
Estudo comparativo entre controladores PID via síntese de Dahlin e DMC preditivo em um pêndulo amortecido

Comparative study between PID controllers via Dahlin synthesis and predictive DMC in a damped pendulum

Daniel Abreu Macedo da Silva

Mestrando do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, UFPA, *Campus* Belém. Graduado em Engenharia de Controle e Automação pelo IFPA, *Campus* Belém. **Endereço:** Rua Monsenhor Miguel Inácio, 99, CEP 66015-170. **E-mail:** daniel.abreu@itec.ufpa.br

Matheus Moraes da Silva

Aluno do Curso de Engenharia de Controle e Automação pelo IFPA, *Campus* Belém.

Rejane de Barros Araújo

Professora do Curso de Engenharia de Controle e Automação, IFPA, *Campus* Belém. Doutora em Engenharia de Automação e Sistemas pela Universidade Federal de Santa Catarina - UFSC.

RESUMO

O trabalho consiste em um estudo comparativo entre duas técnicas de controle, clássica e avançada, aplicadas em uma planta denominada Pêndulo Amortecido (PAM). A primeira técnica consiste no controle PID via síntese de Dahlin e a segunda técnica é o controle preditivo DMC ("Dynamic Matrix Control"). Para a modelagem matemática da planta em estudo, é utilizada a identificação de sistemas dinâmicos com o uso dos mínimos quadrados recursivos.

Palavras-chave: Pêndulo Amortecido. Controle PID. Controle Preditivo DMC. Mínimos Quadrados Recursivos.

ABSTRACT

The work consists of a comparative study between two control techniques, classic and advanced, applied in a plant called Damped Pendulum. The first technique consists of PID control via Dahlin synthesis and the second technique is DMC predictive control ("Dynamic Matrix Control"). For the mathematical modeling of the plant under study, the identification of dynamic systems is used with the use of recursive least squares.

Keywords: *Damped Pendulum. PID Control. Predictive Control DMC. Recursive Minimum Squares.*

INTRODUÇÃO

O avanço da tecnologia e o estudo de diversas técnicas de controle possibilitam que sistemas de diferentes complexidades, estáveis, de fase não mínima, integradores, pouco amortecido e instáveis em malha aberta, sejam controlados e apresentem as respostas desejadas em malha fechada (AGUIRRE, 2007). Vale ressaltar que essas respostas devem ser factíveis, haja vista que, ao projetar um controlador, o projetista deve conhecer e/ou possuir os dados do sistema a ser controlado (COELHO e COELHO, 2016).

Técnicas de controladores Proporcional, Integral, Derivativo (PID) vêm sendo exploradas ao longo dos anos, são consolidadas na literatura de controle de processo e são amplamente utilizadas tanto na indústria como na academia (COELHO, JERONYMO E ARAÚJO, 2019).

Controladores preditivos baseados em modelo apresentam uma série de características que os tornam adequados e atrativos para aplicação em controle industrial de processos contínuos (indústrias químicas, petroquímicas, automotivas, metalúrgicas, papel, gás, entre outras). O controlador *Dynamic Matrix Control* (DMC), desenvolvido por Cutler e Ramaker em 1980, é um dos primeiros controladores preditivos baseado em modelo disponível comercialmente (KOKATE e WAGHMARE, 2011).

Neste trabalho são apresentados dois controladores projetados para estabilizar a planta Pêndulo Amortecido (PAM), alcançando rastreamento de referência em diferentes pontos de operação. O primeiro utiliza a sintonia de "Dahlin", para ajustar os valores dos ganhos proporcional, integral e derivativo do PID. O segundo utiliza a matriz dinâmica com os horizontes de predição especificados para calcular os ganhos e implementar o DMC, sendo uma técnica de controle preditivo.

Para validar a comparação do sistema, uma modelagem eficaz é necessária. Com esse intuito, a modelagem matemática no domínio do tempo discreto é realizada utilizando-se os mínimos quadrados recursivos (MQR) com o algoritmo de estimação da aproximação estocástica. Esta técnica é interessante para diversos propósitos como supervisão, rastreamento de parâmetros variantes em controle adaptativo, filtragem, predição, entre outros. Logo, para que o sistema consiga ser controlado da forma desejada, é necessário fazer uma formulação adequada dos algoritmos para proporcionar procedimentos e cientes (COELHO e COELHO, 2016; WELLSTEAD e ZARROP, 1991).

PÊNDULO AMORTECIDO

O PAM é uma planta com característica de dinâmica de segunda ordem subamortecida, e

é um exemplo clássico de sistema mecânico aplicado no ensino da teoria de controle, sendo utilizado como ferramenta para aplicações de técnicas de controle que mantenha a posição do pêndulo no ângulo desejado, independente das perturbações causadas no sistema.

