

Identificação e Controle de um Processo de Nível: Aplicação Experimental da Técnica de Aumento Estocástico de Controlador PID

Marcelo N. Lima, Maryson da S. Araújo, Antonio da S. Silveira

Laboratório de Controle e Sistemas, Universidade Federal do Pará, PA,
(e-mails: eng.lima@gmail.com, maryson@ufpa.br, asilveira@ufpa.br).

Abstract: In this article it is shown the experimental results of the application of a design technique that adds stochastic characteristics to the PID controller, enhancing its capacity to handle disturbances such as process noise and measurement ones. The experiments were conducted on a type of plant known as level tank. The model of the plant was obtained experimentally and based on the ARMAX structure via parametric identification using the MATLAB software. Such model structure can incorporate the process noise in the colored case, allowing the application of the stochastic augmentation of the PID controller by means of the generalized minimum variance control method. Simulations and experimental results obtained on the level tank demonstrated that the stochastic PID case has outperformed the conventional digital PID in terms of robustness to noise, showing better performance and less energy consumption.

Resumo: Neste artigo são apresentados os resultados experimentais da aplicação de uma técnica de projeto que acrescenta características de controle estocástico ao controlador PID, melhorando a sua capacidade de tratar perturbações do tipo ruído de processo e de medição. Os experimentos foram conduzidos em uma planta do tipo tanque de nível. O modelo da planta foi obtido experimentalmente com base na estrutura ARMAX via identificação paramétrica usando funções da *Toolbox* de identificação de sistemas do *MATLAB*. Tal estrutura de modelo pode incorporar a modelagem do ruído de processo na condição de ruído colorido, permitindo a aplicação da aumento estocástico do controlador PID a partir do método de controle de variância mínima generalizado. Os resultados de simulação e dos experimentos obtidos com o tanque de nível demonstraram que o caso de PID estocástico superou o PID digital convencional em termos de robustez a ruídos, fornecendo melhor desempenho e consumindo menos energia.

Keywords: Level tank process; Minimum variance controller; PID controller; Stochastic controller; System identification.

Palavras-chaves: Controlador PID; Controlador de variância mínima; Identificação de sistemas; Controlador estocástico; Processo nível de líquido.

1. INTRODUÇÃO

A ideia utilizada neste artigo traz melhorias de recentes pesquisas na área de controle, pois incorpora soluções estocásticas para tratamento de ruídos em plantas reais. Uma técnica especial de controle preditivo e estocástica é incorporada a um controlador PID digital, que consiste no emprego do controle de variância mínima generalizado (GMVC) (Clarke e Gawthrop, 1975). Este controlador é fruto da Teoria de Controle Estocástico apresentada por Åström (1970). A lei de controle do GMVC se baseia em um modelo de processo estocástico para realizar o projeto do controlador, sendo também possível incorporar ao projeto GMVC uma estrutura de controlador previamente conhecida para direcionar o projeto a um formato específico, conforme demonstrado em Pinheiro et al. (2016). As técnicas de controle preditivo e estocásticas foram incorporadas ao controlador PID pelo método chamado de Aumento Estocástico (AE), apresentado e demonstrado por Silva e Silveira (2018). A motivação do

uso desta técnica é que várias plantas industriais possuem informações provenientes de sensores que são muito sensíveis a ruídos, e o tratamento estocástico justifica a utilização da técnica AE Lucas et al. (2020). Os sistemas de nível são frequentemente usados em alguns processos e equipamentos industriais, como, por exemplo: sistemas químicos, caldeiras, sistemas hidráulicos, reservatórios a bordo de navios e em geral.

2. IDENTIFICAÇÃO DO MODELO DA PLANTA

A Figura 1 ilustra a planta a ser controlada, de forma reduzida, retrata um sistema de nível real, encontrado em muitos processos na indústria. O sistema de nível é constituído dois tanques interligados, sendo que o primeiro tem instaladas duas varetas em paralelo que formam um sensor capacitivo, que gera uma capacitância, através de oscilações senoidais, sendo esse sinal condicionado por um transdutor de nível, deixando que as entradas e saídas analógicas operem entre 0 e 5V. Este Sistema possui um

circuito de potência responsável por acionar uma bomba de recalque, que transporta a água entre os tanques.

