

Ajuste de Pólo Auxiliar com Algoritmo Genético para Controladores de Processo Industrial Estruturado em *1DOF* e *2DOF*

Luno Gomes de Oliveira 1st
Programa de Pós-Graduação em
Engenharia Elétrica
Universidade Federal do Piauí
Teresina - PI, Brasil
lunoeste@ufpi.edu.br

Otacílio da Mota Almeida 2st
Dep. de Engenharia Elétrica
Universidade Federal do Piauí
Teresina - PI, Brasil
otacilio@ufpi.edu.br

Francisco Victor Esteves Lemos 3st
Programa de Pós-Graduação em
Engenharia Elétrica
Universidade Federal do Piauí
Teresina - PI, Brasil
victorlemos@ufpi.edu.br

Resumo – Sabe-se que as variâncias dos sinais de controle (variável manipulada) e variável controlada são inversamente proporcionais às reduções de custo e de qualidade da produção em uma planta industrial. Neste sentido, este trabalho propõe a aplicação de Algoritmo Genético para posicionamento polos de um controlador *2DOF* com o objetivo de minimizar o esforço de controle no atuador e saída do processo pela minimização da variabilidade das variáveis de controle e variável controlada das malhas de controle. Estruturas de controle *1DOF* e *2DOF* implementadas na forma de controladores *PID-RST* são utilizadas para implementação do algoritmo proposto. Aplicações experimentais são realizadas no controle de malhas de controle de uma planta piloto industrial demonstrando a eficácia da técnica proposta.

Palavras Chaves - Algoritmo Genético; Controle Robusto; Alocação de Polo Auxiliar; *1DOF*; *2DOF*.

I. INTRODUÇÃO

Um sistema de controle eficiente pode reduzir custos, elevar a qualidade da produção, e trazer um impacto econômico significativo na indústria. [1], [2] apresentaram uma análise do ganho de qualidade do produto gerado e do ganho no custo da produção em função da capacidade de um sistema de controle promover um adequado seguimento de referências com respeito à variância na variável controlada. É possível observar na Fig.1 que quanto maior for a variância da variável controlada em torno da referência, maior será o custo de produção e menor o ganho econômico do processo.

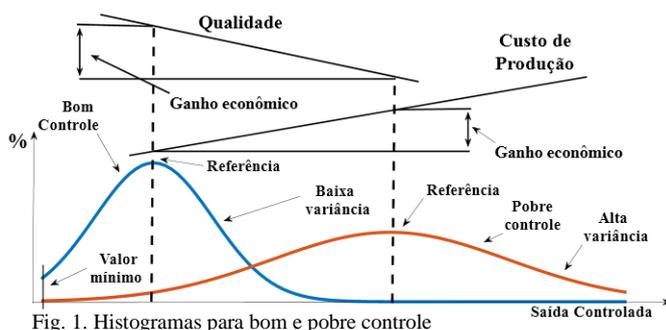


Fig. 1. Histogramas para bom e pobre controle

As observações de [1], [2] estabelecem a definição de um 'bom controle' (*Good Control*) como aquele que apresenta pequena variância da variável controlada em torno da referência estabelecida e um 'pobre controle' (*Poor Control*) como aquele que apresenta grande variância em torno da referência. Sabe-se, entretanto, que uma boa contribuição para a variabilidade da variável controlada está ligada também à variância da variável de controle ou variável manipulada.

Entretanto, estudos têm demonstrado que as malhas de controle dos processos industriais, em geral apresentam oscilações, variabilidades ou outros comportamentos indesejáveis, devido, na maioria dos casos, à pobre sintonia dos seus controladores [3]–[5]. Estes conceitos são aplicados no trabalho de [6], que mostra os efeitos de um 'Controle Pobre' para a temperatura na fermentação da cerveja, que afeta a qualidade da cerveja no processo de fermentação.

No ano 2000 [7] observou que os controladores PID eram os mais utilizados na época, abrangendo aproximadamente 97% dos controladores aplicados em processos industriais. Sabe-se que atualmente outros controladores como o Preditivo e os controladores inteligentes avançaram em números de aplicações industriais, no entanto, ainda hoje os Controladores PID são de longe os mais utilizados em processos industriais fato este corroborados nos trabalhos de [8]–[10]. O Controlador PID na sua forma convencional é implementado na estrutura de um grau de liberdade - *1DOF* (do inglês *One Degrees of Freedom*) - esta estrutura não desacopla o problema de seguimento de referência do problema de rejeição de perturbação [11]–[14]. Para obtenção de melhores resultados, como sugere [15], [16], o uso de uma estrutura de controle que possui dois graus de liberdade (*2DOF* – do inglês *Two Degrees of Freedom*) traz melhores resultados para o controlador PID [17]. A estrutura *2DOF* fornece flexibilidade adicional ao projeto do sistema de controle, corrigindo deficiências do *1DOF* quanto aos problemas de seguimento de referências e de rejeição a perturbação.

As abordagens tradicionais lineares de projetos de controladores PID *2DOF* encontram dificuldades de projeto quando aos índices de otimização das variâncias de variáveis temporais que são incluídas como requisitos. Neste caso destaca-se abordagens baseadas no controle inteligente, [12]

usa em seu trabalho Algoritmo Genético (AG) para o ajuste dos parâmetros do controlador PID 2DOF, para obter um desempenho de controle ótimo ao determinar o ganho ideal, necessário para minimizar o erro entre o sinal de comando e a resposta do sistema.

