico ser robusto, o mesmo é empregado em ambientes hostis, nos quais podem haver relevantes distúrbios exógenos, perturbações e ruídos. Assim, para substituição do processador que executa a malha de controle, foi realizada uma análise minuciosa de desempenho e robustez de três controladores alternativos: PI, CAP e CMR. O objetivo dessa comparação é auxiliar na escolha da técnica a embarcar no módulo de controle de velocidade do robô, como um módulo adicional, para uso emergencial em caso de falha do módulo original.

Buscando que o sistema, com cada um dos controladores, apresentasse um comportamento similar ao do robô com hardware original, primeiramente foi analisada sua resposta com controlador de fábrica. Ao aplicar um degrau de tensão igual a 12V no motor, o que o faz obter uma velocidade nominal de 30mm/s. Neste teste foi identificado o tempo de acomodação T_a (2%) de 524ms. Assim, foram definidos os seguintes critérios de desempenho: fator de amortecimento $\zeta = 1$ e frequência natural não-amortecida $\omega_n = 7,64 \text{ rad/s}$. A seguir, os controladores estudados são discutidos.

3.1 Controlador Proporcional Integral

O PI é uma das técnicas de controle mais populares na indústria (OGATA, 2000), devido a sua simples estrutura e bom desempenho para plantas cujas dinâmicas são bem conhecidas. A função de transferência deste controlador, $PI(s)$, é

$$PI(s) = \frac{u_{PI}}{e} = \frac{sK_P + K_I}{s}, \quad (4)$$

onde u_{PI} , K_P , K_I e e são ação de controle, ganho proporcional, ganho integral e erro de rastreamento, respectivamente. De modo geral, o ganho proporcional acelera a resposta e o ganho integral garante eliminação do erro em regime permanente, para uma entrada do tipo degrau.

3.1.1 Projeto do Controlador PI

Como a FT da planta $G(s)$ é de segunda ordem, então, ao fechar a malha com o controlador PI(s), a FT resultante será de terceira ordem. Assim, para fins de simplificação do projeto do controlador, foi realizada uma redução de ordem do modelo da planta. Esta redução foi feita de segunda para primeira ordem, através do Método da Minimização da Norma dos Coeficientes Polinomiais do Erro, conforme os passos mostrado em (FERREIRA et al., 2018; ARAÚJO; CASTRO; SANTOS, 2008). A FT da planta de ordem reduzida, $G'(s)$, é

$$G'(s) = \frac{K_0}{s\tau + 1} = \frac{0,01154}{s + 4,56}, \quad (5)$$

onde K_0 é o ganho do sistema e τ é a constante de tempo.

Realizando a retroação do estado de saída do sistema com o controlador, obtém-se

$$\frac{V_o(s)}{v(s)} = \frac{PI(s)G'(s)}{1 + PI(s)G'(s)}, \quad (6)$$

ou ainda,

$$\frac{V_o(s)}{v(s)} = \frac{s \frac{K_P K_0}{\tau} + \frac{K_I K_0}{\tau}}{s^2 + s \frac{K_P K_0 + 1}{\tau} + \frac{K_I K_0}{\tau}}, \quad (7)$$

que, ao comparar à equação característica de um sistema de segunda ordem, considerando $(s^2 + 2\zeta\omega_n + \omega_n^2)$, permite definir os ganhos do controlador PI que impõem às dinâmicas desejadas ao sistema controlado. Assim, para satisfazer os critérios de desempenho, obtiveram-se os seguintes ganhos: $K_P = 927,84$ e $K_I = 5049,40$.

3.2 Controlador por Alocação de Polos

O CAP, diferentemente do Controlador PI, baseia-se na realimentação de estados. Uma vez que os polos de um sistema influenciam diretamente o comportamento de saída do mesmo, esta técnica realiza a realocação de todos os polos de malha fechada do sistema, impondo o comportamento desejado. Para tal, projeta-se o CAP de modo que os polos do sistema em malha fechada satisfaçam os critérios de desempenho requeridos. Essa realocação de polos é dada através de uma matriz de ganhos \mathbf{K} (OGATA, 2000), sendo a ação de controle u_{CAP} ,

$$u_{CAP} = -\mathbf{K}\mathbf{x}, \quad (8)$$

onde \mathbf{x} é o vetor de estados do sistema.

3.2.1 Projeto do CAP

Para satisfazer os critérios de desempenho apresentados, a localização dos polos deve ser em $\mathbf{J} = [-7,6336 \quad -7,6336]$. Existem diversas técnicas de cálculo dos ganhos para realocar os polos do sistema em malha fechada (vide (OGATA, 2000)). Neste trabalho, optou-se pelo cálculo do vetor de ganho através da fórmula de *Ackermann*. Para tal, utilizou-se o software *Octave*, com a biblioteca *Control* instalada, que permite esse cálculo de forma rápida pelo comando *Acker*. Nesta função insere-se as matrizes \mathbf{A} e \mathbf{B} e a localização desejada para os polos em malha fechada, que retornará o vetor de ganhos \mathbf{K} . Assim, obteve-se $\mathbf{K} = [355,51 \quad 1632,30]$.