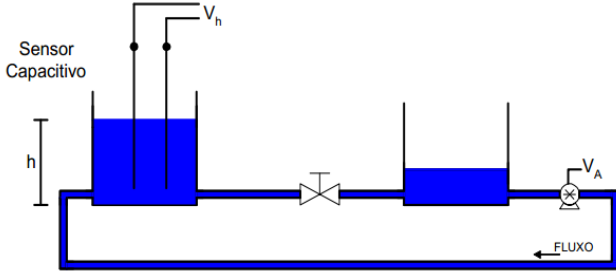


Figura 1. Planta de nível a ser controlada.

O sinal gerado na saída do oscilador senoidal é quadrado, que passa por um circuito monoestável, sendo sua saída um trem de pulsos, cujas variações de frequência provocam modificações proporcionais. O sinal de saída é filtrado e proporcional ao nível, oferecendo o sinal em tensão na faixa de 0 a 5V.

O acionamento da bomba é feito por um *driver* linear a transistores que modifica a tensão na bomba de recalque a partir de sinais de comando, na faixa de 0 a 5V, amplificando-os até 12V, 1,5A.

Visando avaliar a técnica AE com controle PID no problema de controle de nível, este artigo está organizado de maneira a revisar os principais tópicos necessários à técnica AE, sendo estes: identificação de sistemas e análise do modelo identificado, controle de variância mínima, controle PID, formulação do PID e GMVC pelo método AE. Por fim, são apresentados os resultados comparativos entre o PID convencional e o PID estocástico.

Para a identificação do modelo da planta utilizou-se um microcontrolador Arduino que fez a ponte de conversão Analógico-Digital (ADC) e Digital-Analógico (DAC) dos sinais analógicos de entrada e saída da planta, e os sinais de comando digitais provenientes do algoritmo de controle, desenvolvido no MATLAB, embarcado em um computador. Para escrever e ler informações no microcontrolador, trabalhando em conjunto com o MATLAB utilizou-se o conjunto de *software* e *firmware* DaqDuino (Silveira, 2023).

O projeto do método AE depende do GMVC que, por sua vez, exige a identificação de um modelo da planta. Este modelo deve conter tanto as informações de causa e efeito determinísticas quanto o modelo estocástico que caracteriza as incertezas de modelagem e ruídos (Silva e Silveira, 2018). A qualidade desse modelo estimado depende, em parte, da natureza do sinal de entrada aplicado na fase de coleta das amostras (Coelho e Coelho, 2015). Em alguns casos, os únicos dados disponíveis serão os dados de operação normal, enquanto em outras situações será possível e desejável efetuar testes de forma a extrair informação dinâmica do sistema (Aguirre, 2007).

2.1 Escolha e coleta de sinais

Na identificação de sistemas é fundamental excitar a planta utilizando-se sinais com conteúdo harmônico diversificado,

a fim de obter dados de resposta que representem a dinâmica do modelo em amplo espectro desejado. O sinal de entrada deve excitar as denominadas frequências naturais ou modos do sistema, forçando-o a revelar, na saída, as suas características dinâmicas.

Para escolha e coleta de sinais, conforme descrito em Aguirre (2007), projetou-se um sinal de excitação do tipo sequência binária pseudo aleatória (do inglês PRBS), tendo como dupla finalidade, excitar os modos do sistema que correspondem ao conteúdo espectral e prevenir a ocorrência de um mal condicionamento numérico, utilizando uma sequência de comprimento máximo gerada a partir de um registrador de deslocamento baseado em operação com portas lógicas digitais do tipo *E* ou *OU*. O comprimento máximo dessa sequência ou número total de amostras é dado por $N = 2^n - 1$, sendo n o número de bits do registrador de deslocamento, com o intervalo entre bits T_b e a seleção da amplitude, obtemos o período $T = NT_b$. A amplitude do PRBS é limitada pela máxima excursão permitida ao sinal de excitação do processo, sem levar o sistema a operar fora do ponto de operação linear de interesse. A periodicidade do sinal gerado é determinada por n e T_b , este devendo ser compatível com a menor constante de tempo de interesse da planta. Há ainda como relacionar os parâmetros do PRBS às frequências mínima e máxima de interesse, i.e. f_{min} e f_{max} , respectivamente, ao satisfazer

$$\frac{1}{10f_{max}} \leq T_b \leq \frac{1}{3f_{max}}, \quad (1)$$

$$n = \text{int} \left[\log_2 \left(\frac{1}{f_{min}T_b} + 1 \right) \right] + 1, \quad (2)$$

$$f_{min} = \frac{1}{(2^n - 1)T_b} = \frac{1}{NT_b}. \quad (3)$$

Para a escolha da frequência de amostragem f_s costuma-se considerar o uso de frequência 4 a 10 vezes mais rápida que f_{max} (Astrom e Wittenmark, 2011), tal que a frequência de Nyquist, $f_N = f_s/2$, possa abarcar as frequências de interesse do processo.