Exemplo de Aplicações do AG é apresentado nos trabalhos de [18], [19], sendo o AG usado para determinar os parâmetros de um controlador PID, onde faz a minimização dos critérios de erro e expõem uma situação em que o uso da otimização baseada em AG é vantajoso - o caso em que não existem regras de ajuste ou - mais provavelmente - os parâmetros não possam ser facilmente localizado. A abordagem AG foi explorada com funções de custo mais complexas, incorporadas considerações de robustez. No geral, a questão de robustez foi abordada por dois critérios, margem de ganho, fase e uma especificação em uma função de sensibilidade de malha fechada. Poucos projetos de controle usam AG como otimizadores para controladores PID que apresenta uma solução eficiente, assim como propõem [20].

Este trabalho, aplica AG na sintonia de controladores PID 1DOF e 2DOF, propondo minimizar a variabilidade nas variáveis de controle e saída do processo (variável controlada), reduzindo o esforço do controlador. Em [2], demonstra-se que um controlador PID de 2DOF resulta em uma equação de projeto com o número de quatro polos de malha fechada a serem posicionados. Dois destes polos serão posicionados para atender a critérios de desempenho padrões, enquanto os outros dois polos são determinados a partir de um critério de otimização baseado na variância do sinal de controle e sintonizados por algoritmo genético. O método proposto foi aplicado em uma planta piloto, disponível no Laboratório de Controle do Centro de Tecnologia da Universidade Federal do Piauí. Para o controle foi desenvolvido um algoritmo de controladores digitais RST a partir da teoria proposta em [2] e o otimizador desenvolvido segundo [21].

O artigo está dividido como segue: na seção II é apresentado o controle PID 1DOF e 2DOF convencionais; na seção III é apresentado a sintonia dos polos auxiliares em malha fechada por AG; na seção IV é apresentado a Descrição do processo da planta piloto; na seção V é apresentado os resultados simulados e aplicados na planta piloto; na seção VI conclusões e recomendações futuras e a seguinte as referências.

II. CONTROLE PID – 1DOF - 2DOF

A estrutura RST será utilizada como estratégia de controle, Fig.2, uma vez que os polinômios digitais R , T e S são projetadas para atingir o desempenho de regulação desejado, essa estrutura possui dois graus de liberdade (2DOF). O processo é representado pelo quociente entre dois polinômios $B(q^{-1})/A(q^{-1})$, sendo o grau do numerador menor do que o grau do denominador e representada pela função de transferência da Planta Piloto como discutido em [22].

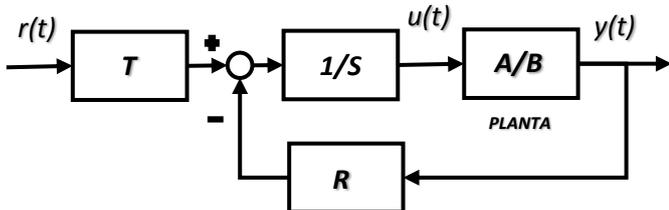


Fig. 2. Estrutura canônica do controlador digital RST

A equação do controlador canônico RST é dada por (1), que é extraída da Fig. 2, em (1) é apresentado q^{-1} , que representa o deslocamento do sinal no tempo. Onde está relação é descrita no domínio do tempo pela equação recursiva a diferença, onde temos $u(t)$ o sinal de controle, $y(t)$ o sinal de saída e $r(t)$ como sinal de referência.

$$S(q^{-1})u(t) + R(q^{-1})y(t) = T(q^{-1})r(t) \quad (1)$$

No qual R , S e T podem ser projetadas de forma independentes por serem polinômios e possuírem o formato apresentado em (2)[23]

$$\begin{aligned} R(q^{-1}) &= r_0 + r_1q^{-1} + \dots + r_{nR}q^{-nR} \\ S(q^{-1}) &= s_0 + s_1q^{-1} + \dots + s_{nS}q^{-nS} \\ T(q^{-1}) &= t_0 + t_1q^{-1} + \dots + t_nq^{-nT} \end{aligned} \quad (2)$$

O controlador representado por (H_{PID}) pode apresentar um funcionamento fundamentado na estrutura do PID clássico, conforme (3).

$$H_{PID}(s) = K \left[1 + \frac{1}{T_i s} + \frac{T_d s}{1 + \frac{T_d}{N} s} \right] \quad (3)$$

Onde K representa o ganho proporcional, T_i a ação integradora, o T_d a ação derivativa e T_d/N funciona como um filtro da ação derivativa. Na discretização do controlador PID digital as relações entre os “parâmetros de tempo contínuo e tempo discreto que dependem do método usado, mas a estrutura do controlador digital permanecerá a mesma” [2]. Uma forma de apresentar a estrutura RST equivalente ao PID dada por (4).

$$H_{PID}(q^{-1}) = \frac{R(q^{-1})}{S(q^{-1})} = K \left[1 + \frac{T_s}{T_i} \cdot \frac{1}{1 - q^{-1}} + \frac{\frac{NT_s}{T_d + NT_s} (1 - q^{-1})}{1 - \frac{T_d}{T_d + NT_s} q^{-1}} \right] \quad (4)$$