3.3 Controlador por Modelo de Referência

A terceira técnica implementada é o CMR, cujo objetivo é modificar a dinâmica do sistema de modo que seu comportamento torne-se equivalente ao comportamento de um modelo de referência (IOANNOU; SUN, 1996). Para tal, a planta é descrita por

$$G(s) = k_p \frac{Z_p(s)}{R_p(s)}, \quad (9)$$

onde k_p é o ganho de alta frequência da planta, e Z_p e R_p são os polinômios mônicos da planta.

$$G_m(s) = k_m \frac{Z_m(s)}{R_m(s)}, \quad (10)$$

onde k_m é o ganho do modelo de referência, e Z_m e R_m são os polinômios mônicos do modelo de referência. Assim, nesse projeto de controle, deve-se atender a condição de casamento de modo que o controle em malha fechada rastreie a saída do modelo de referência tão próximo quanto possível. Para que essa lei de controle seja implementável, a planta deve satisfazer as seguintes hipóteses:

- I) $Z_p(s)$ é um polinômio mônico;
- II) Existe um limite superior n para o grau n_p de $R_p(s)$;
- III) O grau relativo da planta $G_p(s)$ é $n^* = n_p - m_p$;
- IV) O sinal do ganho de alta frequência k_p é conhecido.

Além destas, o modelo de referência, também deve respeitar as seguintes hipóteses:

- I) $Z_m(s)$ e $R_m(s)$ são polinômios mônicos *Hurwitz* de graus q_m e p_m , respectivamente;
- II) O grau relativo do modelo de referência $G_m(s)$, $n_m^* = p_m - q_m$, é igual ao da planta $G_p(s)$, ou seja, $n_m^* = n^*$.

A lei de controle desta técnica é dada por

$$u_{CMR} = \theta_1^{*T} \frac{\alpha(s)}{\Lambda(s)} u_p + \theta_2^{*T} \frac{\alpha(s)}{\Lambda(s)} y_p + \theta_3^* y_p + c_0^* r, \quad (11)$$

sendo $\alpha(s) \triangleq \alpha_{n-2}(s) = [s^{n-2}, s^{n-3}, \dots, s, 1]^T$ para $n \geq 2$ e $\alpha(s) \triangleq 0$ para $n = 1$, onde $\alpha(s)$ é uma matriz constante, c_0^* é uma constante, dado por $c_0^* = k_m/k_p$. Ainda, $c_0^* \in \mathbb{R}^1$; $\theta_1^*, \theta_2^*, \theta_3^*$ são parâmetros constantes de projeto, sendo θ_1^* e $\theta_2^* \in \mathbb{R}^{n-1}$ e $\theta_3^* \in \mathbb{R}^1$. Além disso, $\Lambda(s)$ é o polinômio mônico *Hurwitz* arbitrário de grau $n - 1$ que contém $Z_m(s)$ como fator. O polinômio $\Lambda(s)$ é definido como

$$\Lambda(s) = \Lambda_0(s) Z_m(s), \quad (12)$$

onde $\Lambda_0(s)$ é o polinômio mônico *Hurwitz* de grau $n_0 = n - 1 - q_m$.

Assim, é definido o vetor de parâmetros do controlador como $\theta^* = [\theta_1^{*T}, \theta_2^{*T}, \theta_3^*, c_0^*]^T \in \mathbb{R}^{2n}$, de forma que o sistema a malha fechada tenha comportamento equivalente ao modelo de referência. Logo, os ganhos do controlador podem ser encontrados pela igualdade

$$\theta_1^{*T} \alpha(s) R_p(s) + k_p (\theta_2^{*T} \alpha(s) + \theta_3^{*T} \Lambda(s)) Z_p(s) = \Lambda(s) R_p(s) - Z_p(s) \Lambda_0(s) R_m(s). \quad (13)$$

Isolando os coeficientes com s em ambos os lados de (13), expressa-se de forma algébrica como $S\bar{\theta}^* = p$, onde S é a matriz de dimensões $(n + n_p - 1) \times (2n - 1)$, dependente dos coeficientes de R_p , k_p , Z_p e Λ ; $\bar{\theta}^*$ é o vetor de parâmetros θ^* , sendo $\bar{\theta}^* = [\theta_1^{*T}, \theta_2^{*T}, \theta_3^*]^T$; e p é o vetor de dimensões $(n + n_p - 1) \times 1$, dependente dos coeficientes de $\Lambda R_p - Z_p \Lambda_0 R_m$. Desta forma, o vetor $\bar{\theta}^*$ de ganhos do controlador é calculado.

Reescrevendo a lei de controle (11) como

$$u_{CMR} = \theta_1^{*T} \omega_1 + \theta_2^{*T} \omega_2 + \theta_3^* y_p + c_0^* r, \quad (14)$$

são identificados os filtros do controlador, que resultam em

$$\omega_1 = \frac{\alpha(s)}{\Lambda(s)} u_{CMR} \quad \text{e} \quad \omega_2 = \frac{\alpha(s)}{\Lambda(s)} y_p, \quad (15)$$

onde ω_1, ω_2 são os filtros do controlador, com $\omega_1, \omega_2 \in \mathbb{R}^{n-1}$. Desta forma, substituindo $\alpha(s)/\Lambda(s)$ nos filtros, estas equações no EE são dadas por $\dot{\omega}_1 = F w_1 + g u_p$ e $\dot{\omega}_2 = F w_2 + g y_p$, com $\omega_1(0) = \omega_2(0) = 0$, sendo

$$F = \begin{bmatrix} -\lambda_{n-2} & -\lambda_{n-3} & -\lambda_{n-4} & \dots & -\lambda_0 \\ 1 & 0 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 1 & 0 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & 1 & 0 \end{bmatrix} \quad \text{e} \quad g = \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \end{bmatrix},$$

com λ_i iguais aos coeficientes de $\Lambda(s) = s^{n-1} + \lambda_{n-2}s^{n-2} + \dots + \lambda_1 s + \lambda_0 = \det(sI - \mathbf{F})$, onde \mathbf{F} , \mathbf{g} são a representação no EE de $\mathbf{\alpha}(s)/\Lambda(s)$.