O sistema consiste em um pêndulo fixado a uma haste com rolamentos para eliminar perturbações relacionadas aos atritos, que podem ocorrer no instante em que o motor acoplado à uma hélice começa a se mover. Assim, esse motor fixado em uma das extremidades do pêndulo é acionado a partir de um sinal elétrico (sinal de entrada), para gerar torque no eixo do motor e fazer com que as pás das hélices se movam para gerar um ângulo em relação a posição inicial do pêndulo, conforme Figura 1.

Dessa forma, essa estrutura é acoplada a um potenciômetro (sensor de posição) próximo a haste fixa do rolamento, que gera um sinal de tensão (sinal de saída) quando há mudança no ângulo do pêndulo. Então, esse sinal é enviado a um Arduino para indicar a posição em que o pêndulo se encontra. Ademais, por meio do sinal de saída é possível verificar a dinâmica do sistema em malha aberta, que possibilite a aplicação de técnicas de identificação de segunda ordem, por exemplo o MQR, para que um modelo matemático no domínio do tempo discreto seja definido.

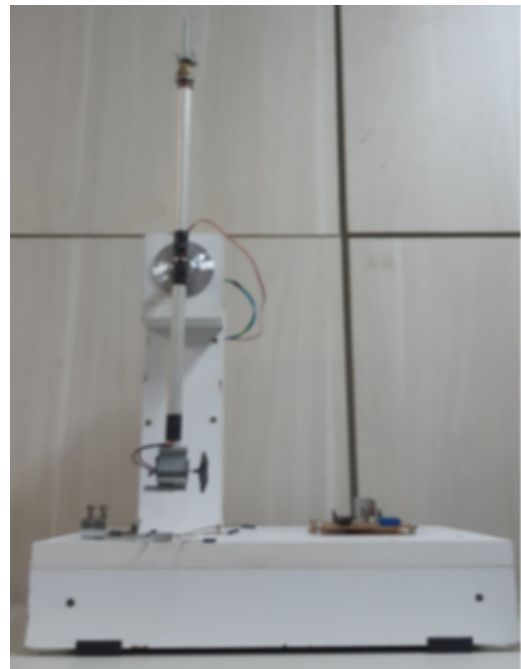


Figura 1. Pêndulo Amortecido (PAM).

É importante ressaltar que o aparato da Figura 1 foi desenvolvido no Laboratório de Controle e Sistemas do Instituto Federal de Educação, Ciência e Tecnologia do Pará (IFPA), *Campus Belém*.

MODELAGEM

A identificação de sistemas é tratada, muitas vezes, como um problema de otimização que envolve algumas medidas para adequação de modelos candidatos a representar um processo real (COELHO e COELHO, 2016).

Esse tipo de modelagem é amplamente utilizado quando há o desconhecimento ou uma alta complexidade na física, que envolve o processo a ser controlado. Segundo Coelho e Coelho (2016), o modelo matemático final é uma forma do conhecimento da relação existente

entre os sinais de entrada e saída, caracterizada no processo físico pela função de transferência. O diagrama de

blocos que exemplifica uma tarefa de identificação pode ser visualizado na Figura 2.

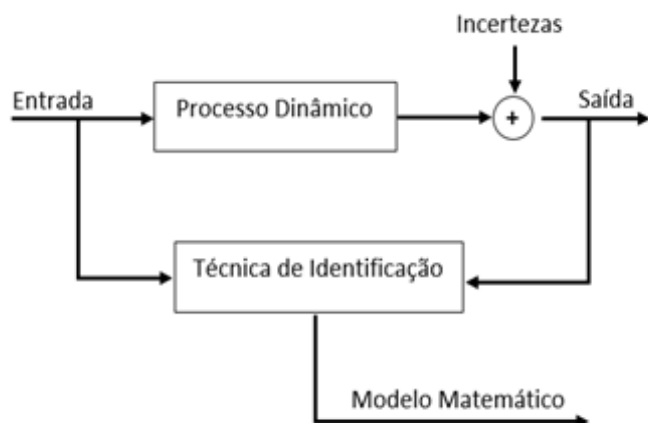


Figura 2. Fluxograma para identificação do processo.

Dentre as técnicas de modelagem paramétricas, os algoritmos MQR são os mais populares para realizar a identificação de sistemas dinâmicos, haja vista que podem ser aplicadas de diversas formas, entre elas está a aproximação estocástica.