O controlador PID (H_{PID}) pode ser implementado na estrutura o RST, referenciadas como $PID1$ para 1DOF e $PID2$ para 2DOF. O $PID1$ é caracterizado, a partir de (4), por possuir os polinômios RST de ordem $n=2$. Além disso, tem-se que $T(q^{-1}) = R(q^{-1})$. A função de transferência de malha fechada dada por H_{CL} que traz a relação da referência $r(t)$ e da saída $y(t)$ para $PID1$ é mostrado em (5).

$$H_{CL}(q^{-1}) = \frac{B(q^{-1})R(q^{-1})}{A(q^{-1})S(q^{-1}) + B(q^{-1})R(q^{-1})} = \frac{B(q^{-1})R(q^{-1})}{P(q^{-1})} \quad (5)$$

Em (5), o polinômio $P(q^{-1})$ define os polos de malha fechada desejados – que está ligado ao desempenho direto da malha. O controlador $PID1$ em geral não simplifica os zeros da planta, contudo, pode ser usado para regular plantas com um modelo discreto com zeros instáveis. O polinômio $P(q^{-1})$ resultante é de 4ª ordem, portanto 4 parâmetros ($p0, p1, p2, p3$) devem ser especificados para solucionar a equação de projeto,

onde $p0$ e $p1$ representam os polos dominantes e $p2$ e $p3$ os polos auxiliares.

O $PID2$ pode ser obtido por meio do $PID1$, alterando apenas a ordem polinomial de $T(q^{-1})$ para $n=0$. $T(q^{-1})$ será um ganho igual à soma dos coeficientes de $R(q^{-1})$. Em síntese: o controlador digital $PID2$ possui os mesmos polinômios $S(q^{-1})$ e $R(q^{-1})$ que o controlador digital $PID1$; a única diferença é que $T(q^{-1}) = R(1)$ em vez de $R(q^{-1})$, preservando assim o ganho unitário do sistema de malha fechada no estado estacionário sem introduzir o efeito dos zeros de $R(q^{-1})$. Logo para $PID1$ tem-se a função de transferência em malha fechada desejada representada por H_{CL} dada por (6).

$$H_{CL}(q^{-1}) = \frac{B(q^{-1})T(q^{-1})}{A(q^{-1})S(q^{-1}) + B(q^{-1})R(q^{-1})} \quad (6)$$

Os coeficientes dos polinômios RST podem ser obtidos por meio de (7).

$$Mx = p \quad (7)$$

O p contém os polos associados ao sistema desejado conforme (8), enquanto que o vetor x é composto por coeficientes dos polinômios RS , como apresentado em (8).

$$x^T = [1, s'_1, r_0, r_1, r_2] \quad (8)$$

$$p^T = [1, p_1, p_0, p_2, p_3]$$

Onde M é a matriz dada formada pelos elementos que compõem a função de transferência da planta a ser controlada, como disposto em (9).

$$M = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ a'_1 & 1 & b'_1 & 0 & 0 \\ a'_2 & a'_1 & b'_2 & b'_1 & 0 \\ a'_3 & a'_2 & 0 & b'_2 & b'_1 \\ 0 & a'_3 & 0 & 0 & b'_2 \end{bmatrix} \quad (9)$$

A solução da equação (7) expressa por (10), onde M^{-1} inversa de (9). Para que matriz M exista, seu determinante deve ser não nulo [2].

$$x = M^{-1}p \quad (10)$$

O vetor x corresponde aos coeficientes dos polinômios R e S do controlador PID , o valor que T assumira dependerá da estrutura, $PID1$ e $PID2$, adotada.

III. SINTONIA DOS POLOS AUXILIARES, EM MALHA FECHADA, POR ALGORITMO GENÉTICO

Algoritmo Genético é uma ferramenta bastante usada na otimização metaheurística [24], sendo reconhecido como otimizadores eficientes de função, usado amplamente na descoberta de padrões, processamento de imagem, processamento de sinal e treinamento de Redes neurais.

A utilização do AG nesse artigo segue a estrutura apresentado na Fig.3, por meio de um processo de competição e variação controlada manter-se uma população de cromossomos, representando soluções candidatas ao problema concreto [25]. Chegou-se a uma população gerada aleatoriamente de “ n ” cromossomos, com aptidão calculada para cada cromossomo da população, em seguida aplica-se a taxa de cruzamento e mutação para criar uma nova população. Substituindo a população atual pela nova população repetindo-se até finalizar o algoritmo [26]. Crossover e mutação foram utilizadas no algoritmo [27].

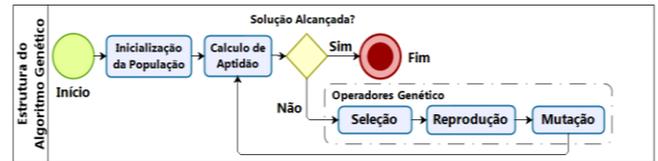


Fig. 3. Estrutura de um algoritmo genético

A otimização proposta para os “*polos auxiliares*” que compõem (8) apresenta $p3$ como $(\alpha1)$, e $p4$ como $(\alpha2)$ sendo estruturas fundamentais na construção de um sistema estável. Já os polos dominantes são determinados pelas equações (11) e (12), representado por $p1$ e $p2$, resultado da discretização de uma equação de segunda ordem.

$$p1 = -2 \cdot e^{-\zeta \cdot w0 \cdot Ts} \cdot \cos(w0 \cdot \sqrt{1 - \zeta^2} \cdot Ts) \quad (11)$$

$$p2 = (e^{-\zeta \cdot w0 \cdot Ts})^2 \quad (12)$$

Sendo ζ o fator de amortecimento, $w0$ a frequência natural amortecida do sistema e Ts o período de amostragem. Estes parâmetros definem um conjunto de dois polos complexos conjugados denominados de dominante e que estão relacionados com a estabilidade e forma de resposta. A alocação dos polos Auxiliares diferenciam-se para cada sistemas, trazendo faixas diferente há serem aplicadas para auxiliar na estabilidade de um sistema. Para este trabalho a faixa de sintonia dos polos auxiliares foi de $-0,03 a + 0,3$ no plano Z , como apresentado na Fig.4, define-se a região dos polos dominantes e dos polos auxiliares para sistemas de 2ª ordem.