Neste artigo, nos procedimentos experimentais com o tanque de nível, o sinal SBPA será somado ao sinal de entrada do processo para a coleta dos dados de identificação. Esse sinal foi um sinal quadrado, oriundo de um controlador *On-Off* empregado para que o processo permanecesse em um ponto de operação de interesse.

2.2 Escolha da estrutura e ordem do modelo

Considere o seguinte modelo de processo:

$$A(q)y(k) = B(q)u(k) + C(q)v(k), \quad (4)$$

definido no domínio do operador de deslocamento de tempo discreto q , onde $qy(k) = y(k+1)$ e $q^{-1}y(k) = y(k-1)$, $u(k)$ é a entrada, $y(k)$ é a saída e $v(k)$ é um ruído Gaussiano, média nula e variância σ_v^2 . Os polinômios deste modelo são definidos como:

$$A(q) = 1 + a_1q^{-1} \dots + a_{n_a}q^{-n_a} \quad (5)$$

$$B(q) = b_1q^{-1} + \dots + b_{n_b}q^{-n_b} \quad (6)$$

$$C(q) = 1 + c_1q^{-1} \dots + c_{n_c}q^{-n_c} \quad (7)$$

O modelo em (4) é denominado de auto-regressivo média-móvel com entrada exógena (ARMAX), no qual se considera o caso de ruído colorido, definido pela parcela

$C(q)v(k)$. Quando $C(q) = 1$ tem-se o caso de ausência da parte média-móvel, modelo designado ARX.

A escolha da estrutura depende muito da necessidade de se escolher um valor adequado para a ordem do processo, pois um modelo de ordem menor pode reproduzir a mesma dinâmica do de ordem maior. Outrossim, uma ordem maior que a necessária pode acarretar estimação de parâmetros mal condicionada. Caso a estrutura requerida seja para uma técnica de controle estocástico, a estrutura ARMAX é ideal, pois o modelo estimado terá uma parte determinística e uma parte estocástica, em separado (Silveira e Coelho, 2011).

Uma importante maneira de analisar a estimação dos modelos é verificar como se comportam os resíduos, via função de correlação cruzada (FCC) (8) e de autocorrelação (FAC) (9),

$$FCC = r_{uy}(k) = \lim_{N \rightarrow \infty} \frac{1}{2N+1} \sum_{N=-1}^N u(i)y(i+k), \quad (8)$$

$$FAC = r_{uu}(k) = \lim_{N \rightarrow \infty} \frac{1}{2N+1} \sum_{N=-1}^N u(i)u(i+k). \quad (9)$$

3. PROJETO DO CONTROLADOR

3.1 Controlador GMV

Conforme descrito em Clarke e Gawthrop (1975), o controlador GMV assume a seguinte lei de controle generalizada d passos à frente

$$Q(q^{-1})u(k) = T(q^{-1})y_r(k+d) - P(q^{-1})y(k+d) \quad (10)$$

onde os polinômios $Q(q^{-1})$, $T(q^{-1})$ e $P(q^{-1})$ filtram, respectivamente, o sinal de controle, a referência e a saída.

O problema de controle GMV estabelece que uma saída generalizada e a d passos a frente (Clarke e Gawthrop, 1975)

$$\phi(k+d) = P(q^{-1})y(k+d) - T(q^{-1})y_r(k+d) + Q(q^{-1})u(k) \quad (11)$$

tende a um valor mínimo, de acordo com a minimização do índice de desempenho quadrático,

$$J = E[\phi^2(k+d)] \quad (12)$$

onde o operador $E[\cdot]$ representa a esperança matemática. Utilizou-se o GMV incremental (uma vez que o modelo é tipo 0), objetivando-se forçar o sistema a ter erro de regime nulo, obtendo-se um modelo aumentado ARIMAX (do inglês, *Auto-Regressivo Integrated Moving-Average with exogenous inputs*)

$$\Delta A(q^{-1})y(k) = B(q^{-1})u(k-d) + C(q^{-1})\xi(k), \quad (13)$$

onde $\Delta = 1 - q^{-1}$ é a forma digital do integrador.