Este tipo de identificação calcula novas medidas, a cada período de amostragem, que são utilizadas com o modelo atual para gerar um novo erro de modelagem $e(k)$, no qual mede a qualidade do modelo estimado. Logo, a cada amostra, novas medidas de sinal de controle, $u(k)$, e novas medidas do sinal de saída, $y(k)$, são adquiridas (AGUIRRE, 2007; COELHO e COELHO, 2016).

Vale ressaltar que o procedimento de estimação recursivo possui diversas técnicas para modificar os parâmetros estimados, $\theta(k)$, para $\theta(k+1)$ a cada iteração, pois com isso a modelagem do sistema torna-se mais precisa e, assim, ocorre a correção das estimativas anteriores.

Nos MQR utilizando o algoritmo de estimação da aproximação estocástica, a qual é muito utilizada em processos rápidos ou em processos complexos, a característica principal é o ajuste de um ganho $\gamma(k)$, que é calculado a cada amostra a partir da sequência de ganho com o vetor total de medidas, conforme a equação (1).

$$\gamma(k) = \left[\sum_{k=1}^k |\varphi(k)^2| \right]^{-1} = [r(k)]^{-1} \quad (1)$$

Esse ganho utiliza o vetor $\varphi(k)$, sendo o vetor de medidas composto pelas saídas e pelas entradas.

Com a seleção correta de $\gamma(k)$, pode-se estimar as medidas de $\theta(k)$, conforme a equação (2).

$$\theta(k+1) = \theta(k) + \gamma(k+1)\varphi(k+1)e(k+1) \quad (2)$$

Sendo que o $e(k+1)$ pode ser calculado pela diferença entre a saída

real do processo e o produto do vetor de medidas com os parâmetros estimados.

Após isso, obtêm-se os valores de $\theta(k)$ e a estimação se torna completa. Os valores finais obtidos são os coeficientes da equação a diferenças que representa o sistema.

Vale ressaltar que pela característica de 2ª ordem do PAM, a equação a diferenças que representa o modelo do sistema controlado possui a forma da equação (3).

$$y(k) = -a_1 y(k-1) - a_2 y(k-2) + b_0 u(k-1) + b_1 u(k-2) \quad (3)$$

Onde os valores de a_1 , a_2 , b_0 e b_1 são os resultados obtidos no vetor $\theta(k)$.

CONTROLE

PID VIA SÍNTESE DE DAHLIN

Sabendo que um sistema de malha fechada geralmente é acrescido de um bloco compensador para obter a resposta e controle sobre uma variável; deve-se projetar um controlador para aprimorar a resposta do sistema a ser controlado (ÄSTRÖM e WINTTENMARK, 1995). De fato, existem diversas implementações de compensadores que variam desde um simples filtro de 1ª ordem, até complexos arranjos com equações de ordem maior. Dentre eles, o controlador PID possui três formas de atuação, cada uma com um efeito diferente ao sistema (OGATA e YANG, 2002;

SEBORG et al.,2011).

A combinação da quantidade de cada uma das ações do controlador PID faz com que o controlador, em conjunto com a planta, forneça uma resposta adequada a uma determinada variação na entrada. Dessa forma, a lei de controle do controlador PID é observada na equação (4).

$$u(t) = K_c e(t) + K_i \int_0^t e(t) dt + K_d \frac{de(t)}{dt} \quad (4)$$

Sendo, K_c o ganho proporcional, K_i o ganho integral, K_d o ganho derivativo, $u(t)$ o sinal de controle e $e(t)$ o sinal de erro da malha de controle.

No entanto, para implementação da malha de controle em um sistema real com maior eficiência, deve ser projetado um controlador PID digital. Para o projeto do controlador PID digital, deve-se ter uma correta escolha do período amostragem, T_s , e dos coeficientes K_c , K_d e K_i (AGUIRRE, 2007; COELHO e COELHO, 2016; COELHO, JERONYMO e ARAÚJO, 2019).

Com o objetivo de encontrar valores adequados para os parâmetros do controlador PID, a síntese do PID de Dahlin é adotada. Para isso, deve-se, primeiramente, considerar o diagrama de blocos de um sistema discreto, Figura 3.

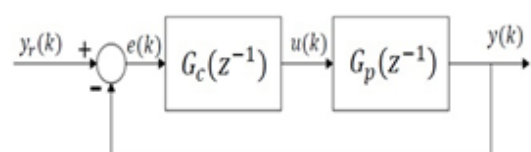


Figura 3. Diagrama de blocos de um processo discreto.

Com base nisso, nota-se que a saída do sistema possui o rastreamento da referência, $y_r(k)$, e possui a forma da equação (5).

$$y(k) = \frac{G_c(z^{-1})G_p(z^{-1})}{1 + G_c(z^{-1})G_p(z^{-1})} y_r(k) \quad (5)$$

Onde, $G_c(z^{-1})$ e $G_p(z^{-1})$ representam as funções de transferência do controlador e da planta, respectivamente.