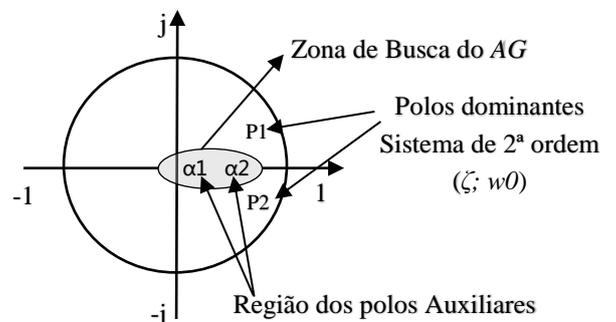


Fig. 4. Polos de um controlador PID digital e região de busca AG

O AG deve satisfazer simultaneamente o objetivo e restrições. O objetivo é minimizar o esforço do controlador em regime permanente, através da função fitness é formada por (13) que é o esforço do controlador e pelas penalidades,

gerando (14). Na qual, as restrições que são utilizadas na busca de polos ótimos, a função objetivo é incorporada pelos critérios de robustez Tabela 2.

$$J_u = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N (u(i))^2 \quad (13)$$

$$fitness = \sum_{i=1}^N (J_u + penalidades(i)) \quad (14)$$

As restrições são definidas pelas margens de ganho, margem de fase, margem de módulo e margem de Atraso, vide Tabela 2, onde recebem penalidades quando não sejam cumpridas, elevando o valor de custo. Os parâmetros de ajuste utilizados no AG deste trabalho seguem na Tabela 1, utilizando codificação real.

TABELA 1. PARÂMETROS PARA AG

População	50
Numero de Interações	80
Mutação	2%
Crossover	90%

TABELA 2. PARÂMETROS INICIAIS PARA O CONTROLE

MARGENS	SIMBOLOGIA	REGRA	VALORES
Margem de Ganho	ΔG	$>$	2 (6dB)
Margem de Fase	$\Delta \phi$	\geq	30°
Margem de Fase	$\Delta \phi$	\leq	60°
Margem de Atraso	$\Delta \tau$	\geq	T_s
Margem do Módulo	ΔM	\geq	0,5 (-6dB)

IV. DESCRIÇÃO DO PROCESSO PLANTA PILOTO

A planta *MPS-PA da Festo*, conforme Fig.5 e Fig.6, é composta para atender uma série de elementos de diferentes requisitos de formação profissional e de capacitação para uma indústria [28]. Com a planta piloto foi feita uma análise da variável de controle do nível.



Fig. 5. bancada didática MPS-PA

Os tanques (*B102*; *B101*) tem capacidade regular para 10 litros (L) utilizado para fluidos. Os tanques estão ligados entre si, permitindo que o fluido de arrefecimento pode ser transferido de um tanque para outro de acordo com o processo que pretende realizar.

A bomba centrífuga *P101* é um equipamento critico no sistema, ela é responsável transferir o fluido entre os reservatórios *B101* através do sistema de tubulação conforme mostra a Fig.6. É um equipamento que tem alguns pontos importantes a serem seguidos, não deve ser operada com o tanque *B101* seco, deve ter o mínimo de fluido para que ela entre em funcionamento e sua tensão de 0 a 24V DC [28].

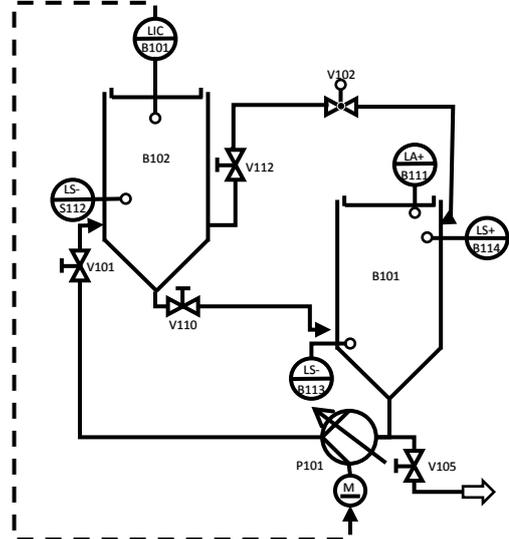


Fig. 6. Fluxograma do sistema de controle de nível

A. Caracterização da Planta Piloto

Após a busca por polos auxiliares ótimos, o AG encontrou polos ótimos para as estruturas *PID1* e *PID2*, ou como denominado nesse trabalho “*Polos AG*”. Na Tabela 2 é apresentado os valores para os polos alocados na origem, os polos escolhidos de forma aleatória e os polos otimizados. Com a obtenção dos *Polos AG* ($\alpha 1$, $\alpha 2$), aplicou-se o controle *RST* para cada caso, obteve-se os parâmetros dos polinômios (3), apresentados na Tabela 3, com esses valores aplicou-se em (2) para o controle na planta real.