Finalmente, a lei de controle é dada pelo seguinte produto matricial,

$$u_{CMR} = \boldsymbol{\theta}^{*T} \boldsymbol{\omega}. \quad (16)$$

3.3.1 Projeto do CMR

Considerando os critérios de desempenho apresentados e respeitando tais hipóteses, então, o modelo de referência a rastrear a saída é dado por

$$G_m(s) = \frac{58,27}{s^2 + 15,27s + 58,27}. \quad (17)$$

Em seguida, define-se um polinômio $\Lambda_0(s)$, que satisfaça (12). Como $\Lambda(s)$ deve possuir grau $n - 1$, então

$$\Lambda(s) = \Lambda_0(s) = s + 367. \quad (18)$$

Como o valor de $\Lambda(s)$ determina a matriz \mathbf{F} dos filtros internos, o segundo termo deve ser determinado de acordo com a resposta desejada para o sistema. Nesta escolha, deve haver garantia de que as altas frequências não serão filtradas, e de que a planta está seguindo o modelo de referência adequadamente. Em seguida, calcula-se c_0^* , uma vez que os ganhos do modelo de referência e da planta são conhecidos. Logo, $c_0^* = 58,27/4,28 = 13,61$.

Considerando os parâmetros do sistema e a partir de (13), obtém-se

$$\begin{aligned} &\boldsymbol{\theta}_1^{*T} s^2 + (370,8\boldsymbol{\theta}_1^{*T} + 4,28\boldsymbol{\theta}_3^{*T})s + (1690,6\boldsymbol{\theta}_1^{*T} + \dots \\ &\dots + 4,28\boldsymbol{\theta}_2^{*T} + 1570,76\boldsymbol{\theta}_3^{*T}) = 355,51s^2 + 132,11 \times 10^3 s + 599,06 \times 10^3 \end{aligned} \quad (19)$$

Logo, resolvendo (19) de forma algébrica, o vetor de parâmetros do controlador resultante é obtido. Os ganhos calculados são $\boldsymbol{\theta}^* = \begin{bmatrix} 355,51 & -25301,39 & 67,69 \end{bmatrix}^T$.

Finalmente, sabendo que $\Lambda(s)$ é igual ao polinômio apresentado em (18), os coeficientes para a definição de \mathbf{F} são $\lambda_1 = 1$ e $\lambda_0 = 367$. Portanto, $\mathbf{F} = \begin{bmatrix} -\lambda_0 \end{bmatrix} = -367$ e $\mathbf{g} = \begin{bmatrix} 1 \end{bmatrix}$.

4 RESULTADOS

A seguir são apresentadas as simulações realizadas do sistema do módulo *tractor* controlado pelas leis de controle propostas, seguidas por um seção contendo os experimentos realizados. Tanto nas simulações quanto nos experimentos, o tempo de discretização utilizado foi de 1 kHz e duração igual a 5 s . Foram realizadas aplicações de uma velocidade de referência como entrada do sistema, sendo esta igual a 30 mm/s , valor de saída aproximado quando o motor do sistema recebe uma tensão de armadura igual a 12 V .

4.1 Resultados de Simulações

Na Figura 3(a) é mostrada a resposta do sistema em malha fechada com Controlador PI, e na Figura 3(b), é apresentada a sua respectiva ação de controle. Note que a constante de tempo foi de 90ms e o tempo de acomodação (2%) foi de 265ms , aproximadamente. Além disso, ocorreu um pequeno sobressinal, cujo erro máximo foi de $0,37\text{mm/s}$. Já em regime permanente, o sistema manteve erro nulo. A ação de controle, por sua vez, apresentou um valor máximo requerido de $28,18\text{V}$, o que saturaria experimentalmente, pois sua tensão de operação é de -15 a 15V . Assim, para prática, é necessário implementar um saturador, para garantir a limitação da tensão requerida. Todavia, após esse transiente inicial, a tensão baixou consideravelmente, se mantendo dentro da faixa disponível de tensão.

