

Análise de Desempenho e Robustez do Controlador Preditivo Generalizado Aplicado em Plantas Benchmarks

Daniel Abreu Macedo da Silva
Technology Institute
Federal University of Pará
 Belém, Brazil
 daniel.abreu@itec.ufpa.br

Rejane de Barros Araújo
Department of Control and Industrial Processes.
Federal Institute of Pará
 Belém, Brazil
 rejane.barros@ifpa.edu.br

Antônio da Silva Silveira
Technology Institute
Federal University of Pará
 Belém, Brazil
 asilveira@ufpa.br

Abstract—This paper proposes the analysis of robustness and performance of Generalized Predictive Controller (GPC) applied in systems widely used in the industry, the so-called Benchmarks plants. Nine plants with very popular characteristics in industrial processes are presented, multiple equal poles, of fourth order, with zero in the right half-plane, transport delay and lag, transport delay and double lag, with fast and slow poles, of conditional stability, with oscillatory dynamics and with unstable poles. The objective is to analyze the efficiency of the GPC in ensuring robust performance, stability, reference tracking and disturbance rejection in such plants, whether with simple or complex dynamics, in addition to presenting the tuning parameters used for this purpose.

Index Terms—Generalized Predictive Control, Performance and Robustness, Benchmark Plants, Industrial Processes.

I. INTRODUÇÃO

Diversos processos ocorrem em ambientes industriais e a eficiência dos sistemas é extremamente necessária, pois estes necessitam da precisão na saída para se obter o que foi planejado e na entrada para não haver gastos desnecessários com energia ou manutenção; além de robustez para funcionar mesmo com ruídos ou adições de cargas.

As plantas industriais são denominadas *Benchmarks*; estas são um conjunto de processos importantíssimos que ocorrem nas indústrias. Elas possuem características e dinâmicas distintas, cada uma com a sua peculiaridade e finalidade, o que gera complexidade para o projeto do controlador, visto que este deve ser robusto o suficiente para controlar processos dinâmicos de fase não mínima, sistemas não lineares, instáveis de malha aberta, entre outros.

Devido certos processos possuírem dinâmicas complexas, de acordo com [12], o controle clássico pode falhar ou apresentar dificuldades para alcançar o resultado desejado, quando aplicado nesses sistemas. Assim, as técnicas de controle preditivo são uma alternativa; estas visam aprimorar a resposta do sistema e atribuir características que sejam vantajosas para o processo como um todo, a exemplo da predição da saída, além do rastreamento de referência, redução de sobressinais e menor tempo de acomodação camacho.

Segundo [1], [2], estas técnicas de controle avançado necessitam da correta sintonia dos parâmetros de projeto, pois com estes obtém-se o desempenho desejado de malha

fechada. Logo, para que o controlador atue de forma eficaz no seu devido propósito, esses parâmetros devem ser corretamente escolhidos e implementados nos algoritmos dos controladores. No trabalho proposto é apresentado o Controlador Preditivo Generalizado (*Generalized Predictive Control - GPC*), o qual, de acordo com [5], [7], é capaz de controlar processos estáveis e instáveis, ou seja, tanto de baixa quanto alta complexidade. Alguns trabalhos, apresentam aplicações de técnicas de controle clássico em plantas Benchmarks astrom, no entanto, em sistemas de dinâmicas muito complexas, esses controladores apresentam dificuldades em alcançar o resultado desejado; destarte, experimentar controladores avançados, que são projetados para controlar sistemas de alta complexidade e avaliar índices que quantifiquem e qualifiquem o desempenho e a robustez destes se torna interessante.

Este trabalho está organizado da seguinte forma. Na seção 2, a descrição das plantas *Benchmarks* e seus modelos são apresentados. Na seção 3, a abordagem teórica sobre o controlador implementado é apresentada. Na seção 4, os índices de desempenho e robustez avaliados são apresentados. Os resultados obtidos são apresentados na seção 5. Conclusões e propostas para trabalhos futuros são mostradas na seção 6.

II. PLANTAS BENCHMARKS

Ao longo dos anos, diversos sistemas foram desenvolvidos para fins industriais, entre eles estão alguns processos de dinâmicas conhecidas e outros mais especializados astrom. Nos sistemas implementados, as características mais conhecidas são das plantas com múltiplos polos iguais, de quarta ordem, com zero no semiplano direito, com atraso de transporte e lag, e com atraso de transporte e duplo lag. As mais especializadas e, normalmente, mais complexas no quesito de controle são os sistemas com polos rápidos e lentos, sistemas de estabilidade condicional, plantas com dinâmicas oscilatórias, e com polos instáveis.

A. Múltiplos Polos Iguais

Os sistemas com múltiplos polos iguais são muito comuns e, quando possuem 2 ou mais polos, facilmente controláveis. Normalmente, são utilizados para estudos de caso e para o cálculo de controladores que se comportem de maneira amortecida. A função de transferência que representa esse

Agradecimentos à Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoal de Nível Superior (CAPES) pelo suporte financeiro.

processo está contida em (1), sendo n um valor inteiro que varia com o número de polos iguais. .

$$G(s) = \frac{1}{(s+1)^n} \quad (1)$$

Os tempos de acomodação da resposta ao degrau em malha aberta, com 4 valores de n diferentes, isto é, $n = 2$, $n = 4$, $n = 6$, $n = 8$, estão contidos na Tabela I.