Nota-se que o controlador depende da especificação da resposta em malha fechada e para assegurar que a realização do controlador seja factível, admite-se que a resposta de malha fechada resultante se comporte como um sistema de 1ª ordem com atraso de transporte, conforme a equação (6).

$$y(k) = \frac{(1 - p_1)Z^{-d-1}}{1 - p_1Z^{-1}} y_r(k) \quad (6)$$

Usualmente, especifica-se o polo de malha fechada como de 2 a 5 vezes mais rápido do que o polo em malha aberta (KNIHS et al., 2010). Admitindo que o polo de malha fechada desejado tenha constante de tempo τ_{mf} , isto é $\tau_{mf}(s + 1)$, então, para um período de amostragem T_s , o polinômio p_1 é calculado pela equação (7).

$$p_1 = e^{\frac{-T_s}{\tau_{mf}}} \quad (7)$$

Como a aplicação no PAM é um processo de 2ª ordem, o controlador digital possui a função de transferência, observada na equação (8).

$$G_c(z) = \frac{\left(\frac{1 + a_1z^{-1} + a_2z^{-2}}{b_0 + b_1z^{-1} + b_2z^{-2}} \right)}{\left(\frac{1 - p_1}{1 - p_1z^{-1} - (1 - p_1)z^{-(d+1)}} \right)^{-1}} \quad (8)$$

Para o projeto do controlador PID de Dahlin, é necessário considerar a função de transferência do controlador PID na forma ideal, equação (9) (ÄSTRÖM e WINTTENMARK, 1995; COELHO, JERONYMO e ARAÚJO, 2019).

Para evitar instabilidade pela presença de fase não mínima da planta e o fenômeno do *ringing* no sinal de controle, aproxima-se o denominador da função de transferência da planta para o somatório dos coeficientes desse denominador.

$$G_c(z) = K_c \left[\frac{\left(\left(1 + \frac{T_s}{T_i} + \frac{T_d}{T_s} \right) - \left(1 + 2\frac{T_d}{T_s} \right) z^{-1} + \frac{T_d}{T_s} z^{-2} \right)}{1 - z^{-1}} \right] \quad (9)$$

Posteriormente, nota-se que relacionando a equação 8 com a equação 9, obtém-se a equação (10).

$$G_c(z) = K_b \left[\frac{1 + a_1z^{-1} + a_2z^{-2}}{1 - a_1z^{-1}} \right] \quad (10)$$

Onde K_b , K_c , T_i e T_d podem ser extraídos dessa igualdade polinomial e são observados nas equações (11), (12), (13) e (14), respectivamente.

$$K_b = K_c \left(1 + \frac{T_s}{T_i} + \frac{T_d}{T_s} \right) \quad (11)$$

$$K_c = K_b(a_1 + 2a_2) \quad (12)$$

$$T_i = \frac{-T_s(a_1 + 2a_2)}{1 + a_1 + 2a_2} \quad (13)$$

$$T_d = \frac{-a_2 T_s}{a_1 + 2a_2} \quad (14)$$

A partir dessas equações, podem-se encontrar os valores para a estrutura do PID. As imposições feitas são conduzidas para não afetar o ganho do controlador e remover os polos indesejáveis da função de transferência. Isto se torna vantajoso na experiência em questão, pois um dos polos possui parte real negativa no plano z , o que causa excessiva variabilidade na saída em malha aberta e produz muitas oscilações.

DYNAMIC MATRIX CONTROL (DMC)

Segundo Camacho e Alba (2013), Jeronymo, Araújo e Coelho (2013), o controle preditivo é um conjunto de métodos de controle que abarca o conceito de predição e obtenção do sinal de controle através da minimização de uma determinada função objetivo e considera o erro futuro e as restrições nas variáveis de processo.

O DMC, o qual é um dos métodos aplicado neste trabalho, tem mostrado muito êxito na indústria de controle de processos. Isso porque essa técnica permite lidar com diferentes casos. Desde sistemas *Single Input, Single Output (SISO)* até sistemas *Multiple Input, Multiple Output (MIMO)*. Também permite a inclusão de ações de realimentação, podem ser incluídas restrições de entrada e saída na formulação da lei de controle e pode

também compensar intrinsecamente os tempos mortos do processo.