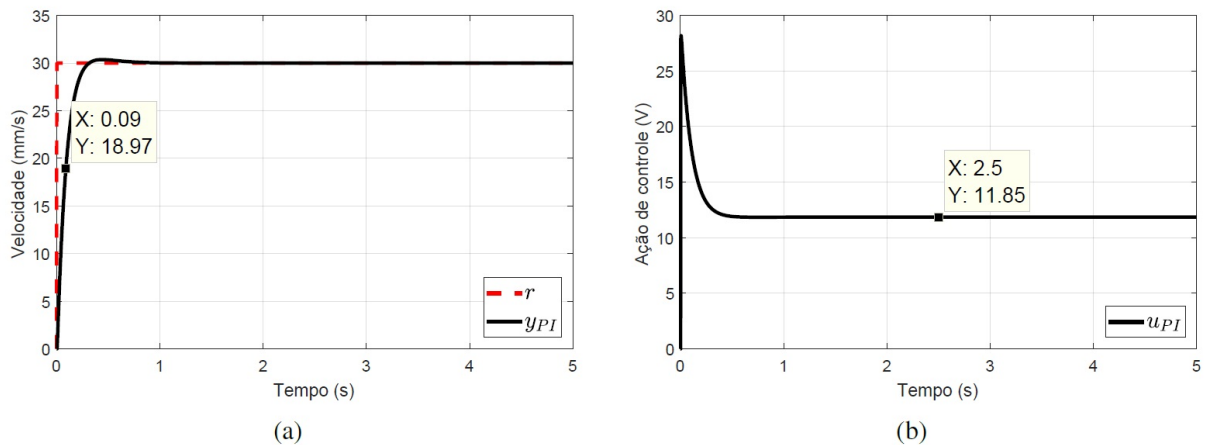


Figura 3 – Resposta do sistema em malha fechada com Controlador PI : (a) rastreamento de velocidade e (b) ação de controle.

Em seguida, nas Figuras 4(a) e (b), são mostradas a resposta do sistema em malha fechada com CAP e sua ação de controle, respectivamente. A resposta de velocidade apresentou uma constante de tempo igual a 494ms e tempo de acomodação (2%) de 1337ms . Já sua ação de controle não apresentou sobressinal, aumentando gradativamente o valor de tensão aplicado nos terminais do motor até $11,85\text{V}$, que se manteve em regime permanente. Portanto, a aplicação desta técnica se mostrou mais adequada para controlar o robô.

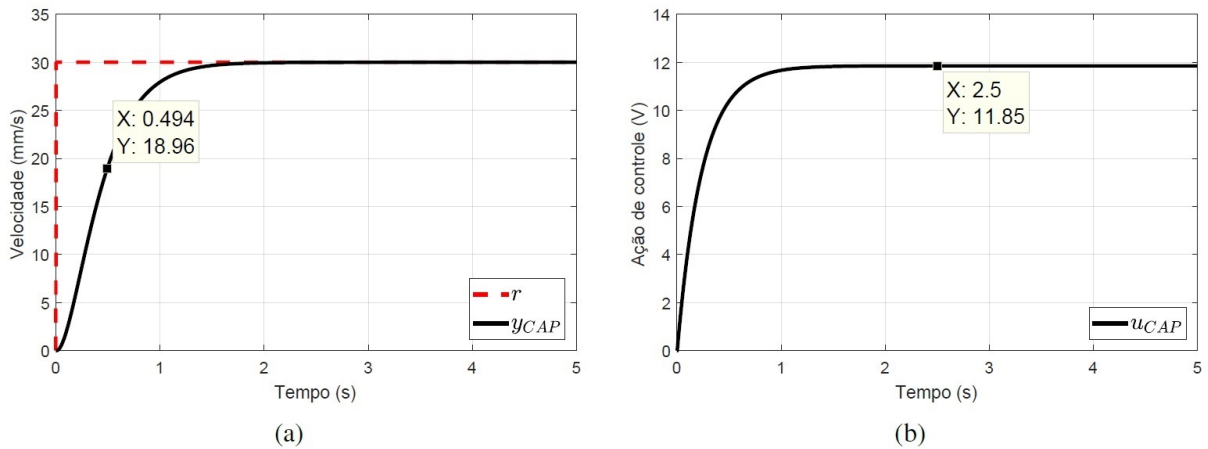


Figura 4 – Resposta do sistema em malha fechada com Controlador CMR: (a) rastreamento de velocidade e (b) ação de controle.

Já nas Figuras 5(a) e (b), são apresentadas a resposta de velocidade e sua ação de controle, respectivamente, do sistema em malha fechada com CMR. Com esta abordagem de controle, a resposta de velocidade apresentou uma constante de tempo igual a 287 ms e tempo de acomodação (2%) de 792 ms . Assim como o CAP, a ação de controle do CMR também se apresentou dentro dos limites de tensão de operação do robô, porém com um leve sobressinal, no regime transitório inicial, com tensão igual a $12,35\text{ V}$.