TABLE I

TEMPO DE ACOMODAÇÃO DO SISTEMA COM MÚLTIPLOS POLOS IGUAIS.

Número de Polos Iguais	Tempo de Acomodação (s)
$n = 2$	5,83
$n = 4$	9,08
$n = 6$	12,00
$n = 8$	14,80

B. Sistemas de Quarta Ordem

Os sistemas de quarta ordem possuem a dinâmica da função de transferência contida em (2). Suas aplicações são destinadas à processos superamortecidos, onde os polos são próximos do eixo imaginário. O valor de α é variável, com a resposta ao degrau deste sistema, assumindo $\alpha = 0.1$, obtendo tempo de acomodação de 4.03 s.

$$G(s) = \frac{1}{(s+1)(1+\alpha s)(1+\alpha^2 s)(1+\alpha^3 s)} \quad (2)$$

C. Zero no Semiplano Direito

Este processo é comumente encontrado em sistemas de eletrônica de potência, a exemplo de conversores Boost, Buck, Flyback, entre outros wang. Quanto maior o módulo do zero no semiplano direito, dificulta-se a implementação do controle astrom. A função de transferência que representa a dinâmica deste processo está contida em (3). Com a resposta ao degrau, utilizando $\alpha = 2$, o tempo de acomodação encontrado é de 8.38 s. Tal sistema tem como característica o *undershoot* no início da resposta, decorrente da fase não mínima, fato que dificulta o projeto e a implementação do controlador.

$$G(s) = \frac{1 - \alpha s}{(s+1)^3} \quad (3)$$

D. Atraso de Transporte e Lag

O atraso de transporte e o lag são muito comuns em diversos sistemas industriais que necessitam de tempo para começar a responder à entrada seborg2016process. Na equação (4) tem-se a função de transferência que representa o sistema, esta é muito utilizada em diversos processos de identificação de sistemas lineares por representar de forma fiel as características de processos industriais com atraso de transporte coelho. Com a resposta ao degrau, quando $T = 0.1$, obtém-se o tempo de acomodação de 1.39 s. O aumento deste valor deixa o sistema mais lento.

$$G(s) = \frac{1}{1+sT} e^{-s} \quad (4)$$

E. Atraso de Transporte e Duplo Lag

Esse sistema é similar ao proposto em (4), no entanto, possui uma maior rolagem de frequência, devido aos 2 polos astrom, conforme (5), isso provoca o aumento do tempo de acomodação em comparação ao sistema anterior para o mesmo valor de $T = 0.1$, que, a partir da resposta ao degrau, obtém-se 1.58 s.

$$G(s) = \frac{1}{(1+sT)^2} e^{-s} \quad (5)$$

F. Polos Rápidos e Lentos

Esse sistema possui as características dinâmicas de acordo com (6) e com a resposta ao degrau, obtém-se o tempo de acomodação de 76.5 s, fato que demonstra a lentidão do processo em malha aberta.

$$G(s) = \frac{100}{(s+10)^2} \left(\frac{1}{s+1} + \frac{0.5}{s+0.05} \right) \quad (6)$$

G. Estabilidade Condicional

Esse sistema possui características dinâmicas instáveis em malha aberta, a função de transferência está contida em (7), onde a faixa de estabilidade desse processo necessita de um controlador para ser alcançada, visto que a resposta ao degrau de um sistema com estabilidade condicional tende ao infinito astrom,ogata2010modern.

$$G(s) = \frac{(s+6)^2}{s(s+1)^2(s+36)} \quad (7)$$

H. Dinâmica Oscilatória

Processos com dinâmica oscilatória possuem características dinâmicas comuns a plantas amortecidas como pêndulos, motores e alguns processos biológicos nucleico. Além disso, é um processo utilizado para formular modelos de identificação com características oscilatórias coelho. A função de transferência se porta conforme (8), onde a resposta ao degrau, quando adotado $w_0 = 1$ e $\zeta = 0.1$, possui tempo de acomodação de 35.9 s.

$$G(s) = \frac{w_0^2}{(s+1)(s^2 + 2\zeta w_0 s + w_0^2)} \quad (8)$$

I. Polo Instável

Por fim, o sistem com polo instável, em malha aberta, possui resposta ao degrau que tende ao infinito, portanto, sendo instável ogata2010modern. O que demonstra a necessidade de um controlador para fechar a malha e estabilizar processos que possuam esta característica, a função de transferência do sistema está contida em (9).

$$G(s) = \frac{1}{s^2 - 1} \quad (9)$$

III. CONTROLADOR PREDITIVO GENERALIZADO

Diversos sistemas necessitam de técnicas de controle para alcançarem seus objetivos, como por exemplo, seguir referências e se manterem nesta condição quando uma perturbação ocorrer ou com ruídos de medição bolton. Na indústria isso não é diferente, dentre as diversas técnicas que podem ser aplicadas, destacam-se as com características preditivas, sendo bastante exploradas em diversas áreas da

engenharia rejane. Tal fato decorre da presença de um preditor que é empregado nos algoritmos a fim de utilizar o modelo da planta para calcular a ação de controle no instante atual e permitir que as saídas futuras sigam as características desejadas rejane,dorf,wellstead.