Para a minimizar (12) há a necessidade de prever $y(k+d)$ e, considerando o modelo aumentado deslocado d -passos à frente, em (14), temos

$$\Delta A(q^{-1})y(k+d) = B(q^{-1})u(k) + C(q^{-1})\xi(k+d). \quad (14)$$

Para reduzir os erros provenientes dos ruídos no futuro (Silveira e Coelho, 2011), o preditor de mínima variância é dado por

$$\hat{y}(k+d|k) = \frac{B(q^{-1})E(q^{-1})u(k) + F(q^{-1})y(k)}{A(q^{-1})E(q^{-1}) + q^{-d}F(q^{-1})}, \quad (15)$$

onde os polinômios $E(q^{-1})$ e $F(q^{-1})$ são obtidos pela solução da equação de Diophantine (Pinheiro et al., 2016)

$$P(q^{-1})C(q^{-1}) = \Delta A(q^{-1})E(q^{-1}) + q^{-d}F(q^{-1}). \quad (16)$$

De acordo com Silveira e Coelho (2011) e Clarke e Gawthrop (1975), a ordem e a forma canônica dos polinômios são definidos como (Silveira et al., 2018; Dutra, 2018)

$$n_e = \deg(E(q^{-1})) = d - 1, \quad (17)$$

$$n_f = \deg(F(q^{-1})) = \max[(n_p + n_c), (n_a + n_e)] - d. \quad (18)$$

Substituindo (15) na minimização de (12), temos a ação de controle incremental do GMV

$$\Delta u(k) = \frac{C(q^{-1})T(q^{-1})y_r(k+d) - F(q^{-1})y(k)}{B(q^{-1})E(q^{-1}) + C(q^{-1})Q(q^{-1})}, \quad (19)$$

sendo a lei de controle a ser aplicada em um sistema tipo 0, da forma

$$u(k) = \Delta u(k) + u(k-1). \quad (20)$$

3.2 Argumentação estocástica do controlador PID digital

Considerando o controlador PID contínuo por

$$U(s) = k_p \left(1 + \frac{1}{T_i s} + T_d s \right), \quad (21)$$

sendo k_p o ganho proporcional e T_i e T_d os períodos integral e derivativo, respectivamente.

Aplicando-se a aproximação *backward*,

$$s \cong \left(\frac{1 - q^{-1}}{T_s} \right), \quad (22)$$

em (21), o controlador PID digital pode ser calculado como

$$(1/k_p)\Delta u(k) = (p_0 + p_1 q^{-1} + p_2 q^{-2})[y_r(k) - y(k)], \quad (23)$$

onde se tem

$$Q(q^{-1}) = (1/k_p), \quad P(q^{-1}) = T(q^{-1}), e \quad (24)$$

$$p_0 = 1 + \frac{T_s}{T_i} + \frac{T_d}{T_s}, \quad p_1 = -1 - \frac{2T_d}{T_s}, \quad p_2 = \frac{T_d}{T_s}. \quad (25)$$

Reescrevendo (14) e embutindo os polinômios de (26) dentro da saída generalizada do GMVC, para realizar a AE, obtém-se:

$$\phi(k+d) = (p_0 + p_1 q^{-1} + p_2 q^{-2}) [y_r(k+d) - y(k+d)] + (1/k_p)u(k), \quad (26)$$

A partir de (26), ocorre a implementação do PID preditivo e estocástico, baseado na lei de controle GMVC.

$$\Delta u(k) = \frac{C(q^{-1})T(q^{-1})y_r(k+d) - F(q^{-1})y(k)}{B(q^{-1})E(q^{-1}) + C(q^{-1})(1/K_p)}, \quad (27)$$

3.3 GMVC baseado no desempenho do controlador PID

O projeto do controlador PID é realizado via técnica de cancelamento dinâmico de polos, que garante o erro nulo em regime permanente e convergência monotônica a resposta ao degrau. Para impor a dinâmica de malha fechada desejada, necessitamos realizar a seguinte transformação ZOH,

$$G_{mf}(s) = \frac{1}{\tau s + 1} \xrightarrow{\frac{ZOH}{T_s}} G_{mf}(z) = \frac{(1 - z_d)z^{-1}}{1 - z_d z^{-1}} \quad (28)$$