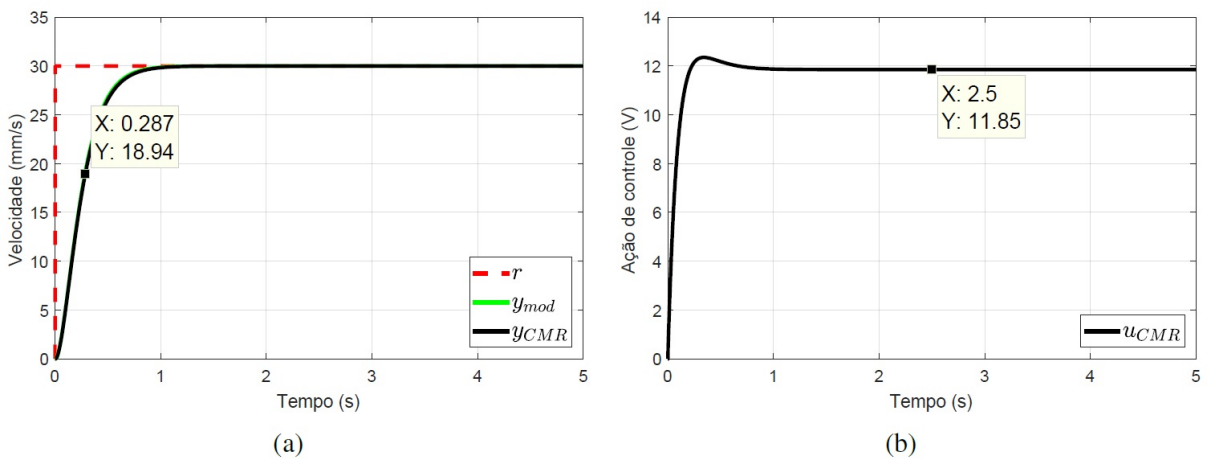


Figura 5 – Resposta do sistema em malha fechada com Controlador CMR: (a) rastreamento de velocidade e (b) ação de controle.

A fim de contribuir para uma análise aprofundada dos resultados obtidos, a Tabela 1 apresenta dados identificados a partir das respostas do sistema controlado, permitindo uma criteriosa comparação entre os controladores. São apresentados na Tabela os seguintes parâmetros: constante de tempo (τ), tempo de acomodação (2%) (T_a), valor de pico (v_p), máximo sobressinal (M_p), erro médio (e_{med}), erro em regime permanente (e_{reg}), tensão em regime permanente (V_{reg}) e tensão de alimentação máxima requerida (V_{max}).

Tabela 1 – Parâmetros analisados a partir das respostas do sistema em malha fechada

u	τ [ms]	T_a [ms]	v_p [mm/s]	M_p [%]	e_{med} [mm/s]	e_{reg} [mm/s]	V_{reg} [V]	V_{max} [V]
PI	90	265	30,37	1,23	0,47	0	11,85	28,18
CAP	494	1337	30	0	2,76	0	11,85	11,85
CMR	287	792	30	0	0,036	0	11,85	12,35

A partir dos resultados de simulação, as seguintes conclusões foram obtidas:

- 1) todos os controladores levaram a resposta de velocidade à referência desejada, porém a resposta do sistema com o PI apresentou um leve sobressinal;
- 2) todos os controladores proporcionaram respostas com erro nulo em regime permanente;
- 3) o sistema com controlador PI foi o mais rápido, apresentando constante de tempo e tempo de acomodação (2%) menor que as demais técnicas de controle. Entretanto, devido à máxima tensão de alimentação requerida, este controlador requer a implementação de um saturador para garantir a limitação da tensão requerida pela ação de controle. Por outro lado, a resposta mais lenta foi obtida com CAP;
- 4) a ação de controle mais adequada para o sistema foi requerida pelo CAP, pois não apresentou valores acima dos 12V, assim como o módulo original;
- 5) as ações de controle dos controladores apresentaram o mesmo valor em regime permanente.

Assim, comparando os parâmetros da Tabela 1 com os critérios de desempenho considerados, pode-se concluir que o controlador que resultou em maior semelhança ao módulo original é o CMR. Embora, os outros controladores sejam implementáveis. A aplicação destes controladores no robô de maneira experimental é apresentada na próxima subseção.

4.2 Resultados experimentais

Os experimentos realizados seguem os mesmos procedimentos das simulações apresentadas na subseção anterior. Assim, o objetivo dos controladores é manter a velocidade de deslocamento do robô à 30mm/s.

Na Figura 6 é apresentado o resultado experimental do sistema em malha fechada com controlador PI. Conforme pode ser notado, o tempo de acomodação é de 772ms. Além disso, não houve *overshoot*, como foi observado na simulação. Em seguida, na Figura 7, é mostrada a resposta experimental do sistema em malha fechada com CAP. Conforme pode ser notado, o tempo de assentamento da resposta com este controlador foi de 740ms, 32ms menos que o

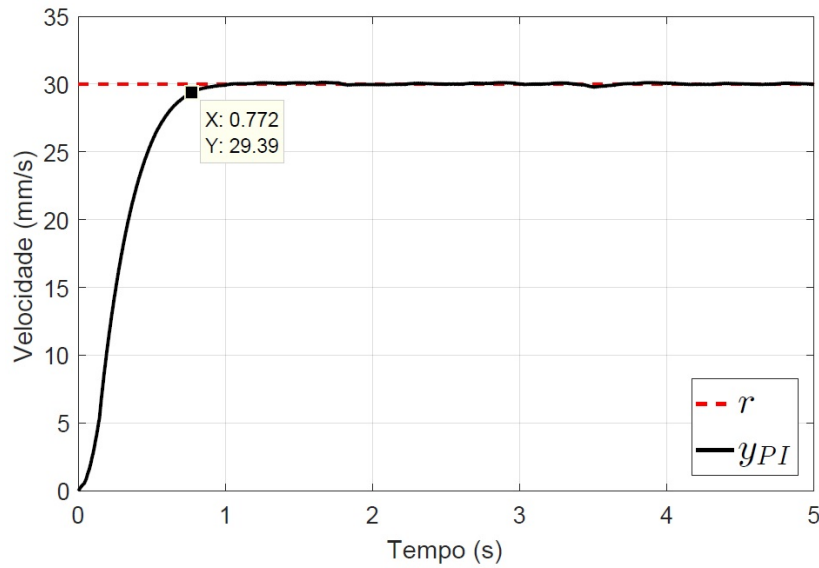


Figura 6 – Resposta experimental do sistema em malha fechada com Controlador PI.