De acordo com [1], um controlador preditivo deve se portar conforme o diagrama da Figura 1, onde as informações do modelo matemático do processo são utilizadas junto aos parâmetros de projeto, em um algoritmo preditivo para otimizar uma função custo, com o intuito de levar a saída do sistema ao objetivo de projeto.

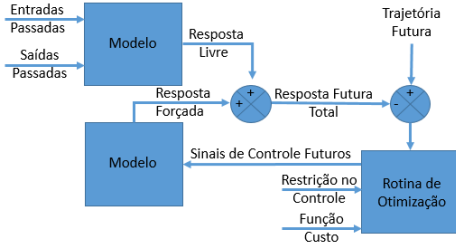


Fig. 1. Diagrama de blocos de um controlador preditivo baseado em modelo.

No trabalho proposto é empregado o GPC que é um controlador que surgiu na década de 90 e vem ganhando muito espaço em diversas áreas. Pela flexibilidade de projeto e robustez, tem sido aplicado na indústria de maneira eficaz e com melhores desempenhos que os controladores clássicos, haja vista que é um controlador projetado para lidar com processos de maior complexidade, como atrasos de transporte desconhecidos, fases não mínimas, não linearidades, entre outros rejane.

O ajuste dos parâmetros deste controlador é imprescindível para se obter a resposta desejada camacho. Estes são N_y , N_u e λ , os quais são, respectivamente, o horizonte de saída (predição da saída), horizonte de controle (otimização do sinal de controle e estabilidade) e o fator de ponderação (robustez ou agressividade do sinal de controle).

No projeto do GPC, a representação do processo é dada por um modelo linear paramétrico discreto do tipo CARIMA (Controlled Auto-Regression and Integrated Moving Average), assim como expresso em (10).

$$A(z^{-1})\Delta y(k) = z^{-1}B(z^{-1})\Delta u(k) + C(z^{-1})v(k) \quad (10)$$

Onde $A(z^{-1})$ e $B(z^{-1})$ são, respectivamente, os denominadores e numeradores da função de transferência discreta do processo e suas raízes caracterizam os polos e zeros de malha aberta da função de transferência, Δ é o integrador do tipo $1 - z^{-1}$, $y(k)$ é a saída do processo, $u(k)$ a entrada, $v(k)$ é uma perturbação, e $C(z^{-1})$ proporciona a robustez ao sistema de malha fechada e deve ter natureza estável bit,clark89,rejane,yoon. A função custo considera o erro entre a predição da saída e a referência futura, bem como o incremento de controle futuro e pode ser expressa, de acordo com [1], [17], conforme em (11), onde N_1 e j são, respectivamente, o horizonte mínimo e o intervalo entre o

horizonte de controle e saída.

$$J = \sum_{j=N_1}^{N_y} [y(k+j) - y_r(k+j)]^2 + \lambda \sum_{j=1}^{N_u} [\Delta u(k+j-1)]^2 \quad (11)$$

Para solucionar o processo de minimização em (11), deve-se prever a saída j passos a frente (\hat{y}) em função dos valores dos sinais conhecidos no instante k (amostra atual) e também das entradas de controle futuras que devem ser calculadas. Com a identidade polinomial em (12), onde os polinômios $E_j(z^{-1})$ e $F_j(z^{-1})$ são definidos pelo modelo da planta e pela variável j , junto a (11) é possível se obter a saída predita em (13).

$$C(z^{-1}) = E_j(z^{-1})A(z^{-1})\Delta + z^{-j}F_j(z^{-1}) \quad (12)$$

$$\hat{y}(k+j) = \frac{F_j(z^{-1})}{C(z^{-1})}y(k) + \frac{E_j(z^{-1})B(z^{-1})}{C(z^{-1})}\Delta u(k+j-1) \quad (13)$$

Ademais, outra identidade polinomial, (14), é utilizada para separar os valores passados e futuros do controle e originar (15), onde $u_f(k)$ e $y_f(k)$ são os valores filtrados de $\Delta u(k)$ e $y(k)$, pelo polinômio $C(z^{-1})$.

$$E_j(z^{-1})B(z^{-1}) = G_j(z^{-1})C(z^{-1}) + z^{-j}\overline{G}_j(z^{-1}) \quad (14)$$

$$\hat{y}(k+j/k) = \overline{G}_j(z^{-1})u_f(k-1) + F_j(z^{-1})y_f(k) \quad (15)$$

Com isso, o vetor ϕ pode ser montado, com as predições da resposta livre, e o vetor de controle incremental futuro, conforme expressos em (16) e (17), respectivamente.

$$\Phi = [\hat{y}(k+1/k) \quad \hat{y}(k+2/k) \quad \dots \quad \hat{y}(k+N_y/k)]^T \quad (16)$$

$$\tilde{U} = [\Delta u(k) \quad \Delta u(k+1) \quad \dots \quad \Delta u(k+N_u-1)]^T \quad (17)$$

Com base nesses vetores, a equação (15) pode ser reescrita na forma vetorial em (18), onde o vetor \hat{Y} é composto pela predição das saídas.