Este algoritmo de controle utiliza a resposta ao degrau discreta para modelar a saída do processo (Camacho e Alba, 2013). No entanto, apenas um número de termos (N) é considerado para o processo ser causal e estável. Segundo Coelho, Jeronymo e Araújo (2019), esta técnica é resolvida com a predição da saída da planta e na otimização de um critério sujeito a um conjunto de restrições que considera os erros entre as predições da saída, os sinais de referência e os incrementos nas ações de controle. Portanto, para que o controlador seja projetado com êxito, os parâmetros dos horizontes de saída (N_y), horizontes de controle (N_u) e o fator de ponderação de controle (λ) são escolhidos e testados para obter a estabilização desejada.

O modelo da resposta ao degrau do processo, pode ser caracterizado pela equação (15), onde Δu é o incremento da variável manipulada e g_i são os coeficientes que correspondem aos valores da resposta ao degrau do processo.

$$y(k) = \sum g_i \Delta u(k - i) + n(k) \quad (15)$$

Ademais, o sinal de controle $u(k)$ é obtido minimizando em relação a $u(k + j)$, descrito na função custo da equação (16).

$$J = \sum_{j=1}^{N_y} [\hat{y}(k + j) - y_k(k + j)]^2 + \lambda \sum_{j=0}^{N_u-1} [\Delta u(k + j)]^2 \quad (16)$$

No entanto, como Δu é o vetor do controle futuro a ser calculado em um período de amostragem, deve-se encontrar a matriz dinâmica do sistema (G), que é composta pelas respostas ao degrau, equação (17).

$$G(z^{-1}) = g_1 z^{-1} + g_2 z^{-2} \dots + g_j z^{-j} \quad (17)$$

Com a matriz dinâmica, pode-se encontrar o vetor de ganhos K_g , que é correspondente a primeira linha da matriz $[G^T G + \lambda I]^{-1} G^T$.

O produto entre K_g e o erro entre a referência e a estimativa da resposta livre do sistema garante Δu . Com isso, o sinal de controle pode ser encontrado a partir da equação (18).

$$u(k) = u(k-1) + \Delta u(k) \quad (18)$$

Com base nessa lei de controle, a cada período de amostragem o valor de $u(k)$ é calculado e outros valores de Nu são obtidos.

RESULTADOS OBTIDOS

Inicialmente, pode-se analisar a planta do PAM funcionando em malha aberta, conforme a Figura 4.

Com isso, nota-se uma resposta oscilatória no início do processo, com um *overshoot* de, aproximadamente, 40%; além do sistema não seguir a referência em 1,5 V de forma eficaz, haja vista que o sistema estabiliza em 1,47 V e no tempo de 4 segundos.

Baseado nos sinais de saída da planta em malha aberta, o método de identificação dos MQR com o algoritmo da aproximação estocástica é implementado de forma *offline*. Sendo o vetor inicial de estimação θ , todos os termos iguais a 0,1 e, após a execução do algoritmo, em um tempo de 60 segundos, obtém-se os valores estimados dos parâmetros da planta, conforme equação (18).

$$G_p(z^{-1}) = \frac{(0,0238 + 0,0185z^{-1})z^{-1}}{1 - 1,4265z^{-1} + 0,4688z^{-2}}$$

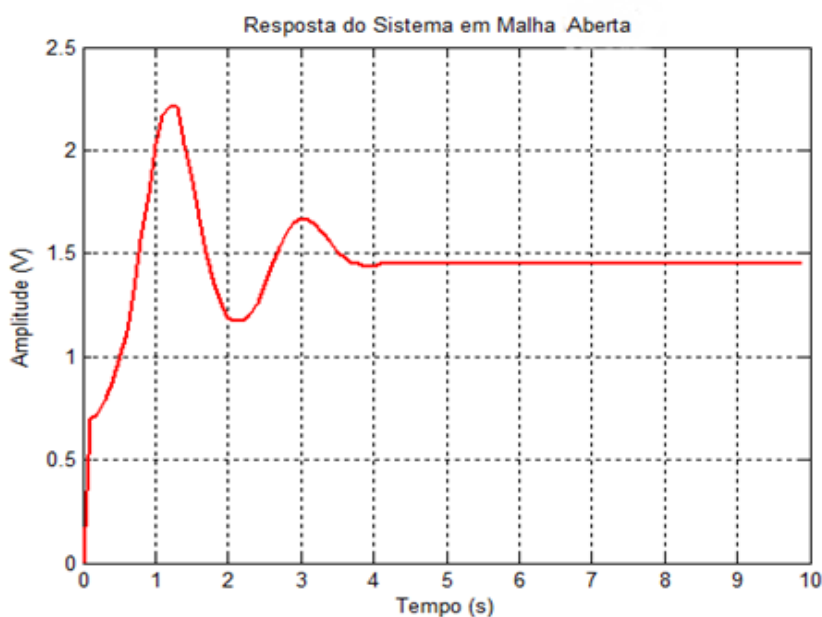


Figura 4. Sinal de saída do PAM em malha aberta.