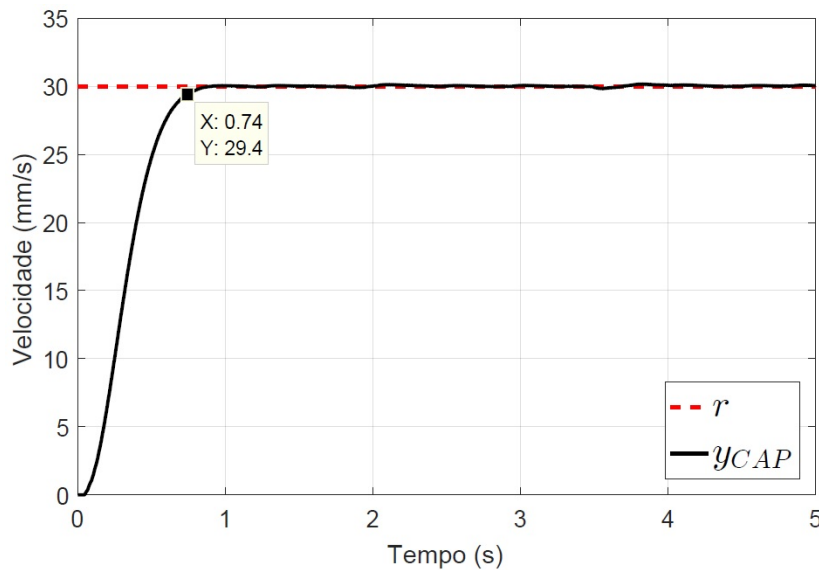


Figura 7 – Resposta experimental do sistema em malha fechada com CAP.

controlador PI. Após alcançar a referência o controlador manteve o rastreamento muito próximo à velocidade desejada.

Na Figura 8, é mostrada a resposta experimental do sistema em malha fechada com CMR. Em contra-partida as controladores anteriores, o CMR levou aproximadamente 2,066s de tempo de assentamento da resposta. Após alcançar a referência, este controlador também manteve o rastreamento muito próximo à velocidade desejada. Esta diferença na dinâmica da resposta inicial, em comparação com a simulação, dá-se devido ao controle ser projetado com base em um modelo aproximado da planta. Tal simplificação manteve as características principais, por isso que todos controladores mantiveram o sistema estável e rastreando a referência.

Porém, o CMR requer um modelo muito preciso da planta e perde desempenho quando em presença de distúrbios exógenos.

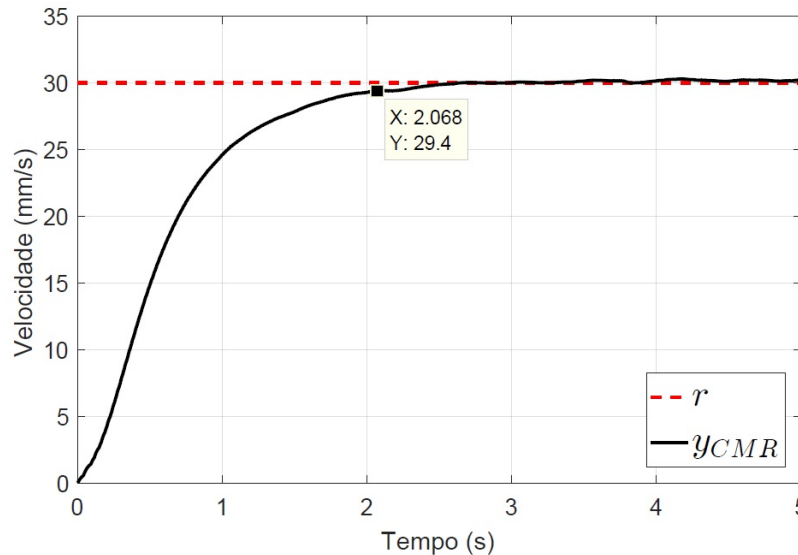


Figura 8 – Resposta experimental do sistema em malha fechada com CMR.

A partir dos resultados experimentais, nota-se que os controladores PI, CAP e CMR conseguem manter um rastreamento da referência bem próximo ao esperado em regime permanente. Todavia, o CMR apresentou um tempo de assentamento relevante. Logo, as alternativas viáveis para o módulo de controle adicional são o PI e o CAP. Portanto, dentre as alternativas avaliadas experimentalmente, destaca-se o controlador PI e o CAP como alternativas viáveis para serem embarcadas em um módulo auxiliar para uso em falta do módulo original do robô.