$$\hat{Y} = G\tilde{U} + \phi \quad (18)$$

Uma matriz da resposta da planta ao degrau, G , deve ser montada, esta com dimensão $(N_y \times N_u)$ possui a forma triangular inferior e admite $u(k+j) = 0$ quando $j \geq N_u$. Com esta, pode-se minimizar a função custo para a obtenção do vetor de controle e a lei de controle em (19) e (20), respectivamente, onde K_{GPC} é o ganho desse controlador e é a primeira linha de gt , presente em (21).

$$\tilde{U} = (G^T G + \lambda I)^{-1} G^T (y_r - \phi) \quad (19)$$

$$u(k) = u(k-1) + K_{GPC}(y_r - \phi) \quad (20)$$

$$gt = (G^T G + \lambda I)^{-1} G^T \quad (21)$$

IV. ÍNDICES DE DESEMPENHO E ROBUSTEZ

Os índices de desempenho são ferramentas utilizadas para avaliar a eficácia e o comportamento das técnicas de controle utilizadas em diversos processos. A utilização destes quantifica o desempenho do sistema controlado, sobretudo para avaliação de rastreamento de referência, rejeição de perturbação e da energia do sinal de controle. Quando estes índices são minimizados, o sistema de controle é considerado “ótimo” ou com desempenho dentro dos padrões desejados, e estes são escolhidos dando-se ênfase nas especificações consideradas importantes ao sistema araujo2017controladores.

Do ponto de vista do desempenho, duas variáveis são interessantes na análise do controlador, o somatório quadrático do sinal de controle (SUQ), em (22), e o somatório do erro quadrático (SEQ), em (23). Estes quantificam o gasto energético quadrático total do controlador ao controlar o processo e o erro quadrático total em termos de rastreio de referência dcobep.

$$SUQ = \sum_1^{Nit} (u)^2 \quad (22)$$

$$SEQ = \sum_1^{Nit} (y_r - y)^2 \quad (23)$$

Para analisar os índices de robustez, avaliou-se a função sensibilidade S_{sen} , que é uma função de transferência de malha fechada para a perturbação $d_o(k)$, junto de T_{com} , que é a variável indicativa da sensibilidade do sistema de malha fechada para mudanças no processo araujo2017controladores. Os máximos valores das razões de amplitude de S_{sen} e T_{com} , para todas as frequências, são denominados, respectivamente, pico de ressonância da função sensibilidade, M_s , e sensibilidade complementar, M_t . Tais valores são calculados após a hibridização do GPC para a forma canônica RST. Resultando em (24) e (25), respectivamente.

$$M_s \triangleq \max_{(0 \leq \omega_n < \infty)} \frac{A(e^{j\omega_n})\Delta R(e^{j\omega_n})}{A(e^{j\omega_n})\Delta R(e^{j\omega_n}) + B(e^{j\omega_n})S(e^{j\omega_n})} \quad (24)$$

$$M_t \triangleq \max_{(0 \leq \omega_n < \infty)} \frac{B(e^{j\omega_n})S(e^{j\omega_n})}{A(e^{j\omega_n})\Delta R(e^{j\omega_n}) + B(e^{j\omega_n})S(e^{j\omega_n})} \quad (25)$$

onde, de acordo com [1], para obter a hibridização do GPC para a forma canônica RST, os polinômios $\bar{R}(z^{-1})$, $S(z^{-1})$ e $T(z^{-1})$ são calculados conforme (26), (27) e (28), respectivamente.

$$\bar{R}(z^{-1}) = \left[1 + z^{-1} \sum_{j=1}^{Ny} K_{GPC_j} \bar{G}_j \right] \quad (26)$$

$$S(z^{-1}) = \sum_{j=1}^{Ny} K_{GPC_j} F_{GPC_j} \quad (27)$$

$$T(z^{-1}) = \sum_{j=1}^{Ny} K_{GPC_j} z^j \quad (28)$$

Com os valores de M_s e M_t , segundo [18], a Margem de Ganho (GM - *Gain Margin*) e a Margem de Fase (PM - *Phase Margin*), que se relacionam diretamente com a robustez do processo, podem ser encontrados, conforme (29) e (30), respectivamente.

$$GM \geq \max \left[\frac{M_S}{M_S - 1}, \frac{M_T + 1}{M_T} \right] \quad (29)$$

$$PM \geq \max \left[2\sin^{-1} \left(\frac{1}{2M_S} \right), 2\sin^{-1} \left(\frac{1}{2M_T} \right) \right] \quad (30)$$

V. RESULTADOS OBTIDOS

Os sistemas apresentados são controlados pelo GPC no tempo discreto, ou seja, uma correta escolha do período de amostragem (t_s) para discretizar a planta, baseado na resposta ao degrau e nas características das plantas é necessária rejane. A escolha de um t_s muito pequeno em relação ao tempo de acomodação pode não refletir as dinâmicas desejadas do sistema, assim como super amostrar também. Em sistemas instáveis e integradores, por exemplo, uma amostragem com $t_s = 0.1$ é muito pequena. Com a escolha correta de t_s , a discretização do processo pode ser realizada e representada pela equação a diferenças, do tipo ARX (Auto Regressivo com entradas eXógenas), apresentada em (31).

$$y(k) = -a_1 y(k-1) - \dots - a_{N_a} y(k-N_a) + b_1 u(k-1) + \dots + b_{N_b} u(k-N_b) \quad (31)$$

onde N_a e N_b são, respectivamente, o número de coeficientes dos denominadores e numeradores da função de transferência discreta do processo.