Em (28), $z_d = e^{-T_s/\tau}$ é o polo de malha fechada desejado, definido em função do período de amostragem e da constante de tempo, o comportamento monotônico do sistema. Conforme a alocação desse polo na função de transferência em malha fechada G_{mf} , ocorre o cancelamento dinâmico,

$$G_{mf}(z) = \frac{\frac{p_0}{\Delta} P(z) \frac{B(1)z^{-1}}{1+a_1z^{-1}+a_2z^{-2}}}{1 + \frac{p_0}{\Delta} P(z) \frac{B(1)z^{-1}}{1+a_1z^{-1}+a_2z^{-2}}}, \quad (29)$$

$$G_{mf}(z) = \frac{p_0 B(1)z^{-1}}{\Delta + p_0 B(1)z^{-1}} = \frac{(1-z_d)z^{-1}}{1-z_d z^{-1}}, \quad (30)$$

onde

$$P(z) = 1 + \frac{p_1}{p_0} z^{-1} + \frac{p_2}{p_0} z^{-2}. \quad (31)$$

A solução de (32) fornece p_0 , fazendo-se $P(q^{-1}) = T(q^{-1})$, e analogias entre as equações resultam parâmetros p_1 e p_2 ,

$$p_0 = \frac{1-z_d}{B(1)} = \frac{1-z_d}{b_0+b_1}. \quad (32)$$

$$p_1 = a_1 p_0 \quad (33)$$

$$p_2 = a_2 p_0 \quad (34)$$

Calculado $P(z)$, este carrega o *shape* de desempenho do controlador PID e fornece ao GMVC, via AE, dada a solução de (16), tal que os parâmetros $E(q^{-1})$ e $F(q^{-1})$ do GMVC são dados por (com atraso $d = 1$),

$$e_0 = p_0 \quad (35)$$

$$f_0 = p_0 c_1 + p_1 - e_0 a_1 \quad (36)$$

$$f_1 = p_0 c_2 + p_1 c_1 + p_2 - e_0 a_2 \quad (37)$$

$$f_2 = p_1 c_2 + p_2 c_1 - e_0 a_3 \quad (38)$$

$$f_3 = p_2 c_2 \quad (39)$$

Por fim, atentar que $Q(q^{-1}) = 1/k_p$ representa uma ponderação do sinal de controle.

4. RESULTADOS

4.1 Identificação e estimação do modelo

Projetou-se o SPBA com $f_{min} = 0.08Hz$, $f_{max} = 2,0Hz$, $T_b = 0,165s$, amplitude $V = 0,5V$ e $N = 7$. Este foi somado ao degrau e excitou a planta, obtendo-se a saída $y(k)$, conforme Figura 2.

Após reprocessar e carregar os sinais de entrada e saída, e remover as médias e tendências, de um total de 1000 amostras, metade foi usada para obtenção do modelo e a outra metade para validá-lo.

4.2 Seleção de estruturas e estimação

As estruturas escolhidas para modelarmos a planta são ARX e o ARMAX, as quais são analisadas pela seleção da ordem, comparação entre modelo e saída da planta, e computo da FAC e FCC (resíduos). Após análise da função custo (Loss function) e índice FPE, Tabela 1, analisar os resíduos via funções FAC e FCC, Figura 3, e comparar o melhor modelo com a planta real, após aplicar um degrau, optou-se pelo modelo ARMAX2221 ($n_a = n_b = n_c = 2$), conforme Figura 4.

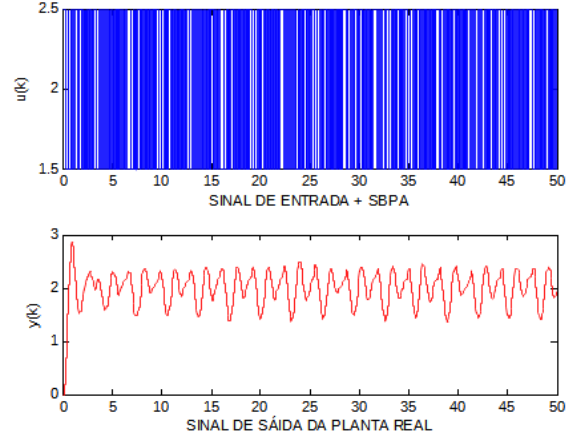


Figura 2. Sinal de saída da planta (em vermelho) em resposta ao PRBS aplicado na entrada da planta.

Modelo	Loss Function	FPE
arx411	0,00014428	0,000148888
amx2221	0,000179381	0,000183695

Tabela 1. Índices de desempenho dos modelos

Espera-se que o modelo descreva as mesmas características da planta real, carregando consigo ruídos dos sensores capacitivos, inclusive durante perturbações.

Foram analisados os dois melhores modelos, os quais têm sua parte ótima (função custo) e índice FPE, conforme Tabela 1.