5 CONCLUSÃO

Este trabalho apresentou um estudo sobre alternativas de controladores lineares para regular a velocidade do módulo de deslocamento de um robô de soldagem linear sobre trilhos. Foram consideradas três técnicas de controle: Controlador Proporcional Integral, Controlador por Alocação de Polos, Controlador por Modelo de Referência e Controlador por Modos Deslizantes. Primeiramente, foram realizadas simulações e comparados diversos parâmetros de desempenho, onde o controlador mais promissor a ser aplicado na prática foi o Controle por Modelo de Referência. Os controladores PI e CAP também alcançaram o objetivo de rastreamento, porém o PI exigiu um saturador para evitar uma tensão excessiva no transitório inicial. Em seguida, os controladores foram testados experimentalmente, onde o CMR não se mostrou a melhor opção, pois apresentou um tempo de assentamento significativamente maior que o PI e CAP. Isso ocorreu porque o CMR exige um modelo muito preciso para manter seu desempenho na prática, e o modelo utilizado para o projeto dos controladores foi uma aproximação adotada

devido a semelhança do motor do módulo *tractor* à um motor CC. Dessa forma, os controladores que mostraram resposta rápida e baixo erro em regime permanente, no experimento, foram o PI e o CAP, sendo as alternativas viáveis a embarcar em um módulo de controle adicional, utilizado quando o módulo original falhar.

REFERÊNCIAS

- ARAÚJO, J. M.; CASTRO, A. C.; SANTOS, E. T. Redução de ordem no domínio da frequência baseada na minimização da norma dos coeficientes polinomiais do erro. **Sba: Controle & Automação Sociedade Brasileira de Automatica**, SciELO Brasil, v. 19, n. 3, p. 235–241, 2008. Disponível em: <https://www.scielo.br/scielo.php?script=sci_arttext&pid=S0103-17592008000300001>. Acesso em: 01 mai. 2021.
- CRUZ, Y. J. et al. Computer vision system for welding inspection of liquefied petroleum gas pressure vessels based on combined digital image processing and deep learning techniques. **Sensors**, MDPI, v. 20, n. 16, p. 4505, 2020. Disponível em: <<https://www.mdpi.com/1424-8220/20/16/4505>>. Acesso em: 01 mai. 2021.
- EVALD, P. J. D. O. et al. A nonlinear coupled-variables model for mass transfer modes in mig-mag processes with experimental validation. **International Journal of Modelling, Identification and Control**, Inderscience, v. 31, n. 4, p. 361–373, 2019. Disponível em: <<https://www.inderscience.com/info/inarticle.php?artid=99813>>. Acesso em: 01 mai. 2021.
- _____. Control of linear welding robot plant by pole placement control based on discrete kalman filter. In: IEEE. **26th International Symposium on Industrial Electronics (ISIE)**. 2017. p. 442–447. Disponível em: <<https://ieeexplore.ieee.org/document/8001287>>. Acesso em: 01 mai. 2021.
- _____. An extended kalman filter state estimation-based robust mrac for welding robot motor control. In: IEEE. **43rd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society (IECON)**. 2017. p. 2967–2972. Disponível em: <<https://ieeexplore.ieee.org/document/8216501>>. Acesso em: 01 mai. 2021.
- _____. Velocity regulation of a linear welding robot by unscented and cubature kalman filter output estimation-based sliding mode control. In: IEEE. **43rd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society (IECON)**. 2017. p. 3140–3145. Disponível em: <<https://ieeexplore.ieee.org/document/8216530>>. Acesso em: 01 mai. 2021.
- FERREIRA, A. S. R. et al. Comparação entre métodos de redução de ordem de funções de transferência. In: FURG. **17ª Mostra da Produção Universitária**. [S.l.], 2018. p. 1–3. Acesso em: 01 mai. 2021.
- _____. Displacement velocity control of a mechanised welding system by low-cost state feedback controller. **International Journal of Modelling, Identification and Control**,

FERREIRA, A. S. R.; PAULA, D. D. de.; OLIVEIRA EVALD, P. J. D. de.; AZZOLIN, R. Z. Um estudo investigativo sobre controladores de ganhos fixos: estudo de caso no controle de velocidade de um soldador linear automático.

17

Inderscience, v. 36, n. 2, p. 136–144, 2020. Disponível em: <<https://www.inderscienceonline.com/doi/abs/10.1504/IJMIC.2020.116194>>. Acesso em: 01 mai. 2021.

IOANNOU, P. A.; SUN, J. **Robust adaptive control**. [S.l.]: Courier Corporation, 1996.

LÜ, X.; ZHANG, K.; WU, Y. The seam position detection and tracking for the mobile welding robot. **The International Journal of Advanced Manufacturing Technology**, Springer, v. 88, n. 5-8, p. 2201–2210, 2017. Disponível em: <<https://link.springer.com/article/10.1007/s00170-016-8922-8>>. Acesso em: 01 mai. 2021.

MISTRY, P. K. J. Impact of welding processes on environment and health. **International Journal of Advanced Research in Mechanical Engineering & Technology**, p. 17–20, 2015. Disponível em: <<http://www.ijarmet.com/vol-1-issue-1/>>. Acesso em: 01 mai. 2021.

OGATA, K. **Engenharia de Controle Moderno**. 3^ª ed. [S.l.]: Rio de Janeiro: Prentice Hall, 2000.