Para o sistema de múltiplos polos iguais, o tempo de amostragem utilizado para a discretização é de 0.2 s e foram adotadas as funções de transferência encontradas para $n = 2$ e $n = 4$, por serem as mais utilizadas em processos industriais, estas estão contidas em (32) e (33), respectivamente.

$$y(k) = 1.6375y(k-1) + 0.6703y(k-2) + 0.0175u(k-1) + 0.0153u(k-2) \quad (32)$$

$$y(k) = 3.2749y(k-1) - 4.0219y(k-2) + 2.1952y(k-3) - 0.4493y(k-4) + 0.0568u(k-1) + 0.5333u(k-2) + 0.4544u(k-3) + 0.0352u(k-4) \quad (33)$$

No sistema de quarta ordem, o tempo de amostragem utilizado é de 0.3 s, a função de transferência discreta encontrada para $\alpha = 0.1$ é representada pela equação a diferenças presente em (34).

$$y(k) = 0.7906y(k-1) - 0.0369y(k-2) + 3.4509e^{-15}y(k-3) + 1.2746e^{-32}y(k-4) + 0.1739u(k-1) + 0.0723u(k-2) + 4.5953e^{-5}u(k-3) - 3.8221e^{-21}u(k-4) \quad (34)$$

Para o sistema com zero no semiplano direito, o valor de t_s adotado é 0.5 s e a função de transferência discreta está contida em (35).

$$y(k) = 1.8196y(k-1) - 1.1036y(k-2) - 0.2231y(k-3) + 0.0068u(k-1) + 0.0427u(k-2) + 0.0114u(k-3) \quad (35)$$

As funções de transferência presentes em (4) e (5) são ambas discretizadas para um $t_s = 0.1$ s; em (36) e (37) estão contidas as respectivas equações a diferenças desses sistemas.

$$y(k) = 0.3679y(k-1) + 0.6321u(k-1) \quad (36)$$

$$y(k) = 0.7358y(k-1) - 0.1353y(k-2) + 0.2642u(k-1) + 0.1353u(k-2) \quad (37)$$

A discretização do sistema com polos rápidos e lentos, presente em (6), é realizada com $t_s = 0.1$ s e a equação a diferenças do sistema está contida em (38).

$$y(k) = 2.6356y(k-1) - 2.4335y(k-2) + 0.9195y(k-3) - 0.1218y(k-4) + 0.0153u(k-1) + 0.0225u(k-2) - 0.0305u(k-3) - 0.0052u(k-4) \quad (38)$$

Para o sistema com estabilidade condicional, presente em (7), o valor de t_s é de 1 s, assim a função de transferência discreta pode ser representado pela equação a diferenças presente em (39).

$$y(k) = 1.7358y(k-1) - 0.8711y(k-2) + 0.1353y(k-3) - 3.1540e^{-17}y(k-4) + 0.1915u(k-1) + 0.2043u(k-2) + 0.0037u(k-3) + 0.0001u(k-4) \quad (39)$$

O sistema com dinâmica oscilatória, presente em (8), possui alto tempo de acomodação, então o valor de $t_s = 3$ s é adotado, a equação a diferenças encontrada é apresentada em (40).

$$y(k) = -1.4137y(k-1) - 0.4759y(k-2) + 0.0273y(k-3) + 1.2279u(k-1) + 1.3765u(k-2) + 0.2579u(k-3) \quad (40)$$

O sistema com polo instável em (9) é discretizado com $t_s = 1$ s; a equação a diferenças desse sistema é apresentada em (41).

$$y(k) = 2.7183y(k-1) + 1.7183u(k-1) \quad (41)$$

Após obter as equações a diferenças, pode-se utilizar esses parâmetros para o projeto do GPC. Os processos são controlados para rastrear três referências: 1.0, 5.0 e 2.5, respectivamente. O número de amostras (nit) e os valores de N_y , N_u e λ , sintonizados de acordo com as recomendações de [1], utilizados para se obter o funcionamento desejado do controlador em malha fechada com as plantas, estão contidos na tabela II. Vale ressaltar que em $nit/2$, é inserida uma perturbação, para representar uma carga na saída, da ordem de 10%, ou seja, de amplitude de 0.5. Além de um ruído branco gaussiano, presente em todas as interações, para

TABLE II
NÚMERO DE AMOSTRAS E PARÂMETROS DO GPC.

Processos-Parâmetros	nit	N_y	N_u	λ
Múltiplos Polos Iguais $n = 2$	300	8	3	1
Múltiplos Polos Iguais $n = 4$	900	8	3	8
Quarta Ordem	600	8	3	0.1
Zero no Semiplano Direito	600	6	3	12
Atraso de Transporte e Lag	450	10	3	5
Atraso de Transporte e Duplo Lag	450	8	3	5
Polos Rápidos e Lentos	450	8	3	5
Estabilidade Condicional	1500	10	1	15
Dinâmica Oscilatória	3000	7	3	21
Polo Instável	900	8	3	4

representar possíveis variâncias encontradas nas medições instrumentais de processos industriais.