Na análise de índices e dos resíduos, verificou-se que a FAC e a FCC são similares, com o modelo arx411 prevalecendo um pouco melhor sobre o ARMAX, mas com uma diferença mínima, conforme Figura 3. Para escolher

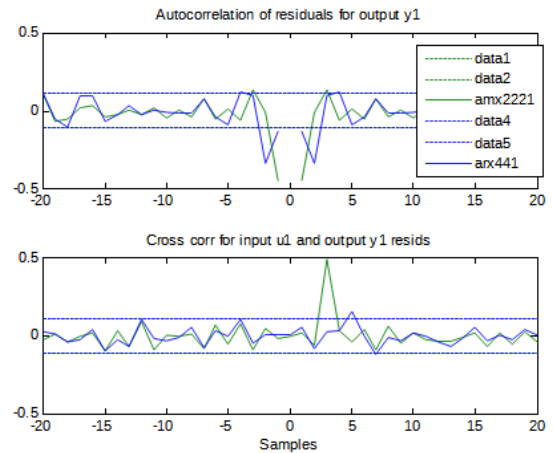


Figura 3. FAC e FCC dos melhores modelos.

o modelo, optou-se pelo de menor ordem (armax2221), onde a planta a ser controlada possui um alto grau de ruído nos sensores capacitivos e o controlador GMV possui características determinísticas e estocásticas separadas, intervindo com isso nas perturbações que estão somadas em conjunto com o polinômio $C(q^{-1})\xi(q^{-1})$.

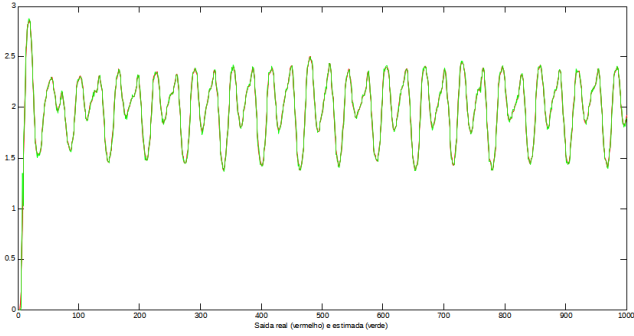


Figura 4. Comparação do modelo armax2221 com a planta real.

Parâmetro	Valor
p_0	4,5826
p_1	-1,3491
p_2	-3,2188

Tabela 2. Parâmetros do Controlador PID

Parâmetro	Valor
e_0	4,5826
f_0	2,8948
f_1	-1,6455
f_2	-1,7998
f_3	0,5572
k_p	1,0

Tabela 3. Parâmetros do Controlador GMV

4.3 Especificações e projeto do controlador

Para o projeto por cancelamento dinâmico especificou-se como constante de tempo em malha fechada, $\tau = 1,5s$, que fornece o polo de malha fechada desejado $z_d = 0,9672$, dado o período de amostragem de 50 ms. Foram efetuados testes práticos para o controle do tanque de nível, um com a referência (SP) em 1,5 V e outro com a $SP = 2,5V$. Os parâmetros do PID digital são apresentados na Tabela 2. Já os do GMVC, obtidos da solução da equação Diophantine (16), estão na Tabela 3.

O desempenho dos controladores projetados foi verificado via testes práticos, bem como o cálculo dos seguintes índices de desempenho: variância da saída generalizada, σ_ϕ^2 , variância do sinal de controle, $\sigma_{u(k)}^2$, a integral do erro quadrático, ISE , e a integral do sinal de controle quadrático, ISU , de acordo com Silveira et al. (2016) e mostrado em (40).

$$ISU = \int u^2(t)dt \cong \sum_{i=1}^N u_i^2 T_s = (u^T u) T_s \quad (40)$$

onde u é o sinal de controle aplicado ao sistema. Este índice ISU é utilizado para dimensionar a quantidade de energia contida no sinal de controle. Já o índice integral do erro quadrático (ISE) é análogo ao anterior, vide (41), proporcionando grandes ponderações para erros grandes e pequenas variações para erros pequenos,

$$ISE = \int e^2(t)dt \cong \sum_{i=1}^N e_i^2 T_s = (e^T e) T_s. \quad (41)$$

Controlador	σ_ϕ^2	σ_u^2	σ_y^2	ISU	ISE
PID	0,2088	0,4801	-	3,8174e+03	24,30
GMV	0,1896	0,3073	-	3,3336e+03	21,81

Tabela 4. Índices de desempenho dos controladores PID e GMV ($SP = 1,5V$).