PAULA, D. D. de et al. Projeto de sistema de acionamento e controle de máquinas elétricas baseado no módulo iram. In: GEPOC/UFSM. **11th Seminar on Power Electronics and Control**. 2018. Disponível em: <https://www.ufsm.br/app/uploads/sites/553/2020/07/93627-field_submission_abstract_file2.pdf>. Acesso em: 01 mai. 2021.

REZAEI, A. Determining pid controller coefficients for the moving motor of a welder robot using fuzzy logic. **Automatic Control and Computer Sciences**, Springer, v. 51, n. 2, p. 124–132, 2017. Disponível em: <<https://link.springer.com/article/10.3103/S0146411617020067>>. Acesso em: 01 mai. 2021.

ROMANO, V. F. **Robótica industrial: aplicação na indústria de manufatura e de processos**. Editora Edgard Blücher, 2002. Disponível em: <<https://www.blucher.com.br/livro/detalhes/robotica-industrial-689>>. Acesso em: 01 mai. 2021.

SATHISH, T. et al. Natural inspiration technique for the parameter optimization of a-gtaw welding of naval steel. **Materials Today: Proceedings**, Elsevier, v. 21, p. 843–846, 2020. Disponível em: <<https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S2214785319327956>>. Acesso em: 01 mai. 2021.

WANG, P.; ZHANG, D.; LU, B. Robust fuzzy sliding mode control based on low pass filter for the welding robot with dynamic uncertainty. **Industrial Robot: The International Journal of Robotics Research and Application**, Emerald Publishing Limited, 2019. Disponível em: <<https://www.emerald.com/insight/content/doi/10.1108/IR-04-2019-0074/full/html>>. Acesso em: 01 mai. 2021.

WEIS, Á. A. et al. Automated seam tracking system based on passive monocular vision for automated linear robotic welding process. In: IEEE. **15th International Conference on Industrial Informatics (INDIN)**. 2017. p. 305–310. Disponível em: <<https://ieeexplore.ieee.org/document/8104790>>. Acesso em: 01 mai. 2021.

XIANG, L.; XIE, X.; LU, X. An optimal trajectory control strategy for underwater welding robot. **Journal of Advanced Mechanical Design, Systems, and Manufacturing**, The Japan Society of Mechanical Engineers, v. 12, n. 1, p. 1–13, 2018. Disponível em: <https://www.jstage.jst.go.jp/article/jamdsm/12/1/12_2018jamdsm0008/_article/-char/en>. Acesso em: 01 mai. 2021.

XU, Y. et al. Welding seam tracking in robotic gas metal arc welding. **Journal of Materials Processing Technology**, Elsevier, v. 248, p. 18–30, 2017. Disponível em: <<https://www.sciencedirect.com/science/article/abs/pii/S0924013617301607>>. Acesso em: 01 mai. 2021.

ZHANG, Y. Analysis on the development status of automobile lightweight welding technology. In: IOP PUBLISHING. **Journal of Physics: Conference Series**. 2021. v. 1750, n. 1, p. 012001. Disponível em: <<https://iopscience.iop.org/article/10.1088/1742-6596/1750/1/012001>>. Acesso em: 01 mai. 2021.

DADOS DOS AUTORES

Nome: Andreyana Sárila Ramos Ferreira

E-mail: andreynasrf@gmail.com

Lattes: <http://lattes.cnpq.br/0621391304599077>

Mestra em Engenharia Eletrônica e Computação pelo Instituto Tecnológico de Aeronáutica (ITA) e Engenheira de Automação pela Universidade Federal do Rio Grande (FURG). Suas áreas de interesse são Controle Aplicado e Sistemas Eletrônicos de Potência.

Nome: Débora Debiaze de Paula

E-mail: deboradebiaze@yahoo.com.br

Lattes: <http://lattes.cnpq.br/8195414525211156>

Mestranda em Engenharia de Computação e Engenheira de Automação pela FURG. Suas áreas de interesse são Modelagem e Controle de Sistemas Dinâmicos, Instrumentação e Redes Neurais Artificiais.

Nome: Paulo Jefferson Dias de Oliveira Evald

E-mail: paulo.evald@gmail.com

Lattes: <http://lattes.cnpq.br/1946704909213416>

Pesquisador no Pós-Doutorado no Programa de Pós-Graduação em Computação na FURG, Doutor pela Universidade Federal de Santa Maria (UFSM), Mestre em Engenharia de Computação e Engenheiro de Automação pela FURG. Suas áreas de interesse são Teoria de Controle, Controle Aplicado, Modelagem de Sistemas Dinâmicos e Sistemas de Energias Renováveis.

Nome: Rodrigo Zelir Azzolin

E-mail: rodrigoazzolin@gmail.com

Lattes: <http://lattes.cnpq.br/0985488148768235>

Possui graduação em Engenharia Elétrica (2007), mestrado em Engenharia Elétrica (2008) e doutorado em Engenharia Elétrica (2012), ambos pela Universidade Federal de Santa Maria (UFSM). Atualmente é docente na Universidade Federal do Rio Grande (FURG). Tem experiência na área de Engenharia Elétrica, com ênfase em Eletrônica Industrial, Controle de Máquinas Elétricas e Dispositivos de Potência, atuando principalmente nos seguintes temas: Modelagem e Identificação de Sistemas, Controle de Máquinas Elétricas e Eficiência Energética de sistemas.