As saídas controladas dos processos contidos de (32) à (41) e os sinais de controle aplicados com a utilização do GPC são apresentados, respectivamente nas Figuras 2 à 11.

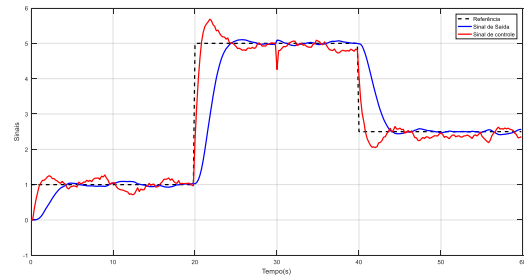


Fig. 2. Sinais de saída e de controle do sistema de múltiplos polos iguais com $n = 2$.

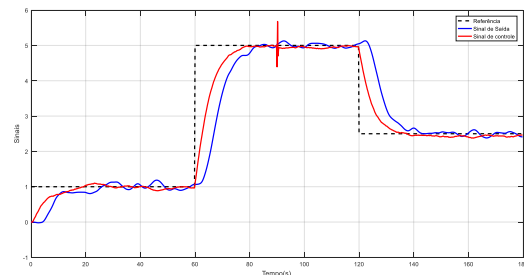


Fig. 3. Sinais de saída e de controle do sistema de múltiplos polos iguais com $n = 4$.

Os processos com múltiplos polos iguais apresentam rastreamento da referência em tempo inferior à 5 s e 20 s para $n = 2$, Figura 2, e $n = 4$, Figura 3, respectivamente. O sobressinal é menor que 10% para $n = 2$ e não ocorre para $n = 4$; os sistemas controlados ignoraram de forma eficaz a

perturbação. Os valores de SUQ e SEQ evidenciam que os sistemas necessitam de mais tempo e sinal de controle para serem estabilizadas nas referências conforme o valor de n aumenta.

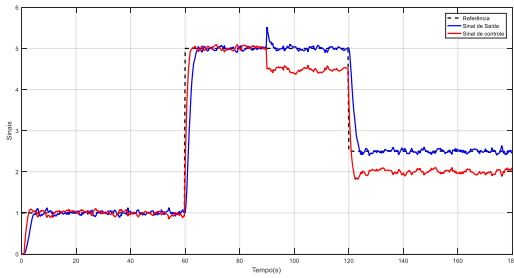


Fig. 4. Sinais de saída e de controle do sistema de quarta ordem.

Para o sistema de quarta ordem, Figura 4, é observado o rastreamento da referência em menos de 3 s e sobressinal menor que 5%; além de ignorar a perturbação de forma correta, voltando para a referência rapidamente.

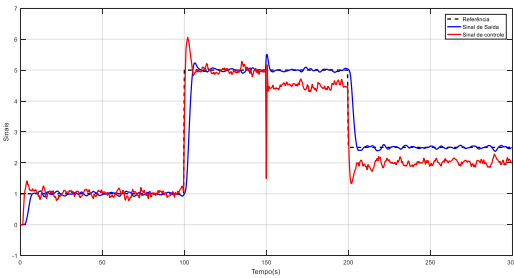


Fig. 5. Sinais de saída e de controle do sistema com zero no semiplano direito.

No sistema com zero no semiplano direito, Figura 5, o rastreamento da referência é eficaz e de forma amortecida, com sobressinal menor que 5%; a perturbação é rapidamente ignorada, assim, o sistema retorna à estabilidade da forma desejada.

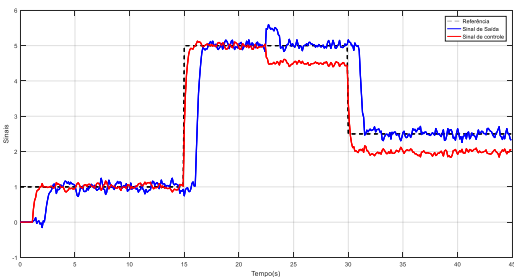


Fig. 6. Sinais de saída e de controle do sistema com atraso de transporte e lag.

Os sistemas com atraso de transporte, Figuras 6 e 7, são processos onde o rastreamento da referência é obtido de

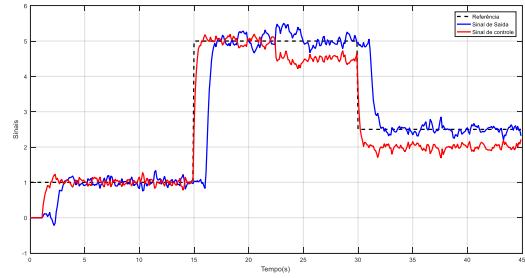


Fig. 7. Sinais de saída e de controle do sistema com atraso de transporte e duplo lag.

forma eficaz em menos de 4 s, não apresentam sobressinais nas respostas e a rejeição da perturbação funciona de forma eficiente; também é notório que com o aumento do lag, ocorre menos facilidade para alcançar a referência, fato esse que justifica o aumento de SEQ.