TABELA 3. PARÂMETROS PARA O CONTROLADOR

Controle	Polos	P1	P2	axi1	axi2	s1	s2	r0	r1	r2	Tq
RST PID1	Polos na Origem	-1,588	0,638	0,000	0,000	-1,565	0,565	19,553	-29,442	10,889	-
	Com Polos	-1,588	0,638	0,100	0,200	-1,106	0,106	13,670	-14,950	2,600	-
	Polos AG	-1,588	0,638	0,300	0,289	-0,756	-0,244	11,395	-7,401	-2,319	-
RST PID2	Polos na Origem	-1,588	0,638	0,000	0,000	-1,565	0,565	19,553	-29,442	10,889	1,000
	Com Polos	-1,588	0,638	0,100	0,200	-1,106	0,106	13,670	-14,950	2,600	1,320
	Polos AG	-1,588	0,638	0,242	0,519	-0,546	-0,454	9,982	-2,801	-5,296	1,886

A planta controlada proposta para este artigo tem a função transferência (FT_{planta}) dada por (15), obtida pelo método de estimação dos mínimos quadrados não-recursivo (MQNR) [29], [30].

$$FT_{planta} = \frac{0.009188 z^{-1} + 0.001553 z^{-2}}{1 - 0.5492 z^{-1} - 0.05209 z^{-2}} \quad (15)$$

Para a função de transferência estimada discreta da planta, empregou um tempo de amostragem $T_s = 1s$

V. RESULTADOS SIMULADOS E APLICADOS NA PLANTA PILOTO

Bombas no geral são equipamentos que quando estão em regime permanente de trabalho podem sofrer danos dependendo do esforço de sua atuação reduzindo sua vida útil, logo o desafio é ter um controle que permita as bombas centrífugas no controle recebam o mínimo de esforço ao serem controladas, e garanta assim, uma mínima variabilidade nas variáveis de controle e saída do processo (variável controlada).

Na simulação foram obtidos resultados conforme Tabela 4 o esforço do controlador para *polos AG* apresentam resultados acima dos outros dois polos, porém quando aplicado a prática nota-se um comportamento diferente. O controlador *PID1*, apresentou resultados satisfatórios usando *polos AG* em relação aos outros dois. Para o controle *PID2* foi obtido uma taxa de 1,5% maior em relação a polos não otimizados e um esforço do controlador (*EC*) 6% maior que com polos na origem.

TABELA 4. ESFORÇO DO CONTROLADOR SIMULAÇÃO

Simulado	RST Tipo	PID1			PID2		
	Esforço do Controlador	Polos na Origem	Com Polos	Polos AG	Polos na Origem	Com Polos	Polos AG
Valores	EC	540,29	310,79	244,91	125,71	131,08	133,68

A aplicação do controle de nível usando *PID1* está representado na Fig. 7, enquanto para *PID2* na Fig. 8. No qual, os itens (a, c, e) representam a atuação do controle e os (b, d, f) a atuação do controlador, onde $ref(k)$ é a indicação da referência, $Y_{(POR)}$ o controlador usando polos na origem, $Y_{(CP)}$ polos não otimizados e $Y_{(PAG)}$ polos *AG*.

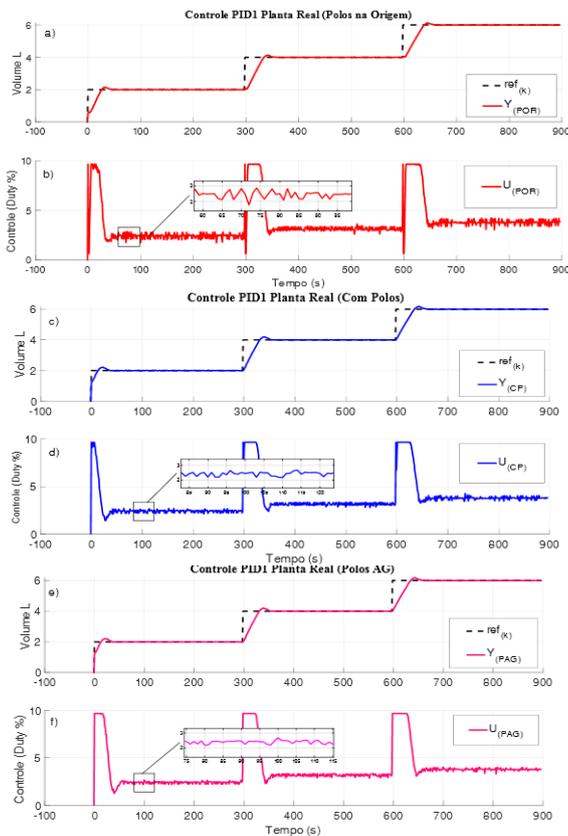


Fig. 7. Controle PID1: (a,c,e) controle (b,d,f) atuação do controlador

A atuação do controlador usando polos na origem, polos não otimizados e *polos AG* são representados por $U_{(POR)}$, $U_{(CP)}$ e $U_{(PAG)}$, respectivamente. Na Fig. 7 (b, d, f) e Fig. 8 (b, d, f), pode-se notar nas partes ampliadas que o regime do atuador otimizado por *AG* é menos instável que os outros dois controladores, fazendo com que o *EC* seja menor e a atuador trabalhe de forma mais suave.