Controlador	σ_ϕ^2	σ_u^2	σ_y^2	ISU	ISE
PID	0,4649	7,7947	-	2,5717e+04	273,4998
GMV	0,4476	6,4063	-	2,1803e+04	258,3457

Tabela 5. Índices de desempenho dos controladores PID e GMV ($SP = 2,5V$).

4.4 Testes práticos: Rastreamento de referência

Conforme informado no início desta seção, foram realizados testes de rastreamento de referência para o nível do tanque, para níveis de tensão de 1,5 V e 2,5 V. Empregou-se o aplicativo daquino (escrita e aquisição, identificação e controle) e microcontrolador Arduino, utilizado para aplicar o algoritmo de controle na planta, dentro da faixa de 0 a 5 V. Durante os testes práticos, observou-se que os sensores capacitivos são bem ruidosos.

A Figura 5 ilustra o primeiro teste de rastreamento de referência tipo degrau.

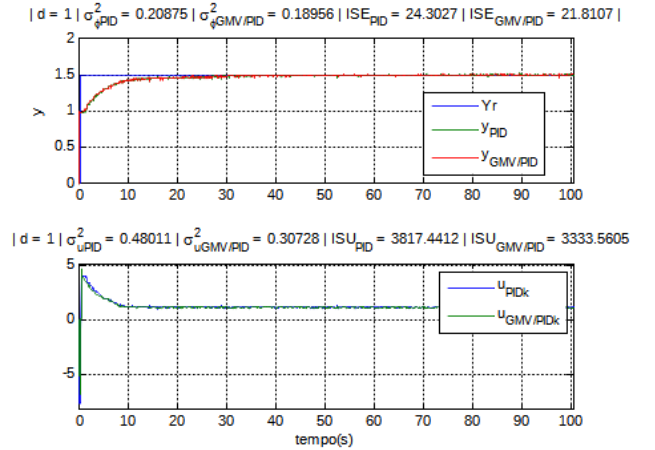


Figura 5. Rastreamento para $SP = 1,5V$.

Verifica-se que o rastreamento ($SP = 1,5V$) realizados pelos controladores apresentam desempenhos similares e adequados, pois o GMV foi especificado conforme o *shape* do PID. A partir dos índices de desempenho na Tabela 4, comparam-se os dois controladores e observa-se que o GMV têm desempenho bastante similar ao do PID, com menores gasto energético e variação nos sinais de saída e de controle, como retratados nos índices menores do GMV.

A Figura 6 ilustra o segundo teste prático de rastreamento de referência degrau.

Vê-se um rastreamento de desempenho também satisfatório, e a Tabela 5 mostra que o GMV novamente tem índices de desempenho melhores que os do PID, economizando energia no controle da planta.

A Tabela 6 mostra que o controlador GMV se encontra dentro do range de ganho (0 a 15 dB) e de fase (0 e 60°).

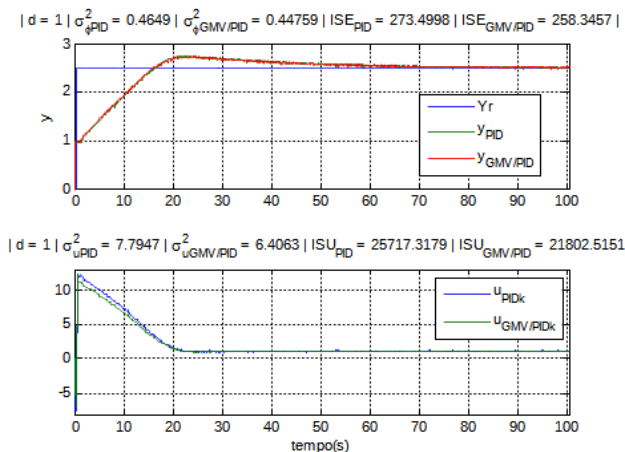


Figura 6. Teste prático: rastreamento para referência em 2,5 V.

Controlador	PID	GMV
GM	0,0019	14,36dB
PM	0,0127	47,69°

Tabela 6. Índices de robustez ($SP = 2,5V$)

O controlador GMC é mais robusto às perturbações, tem adequada predição a erros que afetem o controle de nível e trata melhor as variações nos sinais, graças às habilidades estocásticas.

5. CONCLUSÃO

Este trabalho apresentou resultados experimentais da aplicação de uma técnica de projeto que acrescenta características de controle estocástico ao controlador PID digital, melhorando a sua capacidade de tratar perturbações do tipo ruído de processo e de medição.