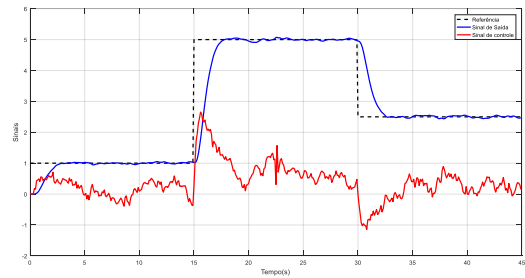


Fig. 8. Sinais de saída e de controle do sistema com polos rápidos e lentos.

No sistema com polos rápidos e lentos, Figura 8, a acomodação na referência ocorre em menos de 5 s, fato que evidencia a rápida estabilização do sistema quando comparado à malha aberta, e os sobressinais na faixa de 8%; a rejeição da perturbação também é obtida com sucesso, mesmo com uma oscilação no sinal de controle.

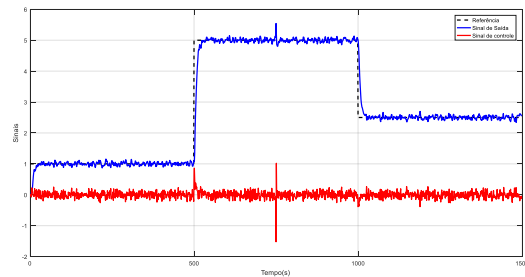


Fig. 9. Sinais de saída e de controle do sistema de estabilidade condicional.

No projeto do controlador para o sistema com estabilidade condicional, Figura 9, a planta estabiliza em malha fechada com o GPC de forma eficaz, o tempo de acomodação é menor que 30 s, sem a presença de sobressinais e com a perturbação

sendo corretamente ignorada; o SUQ apresenta um valor baixo por ser uma planta que não demanda muito sinal de controle para ser estabilizada, apenas a escolha correta dos parâmetros aplicados no controlador GPC.

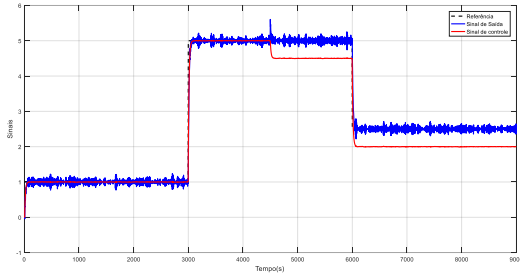


Fig. 10. Sinais de saída e de controle do sistema com dinâmica oscilatória.

Ao controlar o processo de dinâmica oscilatória, Figura 10, o foco é eliminar os sobressinais, haja vista que, nesses processos, os equipamentos podem sofrer danos e até queimar por conta dessa dinâmica; portanto, com tempo de acomodação de 69 s, é notório que o sistema controlado não apresenta sobressinais e ignora de forma eficaz a perturbação, assim, alcançando a referência de maneira segura.

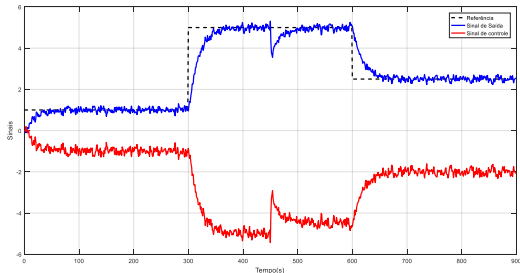


Fig. 11. Sinais de saída e de controle do sistema com polo instável.

Na planta com polo instável, Figura 11, o rastreamento da referência, inclusive após a perturbação, ocorre em menos de 10 s, o sistema é estabilizado de forma correta e sem o aparecimento de sobressinais.

Com o intuito de estabelecer uma métrica em termos de robustez para o controlador, as recomendações de [10] são utilizadas no trabalho, assim sendo, é estipulada uma faixa de valores nas quais o controlador se porta com o *trade-off* entre desempenho e robustez, o chamado desempenho robusto, onde se tem $GM \geq 2.5$ e $PM \geq 45^\circ$. Essa faixa permite que, nas altas frequências, seja possível eliminar ruídos, rastrear referências e rejeitar perturbações. Com base nisso, os valores de SEQ , SUQ , GM e PM encontrados para os processos controlados pelo GPC são apresentados na Tabela III.

VI. CONCLUSÃO

Neste trabalho foi apresentado o projeto do controlador GPC, o qual foi implementado em sistemas Benchmarks com características e dinâmicas distintas muito aplicadas

TABLE III
SOMATÓRIOS QUADRÁTICOS DOS SINAIS DE CONTROLE E DO ERRO.

Processos - Índices	SUQ	SEQ	GM	PM
Múltiplos Polos Iguais com $n=2$	$2,99e^3$	117,14	57,02	12,03
Múltiplos Polos Iguais com $n=4$	$7,87e^3$	802,05	56,10	10,01
Quarta Ordem	$5,63e^3$	39,80	58,02	12,01
Zero no Semiplano Direito	$1,38e^4$	215,20	49,71	4,36
Atraso de Transporte e Lag	$4,80e^3$	289,99	53,01	9,03
Atraso de Transporte e Duplo Lag	$4,11e^3$	309,92	51,45	7,52
Polos Rápidos e Lentos	370,78	141,56	47,27	4,32
Estabilidade Condicional	2,20	113,37	57,64	14,71
Dinâmica Oscilatória	$2,76e^4$	66,86	51,02	8,42
Polo Instável	$8,23e^3$	43,28	49,47	6,31

nas indústrias. A modelagem das plantas contínuas foram baseadas em [12] e a escolha do tempo de amostragem para o processo de discretização foi baseada na resposta ao degrau de cada uma. O modelo encontrado a partir desta foi utilizado em conjunto aos parâmetros do controlador, sintonizado com base em [1], para rastrear as referências adotadas com tempo inferior ao sistema de malha aberta, obter pequeno sobressinal, ou elimina-lo, obter valores aceitáveis de sinal de controle na entrada dos processos e obter a métrica de desempenho robusto proposta por [10].