Em resumo a Tabela 5 mostra que o *EC* quanto ao controle utilizando os *polos AG* é menor para o controlador no sinal de saída do processo (variável controlada). Para o *PID1*, chega a ser cerca de 8% menor em relação ao controle com polos na origem, e aproximadamente 7% menor em relação ao controlador com polos não otimizados (polos aleatórios). Para o *PID2* há uma redução no *EC* de aproximadamente 22% em relação aos outros dois controles.

TABELA 5. ESFORÇO DO CONTROLADOR APLICAÇÃO REAL

Planta Real	RST Tipo	PID1			PID2		
	Esforço do Controlador	Polos na Origem	Com Polos	Polos AG	Polos na Origem	Com Polos	Polos AG
Valores	EC	148,31	146,49	136,79	162,79	160,36	126,99

Devido a estrutura *2DOF* fornece flexibilidade adicional ao projeto do sistema de controle, que corrigindo deficiências do *1DOF*, a Fig.8 possui um sinal mais estável quando comparado com a Fig.7, pois o *PID2* corrige deficiências do *PID1* quanto aos problemas de seguimento de referências e de rejeição a perturbação.

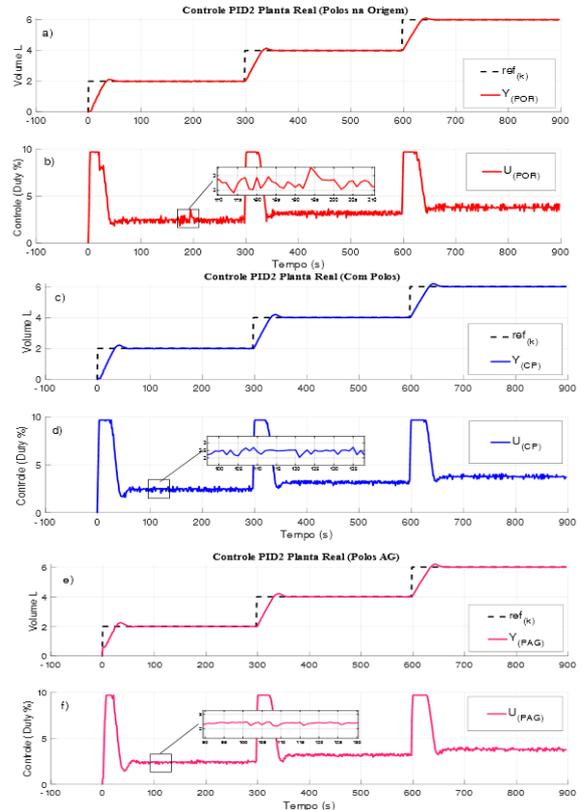


Fig. 8. Controle PID1: (a,c,e) controle (b,d,f) atuação do controlador

Para verificar o comportamento do sistema controlado mediante perturbações, foi gerado para cada patamar de referência um distúrbio, que consiste na retirada de um volume

de 1800 mililitros (ml) a um tempo médio de 37,44 segundos (s), que chegou a uma vazão de aproximadamente 48 ml/s, gerando novos resultados presente na Tabela 6.

TABELA 6: ESFORÇO DO CONTROLADOR APLICADO COM DISTÚRBITO

Planta Real com Distúrbio	RST Tipo	PID1			PID2		
		Esforço do Controlador	Polos na Origem	Com Polos	Polos AG	Polos na Origem	Com Polos
Valores	EC	244,54	179,20	174,38	175,17	165,58	159,56

Esses resultados apresentam-se de forma satisfatória para o controle com *polos AG*. Simulando assim, a utilização da bomba em condições severas, levando-a trabalhar sob estresse.

Na Fig. 9 (b, d, f) e Fig. 10 (b, d, f), pode-se notar que mesmo com a aplicação de um distúrbio na malha de nível, conforme colocado na motivação da solução do problema, a diminuição da variabilidade da variável de controle e saída do processo pode ser convertido em melhorias na qualidade de produtos na indústria assim como na redução de custos de produção por atuador otimizado por *AG*.