Adicionalmente, os dois controladores são projetados para controlar e estabilizar a planta, a fim de melhorar a resposta do processo em termos de rastreamento de referência e viabilizar a utilização desta.

Os algoritmos possuem as mesmas condições iniciais, tabela 1, para que a comparação entre os dois métodos de controle seja justa.

Tabela 1. Condições iniciais adotadas.

Número de amostras (nit)	600
Tempo de amostragem (s)	0,1
Primeira referência (V)	2
Segunda referência (V)	2,5
Sinal de controle mínimo (V)	0
Sinal de controle máximo (V)	0

Com base nessas condições iniciais, o controlador PID via síntese

de Dahlin é projetado com um $\tau_{mf} = 4$ segundos. Os sinais de saída e de controle aplicado no processo podem ser observados nas Figuras 5 e 6, respectivamente.

Nota-se na figura 5 que o sistema consegue estabilidade para as duas referências. Para estabilizar, inicialmente, gerou alguns ruídos, porém, alcança a referência de 2 V no tempo de 2,8 segundos. Com a mudança de referência, o sistema conseguiu alcançar de forma mais rápida os 2,5 V no tempo de 5 segundos.

Na figura 6, nota-se o sinal de controle crescente para estabilizar o sistema na primeira referência, este entra em equilíbrio em 3,9 V, aproximadamente no mesmo tempo que o sistema estabiliza o sinal de saída. Após a mudança de referência, o sinal de controle aumenta para estabilizar o sistema novamente.

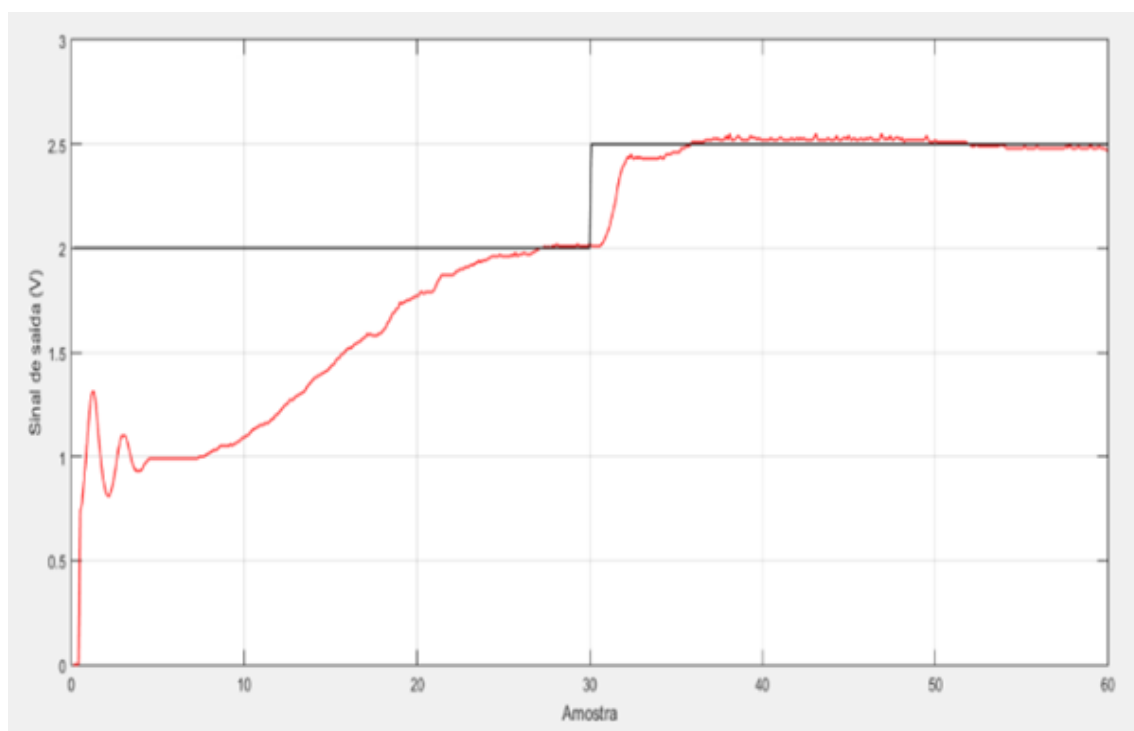


Figura 5. Sinal de saída do processo como controlador PID.