Com base nas informações apresentadas, pode-se afirmar que o estudo e o projeto para aplicação do GPC em plantas industriais Benchmarks de diferentes dinâmicas foi alcançado. O trabalho apresenta os parâmetros utilizados para sintonia do controlador, assim, este com os modelos apresentados dos processos pôde ser aplicado. Os sistemas foram controlados e os resultados desejados alcançados. Sendo importante ressaltar que as métricas de robustez podem ser alteradas com as mudanças dos parâmetros dos horizontes e do fator de ponderação de controle, para o trabalho, foram escolhidos parâmetros onde os sistemas estejam na faixa de desempenho robusto, mas o GPC também se porta de maneira puramente robusta em processos altamente complexos

Trabalhos futuros irão se concentrar em utilizar diferentes técnicas de controle preditivo nos processos industriais, com o intuito de demonstrar a eficácia e ampliar a popularidade dessas técnicas. Ademais, a implementação prática do GPC nos processos citados também é viável e pode se apresentar como forma de controlar tanto os sistemas de dinâmica simples quanto os complexos. Além de ser possível hibridizá-lo para obter valores de sintonia para o clássico PID, sendo assim, facilmente implementável.

AGRADECIMENTOS

À Universidade Federal do Pará (UFPA), ao Instituto Federal do Pará (IFPA), ao Laboratório de Controle e Sistemas (LACOS) e à Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoal de Nível Superior (CAPES).

REFERENCES

- [1] A. A. R. Coelho, D. C. Jeronymo and R. B. Araujo. *Sistemas Dinâmicos: Controle Classico e Preditivo Discreto*, Editora da UFSC, 2019.
- [2] A. A. R. Coelho and L. S. COELHO. *Identificação de Sistemas Dinâmicos Lineares*, Editora da UFSC, 2004.
- [3] D. A. M. da Silva *et al.*. Generalized Predictive Controller Applied in a Bidirectional DC-DC Converter. In: *2021 Brazilian Power Electronics Conference (COBEP)*. IEEE, 2021. p. 1-6.
- [4] D. E. Seborg *et al.* *Process dynamics and control*. John Wiley Sons, 2016.
- [5] D. W. Clarke, C. Mohtadi and P. S. Tuffs. Generalized predictive control—Part I. The basic algorithm. *Automatica*, v. 23, n. 2, p. 137-148, 1987.
- [6] D. W. Clarke and C. Mohtadi. Properties of generalized predictive control. *Automatica*, v. 25, n. 6, p. 859-875, 1989.
- [7] D. W. Clarke, P. J. Gawthrop. Self-tuning controller. In: *Proceedings of the Institution of Electrical Engineers*. IET Digital Library, 1975. p. 929-934.
- [8] E. F. Camacho and C. BORDONS. Nonlinear model predictive control: An introductory review. Assessment and future directions of nonlinear model predictive control, p. 1-16, 2007.
- [9] E. Wang. Feedback control design of off-line flyback converter. Richtek Technology Corporation, Application Note AN017, 2014.
- [10] G. F. Franklin, J. D. Powell and A. Emami-Naeini. *Feedback control of dynamic systems*, chapter 9. Pearson Higher Education, Inc., New Jersey, 2009.
- [11] J. J. Hughey, T. Hastie, A. J. BUTTE. ZeitZeiger: supervised learning for high-dimensional data from an oscillatory system. *Nucleic acids research*, v. 44, n. 8, p. e80-e80, 2016.
- [12] K. J. Åström, and T. Hagglund. Benchmark systems for PID control. *IFAC Digital Control: Past, Present and Future of PID Control*, p. 5-7, 2000.
- [13] K. Ogata *et al.* *Modern control engineering*. Upper Saddle River, NJ: Prentice hall, 2010.
- [14] M. B. Zarrop. *Self-tuning systems: control and signal processing*. Wiley, 1991.
- [15] R. B. Araújo. *Controladores preditivos filtrados utilizando otimização multiobjetivo para garantir offset-free e robustez*. Repositório de teses e dissertações da UFSC, 2017.
- [16] R. H. Bishop and R. C. Dorf. *Modern control systems*. Prentice Hall, 2011.
- [17] R. R. Bitmead, M. Gevers and V. Wertz. *Adaptive optimal control the thinking man's GPC*. 1990.
- [18] S. Skogestad and I. Postlethwaite. *Multivariable feedback control: analysis and design*. John Wiley & sons, 2005.
- [19] T. W. Yoon and D. W. Clarke. Adaptive predictive control of the benchmark plant. *Automatica*, v. 30, n. 4, p. 621-628, 1994.
- [20] W. BOLTON. *Instrumentation and control systems*. Ed. Newnes, 2021.