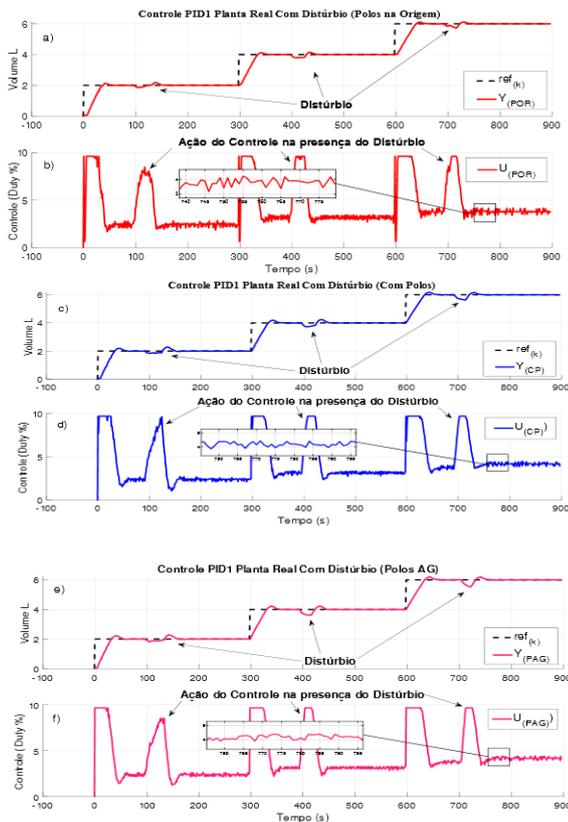


Fig. 9. Controle PID1: (a,c,e) controle (b,d,f) atuação do controlador

Nas estruturas das Fig. 9 (b, d, f), Fig. 10 (b, d, f), é possível ver a ação do atuador (bomba centrífuga *P101*), em trabalho forçado devido a presença do distúrbio, e mesmo assim, observa-se na Tabela 6 que o *EC* é menor com o controle usando os *polos AG* do que os outros dois tipos de controlador, tanto para estrutura *PID1* quanto para a estrutura *PID2*. Apesar do controle permanecer quase inalterado, apresentando pequenas variações, os valores das variáveis de controle são bem distintas, como mostra as Figuras 7 - 10

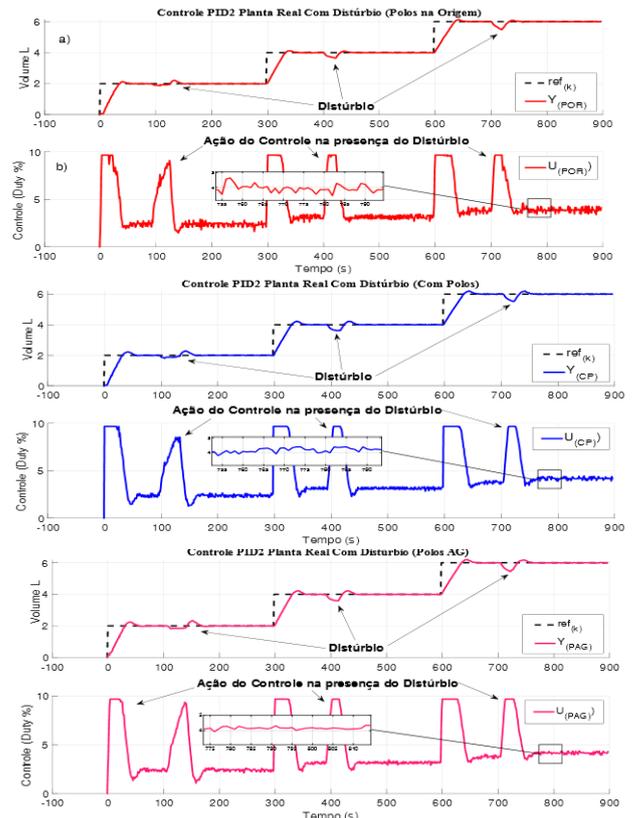


Fig. 10. Controle PID2: (a,c,e) controle (b,d,f) atuação do controlador

Quando comparado com os outros dois controles presentes na Fig.10 (b, d) o controle com polos otimizados por *AG*, Fig.10 (f) demonstra estabilidade mesmo na presença de distúrbio.

VI. CONCLUSÃO

Neste trabalho foi apresentado forma de posicionamento ótimo de dois dos 4 polos resultantes da equação (8), projetando duas estruturas baseadas no PID foram desenvolvidas, denominadas *PID1* e *PID2*, possuindo *1DOF* e *2DOF*, respectivamente, utilizou-se algoritmos genéticos (*AG*) para a otimização dos polos auxiliares, Chamados de *Polos AG*, com a finalidade de obter um menor esforço do controlador (*EC*), assim minimizando as variabilidades nas variáveis de controle e saída do processo (variável controlada), que compõem a equação característica que estima os polinômios do controlador *RST*.

A estrutura *PID2* com polos *AG* apresentou os melhores resultados, com aproximadamente 45% menos variabilidade na ação do atuador. A estrutura *PID1*, foram obtidos bons resultados com os *polos AG*, apresentando valores de 8% e 7%, em relação aos polos na origem e não otimizados (Aleatórios), respectivamente. Com esses resultados, mostra-se que o posicionamento dos polos auxiliares com algoritmo genético permite uma melhora significativa no controlador *2DOF* com estrutura *RST*. Como trabalhos futuros, espera-se implementar um *AG* multiobjetivos que integre o *EC* e os índices de desempenho tais como, integral absoluta do erro (*IAE*), de

forma a quantificar o erro ocorrido por uma perturbação podendo melhorar a parte transitória na resposta da planta.

AGRADECIMENTOS

Agradeço aos companheiros e amigos que ganhei no laboratório de controle da UFPI, ao meu Orientador e aos demais colegas que fiz ao longo dessa jornada e aos professores que compõem o programa de pós-graduação da UFPI por essa oportunidade e ao Grupo de Automação e Sistemas Inteligentes (GRASI).