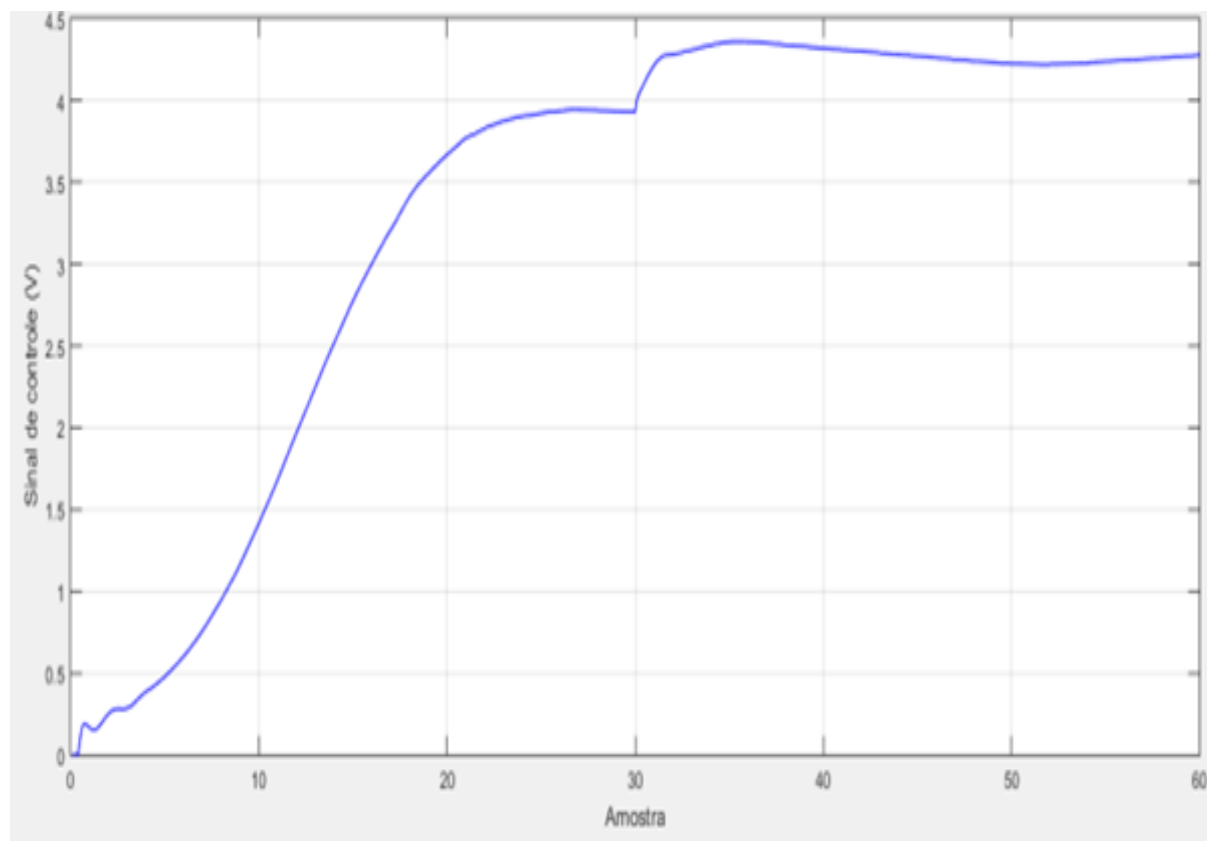


Figura 6. Sinal de controle aplicado pelo PID.

Para o controlador DMC, outros parâmetros devem ser estabelecidos. Tais como: $N = 5$; $N_u = 10$; $N_y = 8$ e $\lambda = 5$.

Os sinais de saída e controle do sistema com o controlador preditivo DMC podem ser observados nas Figuras 7 e 8, respectivamente.

Nota-se que na Figura 7, a saída do processo estabiliza no tempo de 0,8 segundos; no entanto, possui um sobressinal de 20%. Com a mudança de referência, o sistema estabiliza no tempo de 3,4 segundos; porém, com um sobressinal menor, de aproximadamente 8%.

Na figura 8, pode-se observar que o sinal de controle cresce rapidamente no início do processo,

obtém um sobressinal com pico de 4,4 V, mas estabiliza em 3,75 V, aproximadamente no mesmo tempo em que a saída se estabiliza na referência. Com a mudança desta, observa-se um sobressinal com pico em 4,8 V, mas com o sinal de controle se estabilizando em 4,6 V.

Ademais, na Tabela 2, pode-se observar os somatórios dos erros quadráticos (SEQ) e os somatórios dos sinais de controle (SUQ), os quais são obtidos pelas equações (19) e (20), respectivamente.

$$SEQ = \sum_{1}^{Nit} (y_r - y)^2 \quad (19)$$

$$SUQ = \sum_{1}^{Nit} u^2 \quad (20)$$

É importante ressaltar que este trabalho é um estudo comparativo entre uma técnica de controle clássica (PID) e uma técnica de controle avançada (DMC). Não é o objetivo do trabalho avaliar a melhor técnica, mas fazer uma análise da potencialidade dos dois controladores em termo de estabilidade, rastreamento de referência e esforço de controle.