O modelo estimado e o SPBA que excitou a planta foram adequados já que explicitaram informações de interesse da mesma, resultando no controle a contento de um processo real com base naquele. Ademais, atestou-se que, dependendo da aplicação, pode-se utilizar um modelo de menor ordem, desde que forneça informações de interesse para a síntese do controlador e atendimento às especificações de malha fechada da planta real. Isto foi comprovado pelo projeto do controlador GMV, que rastreou a referência ao degraú e minimizou a ação dos ruídos nos testes.

O controlador GMV fomenta brilhantemente a ideia de o operador de uma indústria de enxergar a ação de controle clássica de um PID determinístico e, por ter uma máscara de uma ação preditiva e estocástica, a partir de seu modelo aumentado pelo método da AE, melhora seu desempenho e robustez, corroborado pelo presente estudo de caso, ser eficaz na antecipação (no sentido de ter a habilidade de compensar atrasos discretos da planta) e intervenção em plantas ruidosas.

Os controladores têm equivalência devido ao projeto deles, contudo o controlador GMV é menos sensível à variação dos sinais de saída e de ação de controle, dada sua característica de otimalidade, que repercutiu em menor dispêndio energético, respaldado por seus índices de desempenho.

Na AE, contida no controlador GMV e herdada do PID, a inserção do modelo da planta determinou a influência de cada polinômio, nos casos determinístico e estocástico, fornecendo informações importantes para tratar perturbações, conferindo maior robustez ao PID clássico.

Analisar a AE em processos de diferentes dinâmicas são trabalhos futuros relacionados ao tema do presente artigo.

AGRADECIMENTOS

Agradecemos à UFPA, ao PPGE/UFPA, ao LACOS/UFPA e ao CIABA/Marinha do Brasil.

REFERÊNCIAS

- Aguirre, L.A. (2007). *Introdução à Identificação de Sistemas: Técnicas Lineares e Não-Lineares Aplicadas a Sistemas Reais*. Editora da UFMG, MG, Brasil, 3a edition.
- Åström, K.J. (1970). *Introduction to Stochastic Control Theory*. Dover Books on Electrical Engineering Series. Dover Publications.
- Astrom, K.J. e Wittenmark, B. (2011). *Computer-controlled systems: theory and design*. Dover Publications, Mineola, NY, USA, 3rd edition.
- Clarke, D.W. e Gawthrop, P.J. (1975). Self-tuning controller. *Proceedings of the Institution of Electrical Engineers*, 122(9), 929–934.
- Coelho, A.A.R. e Coelho, L.d.S. (2015). *Identificação de Sistemas Dinâmicos Lineares*. Editora da UFSC, 2a Ed., Florianópolis, SC, Brasil.
- Dutra, B.G. (2018). *Metodologia para Estimação de Intenção de Movimento e Controle em tempo real de Prótese Mioelétrica de mão: Uma Abordagem Linear, Preditiva e Estocástica*. Master's thesis, UFPA, Belém, Brasil.
- Lucas, K.E., Pagano, D.J., Plaza, D.A., Vaca-Benavides, D.A., e Ríos, S.J. (2020). Stochastic control for DC-DC power converters: A generalized minimum variance control approach. *IFAC-PapersOnLine*, 53(2), 13410–13417.
- Pinheiro, T.C.F., Silva, A.F., Silveira, A.S., e Araújo, M.S. (2016). Stochastic augmentation by generalized minimum variance control with rst loop-shaping. In *XXI Congresso Brasileiro de Automática*, 1–6.
- Silva, A.F. e Silveira, A.S. (2018). Augmentacao estocastica de controlador PID para o controle da malha de altitude do quadrimotor AR.Drone 2.0. In *Congresso Brasileiro de Automática 2018*.
- Silveira, A.S. e Coelho, A.A.R. (2011). Generalised minimum variance control state-space design. *Control Theory and Applications, IET*, 5(15), 1709–1715.
- Silveira, A., Trentini, R., Coelho, A., Kutzner, R., e Hofmann, L. (2016). Generalized minimum variance control under long-range prediction horizon setups. *ISA Transactions*, 62(1), 325 – 332.
- Silveira, A.S., Silva, A.F., Real, J.A.F., e Silva, O.F. (2018). Centralized multivariable lqg control system for longitudinal and lateral speed hold autopilot for the AR.Drone 2.0 quadcopter. In *Proceedings of the XXII Brazilian Conference on Automática*.
- Silveira, A.S. (2023). DaqDuino. (<https://www.mathworks.com/matlabcentral/fileexchange/50784-daquino>), MATLAB Central File Exchange. Accessed: May 10, 2023.