REFERENCIAS

- [1] I. D. Landau, "The R-S-T digital controller design and applications," *Control Eng. Pract.*, vol. 6, no. 2, pp. 155–165, Feb. 1998.
- [2] I. D. Landau and G. Zito, *Digital control systems: design, identification and implementation*, E.D. Sonta. 2006.
- [3] L. Desborough and R. Miller, "Increasing customer value of industrial control performance monitoring-Honeywell's experience," in *Increasing customer value of industrial control performance monitoring-Honeywell's experience*, 2002, vol. 98, pp. 169-189.
- [4] İ. Kaya and M. Nalbantoğlu, "Simultaneous tuning of cascaded controller design using genetic algorithm," *Electr. Eng.*, vol. 98, no. 3, pp. 299–305, 2016.
- [5] E. J. A. Mejía, "Modelado y Sintonización de un Controlador PID De Un Robot Tipo Puma de Tres Grados de Libertad Utilizando Lógica Difusa," Universidad Nacional del Callao Escuela de Posgrado, 2019.
- [6] B. Li, Y. Jiang, and B. Ye, "Fuzzy intelligent PID control of beer fermentation process," *J. Lanzhou Univ. Technol.*, vol. 6, 2006.
- [7] C.-C. Yu, *Autotuning of PID controllers: a relay feedback approach*, 2^o Ed. Londres, 2006.
- [8] J. Berner, K. Soltesz, T. Hägglund, and K. Åström, "An experimental comparison of PID autotuners," *Control Eng. Pract.*, vol. 73, pp. 124–133, Apr. 2018.
- [9] J. Berner, T. Hägglund, and K. J. Åström, "Asymmetric relay autotuning – Practical features for industrial use," *Control Eng. Pract.*, vol. 54, pp. 231–245, Sep. 2016.
- [10] C. Lorenzini, A. S. Bazanella, L. F. A. Pereira, and G. R. Gonçalves da Silva, "The generalized forced oscillation method for tuning PID controllers," *ISA Trans.*, vol. 87, pp. 68–87, Apr. 2019.
- [11] M. Araki and H. Taguchi, "Two-Degree-of-Freedom PID Controllers," vol. 1, no. 4, pp. 401–411, 2003.
- [12] R. F. Hassan, "Design and Implementation of Two Degree of freedom Proportional Integral Derivative Controller," vol. 2015, no. 1, pp. 75–80, 2015.
- [13] J. Juang, M. Huang, and W. Liu, "Algorithms for a MIMO System," vol. 38, no. 5, pp. 716–727, 2008.
- [14] B. Yang, U. Tan, A. B. Mcmillan, R. Gullapalli, and J. P. Desai, "Design and Control of a 1-DOF MRI-Compatible Pneumatically Actuated Robot With Long Transmission Lines," *IEEE/ASME Trans. Mechatronics*, vol. 16, no. 6, pp. 1040–1048, 2011.
- [15] R. K. Sahu, S. Panda, and U. K. Rout, "Electrical Power and Energy Systems DE optimized parallel 2-DOF PID controller for load frequency control of power system with governor dead-band nonlinearity," *Int. J. Electr. Power Energy Syst.*, vol. 49, pp. 19–33, 2013.
- [16] R. Vilanova, V. M. Alfaro, and O. Arrieta, "Simple robust autotuning rules for 2-DoF PI controllers," *ISA Trans.*, vol. 51, no. 1, pp. 30–41, 2012.
- [17] S. Zeghlache, K. Kara, and D. Saigaa, "Type-2 Fuzzy Logic Control of a 2-DOF Helicopter (TRMS system)," vol. 4, no. 3, 2014.
- [18] T. O. Mahony, C. J. Downing, and K. Fatla, "Genetic Algorithms for PID Parameter Optimisation : Minimising Error Criteria," in *Conference Proceedings*, 2002.
- [19] E. Poulin and A. Pomerleau, "Unified PID design method based on a maximum peak resonance specification," *IEEE Proceedings-Control theory Appl.*, vol. 144, no. 6, pp. 566–574, 1997.
- [20] D. Czarkowski and T. Mahony, "TWO DEGREE OF FREEDOM PID CONTROLLER DESIGN USING GENETIC ALGORITHMS," in *11th IEEE International Conference on Methods and Models in Automation and Robotics*, 2005, pp. 931–936.
- [21] D. E. Goldberg, *THE DESIGN OF INNOVATION Lessons from and for Competent Genetic Algorithms*, Springer S. University of Illinois at Urbana-Champaign, 2002.
- [22] R. D. O. Pereira and L. L. N. Reis, "Avaliação de desempenho de controladores pid 2-dof em controle de velocidade de um motor cc rené d. o. pereira 1 , laurinda l. n.," 2014.
- [23] I. D. LANDAU, "The R-S-T Digital Controller Design and Applications," *IFAC Proc. Vol.*, vol. 30, no. 6, pp. 23–33, 1997.
- [24] S. N. Sivanandam and S. N. Deepa, *Introduction to Genetic Algorithms*, no. Mm. Berlin, Heidelberg, 2003.
- [25] F. Herrera, M. Lozano, and J. L. Verdegay, "Tackling Real-Coded Genetic Algorithms: Operators and Tools for Behavioural Analysis," *Artif. Intell. Rev.*, vol. 12, no. 4, pp. 265–319, 1998.
- [26] Y. Kakazu, H. Sakanashi, and K. Suzuki, "Adaptive Search Strategy for Genetic Algorithms with Additional Genetic Algorithms," *情報処理学会論文誌*, vol. 34, pp. 755–763, 1993.
- [27] K. Sastry and D. Goldberg, "Geratic Algorithms," *Search Methodol.*, vol. 12, no. 4, pp. 97–125, 2005.
- [28] J. Helmich, "Manual da Festo," 2008.
- [29] L. A. AGUIRRE, *Introdução à Identificação de Sistemas*, 3rd ed. 2007.
- [30] A. A. R. COELHO and L. D. S. COELHO, "Identificacao de Sistemas Lineares Dinamicos." p. 187, 2004.