Tabela 2. Somatório dos erros quadráticos e sinal de controle.

	PID	DMC
SEQ	169,37	74,56
SUQ	7819,98	10271,01

CONCLUSÃO

Neste trabalho foi apresentado o projeto de dois controladores, os quais foram implementados na planta PAM, cuja modelagem foi realizada a partir do uso da técnica dos mínimos quadrados recursivos com o algoritmo da aproximação estocástica. O uso dos dois controladores, abre a discussão para a comparação entre as duas técnicas, haja vista que ambos controlaram o sistema, porém de formas diferentes.

O PID via síntese de Dahlin precisou de mais tempo para estabilizar o sistema, apresentou certos ruídos e possuiu maior SEQ, com base no número de amostras utilizadas. Suas vantagens foram menor esforço de controle (SUQ), ou seja, menos sinal de controle foi aplicado na planta, e uma

saída mais conservativa.

No DMC foi notado a rápida estabilização da planta, logo, alcançando um tempo de acomodação menor que o PID. Além disso, o SEQ deste controlador foi menor pelo rápido rastreamento da referência. No entanto, houve o aparecimento de sobressinais (saída mais agressiva) e apresentou a necessidade de usar mais sinal de controle, assim, possuindo maior SUQ; fato esse que deriva do alto processamento computacional que essa técnica de controle preditivo demanda.

Portanto, com base nas informações supracitadas, pode-se afirmar que o estudo e as experiências realizadas na área de controle são importantíssimas. A comparação das duas técnicas deste trabalho mostra que estas conseguem estabilizar a planta e podem ser utilizadas. No entanto, o PID se mostrou mais eficaz nos quesitos sinal de controle aplicado e menor sobressinal; já o DMC se mostrou mais eficaz pela rapidez no rastreamento da referência, menor ruído e menor SEQ, quando comparado ao PID.

Trabalhos futuros irão se concentrar em utilizar essas técnicas em diferentes plantas, com o intuito de demonstrar a eficiência e ampliar a popularidade dessas. Ademais, a utilização de diferentes técnicas de controle preditivo ou de PID's com sintonias alternativas na planta do PAM, também, podem ser viáveis como propostas futuras.

REFERÊNCIAS

- AGUIRRE, L. **Introdução a Identificação de Sistemas: Técnicas Lineares e Não Lineares Aplicadas a Sistemas Reais**. Belo Horizonte: Editora da UFMG, 2007.
- ÄSTRÖM, K. J, and WINTTENMARK, B. **Adaptive Control: Reading**. Massachusetts: Addison-Wesley, Inc. (1995).
- WELLSTEAD, P.E. and ZARROP, M. **Self-Tuning Systems: Control and Signal Processing**. New York: John Wiley and sons, 1991.
- CAMACHO, E. and ALBA, C. **Model predictive control**. Springer Science e Business Media, 2013.
- COELHO, A.; COELHO, L. **Identificação de Sistemas Dinâmicos Lineares**. Editora UFSC, 2 Edição, 2016.
- COELHO, A.; JERONYMO, D., ARAÚJO, R. B. **Sistemas dinâmicos: controle clássico e preditivo discreto**. EDUFSC, 2019.
- JERONYMO, D.; ARAUJO, R. B, COELHO, A. Auto-sintonia conservativa para controle preditivo generalizado adaptativo. **Proceeding Series of the Brazilian Society of Computational and Applied Mathematics**, vol. 1. nº 1, 2013.
- KNIHS, V.; FRANCA, A.; SILVEIRA, A.; GOMES, F.; COELHO, A. (2010). Avaliação e projeto de um controlador self-tuning na estabilização de sistemas oscilatórios. In: HYPERLINK "<https://ieeexplore.ieee.org/xpl/conhome/5738180/proceeding>" 2010 9th IEEE/IAS **International Conference on Industry Applications** - INDUSCON 2010.
- KOKATE, D.; WAGHMARE, L. M. Review of Tuning Methods of DMC and Performance Evaluation with PID Algorithms on a FOPDT Model. **International Journal of Control and Automation**, vol. 4, June, 2011.
- OGATA, K. and YANG, Y. **Modern control engineering**. London 2002.
- SEBORG, D.; MELLICHAMP, D.; EDGAR, T. F; DOYLE, F. **Process Dynamics and Control**. Hoboken, New Jersey: John Wiley and Sons, 2011.